

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



Афонин Алексей Олегович

**ПОЛОСКОВЫЕ ДИПЛЕКСЕРЫ ДЛЯ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ  
ГЛОНАСС/GPS И ИССЛЕДОВАНИЕ КОЭФФИЦИЕНТОВ СВЯЗИ  
СОГЛАСУЮЩИХ ЦЕПЕЙ С ВХОДНЫМИ РЕЗОНАТОРАМИ  
ФИЛЬТРОВ КАНАЛОВ**

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. ПОЛОСКОВЫЕ И МИКРОПОЛОСКОВЫЕ ДИПЛЕКСЕРЫ. ОБЗОР ЛИТЕРАТУРЫ .....	14
1.1 Способы построения диплексеров .....	14
1.2 Способы согласования каналов диплексера по общему входу .....	21
1.2.1 Согласующая цепь в виде Т-, Y-разветвления.....	22
1.2.2 Согласующая цепь на основе общего двухмодового резонатора...	26
1.2.3 Согласующая цепь в виде нерезонансных отрезков полосковых и микророскосковых линий .....	31
1.2.4 Прочие способы согласования каналов .....	34
1.3 Выводы по главе 1.....	37
ГЛАВА 2. СОГЛАСОВАНИЕ КАНАЛОВ МИКРОПОЛОСКОВОГО ДИПЛЕКСЕРА С ПОМОЩЬЮ НЕРЕЗОНАНСНОГО ОТРЕЗКА МПЛ.....	40
2.1 Структура диплексера с двухзвенными каналами на основе полуволновых резонаторов.....	40
2.2 Исследование коэффициентов связи согласующей цепи с входными резонаторами каналов.....	45
2.2.1 Вычисление характеристик микророскосковых субструктур в квазистатическом приближении.....	46
2.2.2 Определение частотно-зависимых коэффициентов связи.....	50
2.2.3 Исследование частотно-зависимых коэффициентов связи .....	53
2.2.4 Способ исследования коэффициентов связи согласующей цепи с входными резонаторами каналов по относительной ширине полосы пропускания.....	56
2.3 Максимально достижимая относительная ширина полосы пропускания каналов диплексера .....	59

2.4 Разработка микрополоскового диплексера на полуволновых резонаторах для СРНС ГЛОНАСС/GPS .....	61
2.5 Выводы по главе 2.....	63
ГЛАВА 3. СОГЛАСОВАНИЕ КАНАЛОВ МИКРОПОЛОСКОВОГО ДИПЛЕКСЕРА С ПОМОЩЬЮ НЕРЕГУЛЯРНОГО П-ОБРАЗНОГО КОРОТКОЗАМКНУТОГО ПОЛОСКОВОГО ПРОВОДНИКА .....	65
3.1 Структура диплексера с двухзвенными каналами на основе четвертьволновых резонаторов .....	65
3.2 Исследование коэффициентов связи П-образной согласующей цепи с входными резонаторами каналов .....	70
3.2.1 Вычисление характеристик микрополосковых субструктур в квазистатическом приближении.....	71
3.2.2 Определение частотно-зависимых коэффициентов связи.....	74
3.2.3 Исследование частотно-зависимых коэффициентов связи .....	76
3.3 Максимально достижимая относительная ширина полосы пропускания каналов диплексера .....	79
3.4 Экспериментальная модель диплексера на четвертьволновых резонаторах с трехзвенными каналами .....	81
3.5 Разработка микрополоскового диплексера на четвертьволновых резонаторах для СРНС ГЛОНАСС/GPS .....	83
3.6 Выводы по главе 3.....	85
ГЛАВА 4. СОГЛАСОВАНИЕ КАНАЛОВ В ПОЛОСКОВОМ ДИПЛЕКСЕРЕ НА ПОДВЕШЕННОЙ ПОДЛОЖКЕ И ДВУХПРОВОДНИКОВЫХ РЕЗОНАТОРАХ .....	87
4.1 Структура диплексера с двухзвенными каналами на основе двухпроводниковых резонаторов.....	87
4.2 Исследование коэффициентов связи согласующей цепи с входными резонаторами каналов.....	92

4.3 Максимально достижимая относительная ширина полосы пропускания каналов диплексера .....	93
4.4 Экспериментальная модель полоскового диплексера на подвешенной подложке и двухпроводниковых резонаторах с трехзвенными каналами....	94
4.5 Разработка полоскового диплексера на подвешенной подложке и двухпроводниковых резонаторах для СРНС ГЛОНАСС/GPS .....	98
4.6 Выводы по главе 4.....	100
ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....	103
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ.....	105
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	107
Приложение А – Микрополосковый диплексер на полуволновых резонаторах для систем ГЛОНАСС/GPS.....	123
Приложение Б – Микрополосковые диплексеры на четвертьволновых резонаторах для систем ГЛОНАСС/GPS.....	125
Приложение В – Полосковый диплексер на подвешенной подложке для систем ГЛОНАСС/GPS.....	128
Приложение Г – Полосковый диплексер на подвешенной подложке для работы на стыке VHF/UHF диапазонов.....	130
Приложение Д – Патент на изобретение .....	134
Приложение Е – Акт о внедрении.....	135

## ВВЕДЕНИЕ

**Актуальность темы диссертационного исследования и степень ее разработанности.** Частотно-селективные устройства (ЧСУ) сверхвысоких частот (СВЧ) являются важнейшими элементами современных радиотехнических систем. Они широко используются в системах связи, в том числе спутниковой, в радиолокационных станциях, а также в различной измерительной и специальной аппаратуре. Среди большого разнообразия ЧСУ наиболее востребованными являются полосно-пропускающие фильтры (ППФ), фильтры нижних частот (ФНЧ), фильтры верхних частот (ФВЧ), фильтры с двумя полосами пропускания и другие. Современные радиосистемы, например, спутниковые радионавигационные системы (СРНС) ГЛОНАСС (глобальная навигационная спутниковая система) и GPS (Global Positioning System), часто являются многодиапазонными, поэтому кроме вышеперечисленных устройств также востребованы и многоканальные частотно-разделительные устройства – мультиплексеры, служащие для разделения спектра сигнала по каналам с соответствующими им частотами. В частности, к таким устройствам относятся диплексеры, т. е. двухканальные мультиплексеры, разделяющие спектр сигнала на два независимых канала.

С развитием радиотехники и радиоэлектроники к частотно-селективным устройствам предъявляются все более жесткие требования, а именно: к их миниатюрности, избирательности, надежности, технологичности в производстве и, конечно, стоимости. Наиболее высоким уровнем всех перечисленных качеств в совокупности обладают диплексеры, построенные на полосковых и микрополосковых резонаторах (МПР) [1, 2], получившие, в связи с этим, широкое распространение в СВЧ-технике [3].

Чаще всего диплексеры конструируют как два полосно-пропускающих фильтра, имеющих один общий вход (порт) [26–105]. Из-за взаимодействия между двумя фильтрами каналов, составляющих диплексер, их характеристики искажаются, т. е. получаются отличными от характеристик двух отдельных фильтров. Для того чтобы свести эти искажения к минимуму, каждый канал

диплексера необходимо правильно согласовать с общим входным портом с помощью соответствующей конфигурации согласующей цепи (СЦ). К настоящему времени известно несколько основных подходов к согласованию общего порта с фильтрами каналов в полосковых и микрополосковых диплексерах. Однако эти подходы не позволяют создавать диплексеры, которые полностью удовлетворяют требованиям современных радиосистем. Часто цепи согласования занимают до половины площади всего устройства [4, 5], что неприемлемо при разработке миниатюрных диплексеров. Некоторые способы согласования слишком сложны в настройке, что делает невозможной разработку диплексеров для серийного производства.

Вместе с тем нерешенной остается важная задача создания миниатюрных диплексеров, характеризующихся высокими электрическими характеристиками. Наиболее эффективным подходом к миниатюризации полосковых устройств является использование подложек с высокой относительной диэлектрической проницаемостью ( $\epsilon_r > 11$ ). Чаще всего в литературе описываются диплексеры, которые выполнены на подложках с диэлектрической проницаемостью, находящейся в пределах  $\epsilon_r = 2 \dots 11$ . В связи с этим они имеют размеры, которые не удовлетворяют современным требованиям по миниатюрности. Поэтому актуальной задачей является разработка простых способов согласования каналов, позволяющих проектировать миниатюрные диплексеры на подложках с высокой  $\epsilon_r$ , которые удовлетворяют требованиям современных радиосистем.

**Целью диссертационной работы** является поиск новых способов согласования общего порта с фильтрами каналов в полосковых и микрополосковых диплексерах, выявление закономерностей поведения коэффициентов связи согласующих цепей с входными резонаторами фильтров каналов, а также разработка полосковых и микрополосковых диплексеров по заданным частотным характеристикам. Для достижения поставленной цели сформулированы следующие **задачи**:

1. Анализ существующих подходов к согласованию каналов с общим портом в полосковых и микрополосковых диплексерах.

2. Разработка новых способов согласования каналов с общим портом в полосковых и микрополосковых диплексерах.

3. Разработка одномерных моделей и программ расчета коэффициентов связи согласующей цепи с входными резонаторами каналов в диплексерах на основе квазистатического приближения.

4. Исследование влияния параметров согласующей цепи на величину ее связи с входными резонаторами каналов диплексеров для использования этих результатов при разработке диплексеров.

#### **Научная новизна результатов диссертационной работы:**

1. Впервые рассчитаны и исследованы частотно-зависимые коэффициенты связи согласующей цепи в виде нерезонансного отрезка микрополосковой линии с входными резонаторами каналов в микрополосковом диплексере. Исследования показали, что величина взаимодействия между согласующей цепью и входными резонаторами каналов достаточно велика для создания миниатюрных диплексеров на подложках с высокой относительной диэлектрической проницаемостью. Также показано, что использование модифицированного энергетического подхода для расчета коэффициентов связи двух проводников различных конфигураций, резонансные частоты которых не совпадают, оправдано.

2. Разработана новая конфигурация согласующей цепи в виде нерегулярного **П**-образного короткозамкнутого полоскового проводника для согласования каналов с общим портом в микрополосковом диплексере на основе четвертьволновых резонаторов. Согласующая цепь электромагнитно связана с входными резонаторами каналов. Такая конфигурация согласующей цепи свела к минимуму взаимное влияние каналов друг на друга и позволила уменьшить размеры устройства. Рассчитаны и исследованы частотно-зависимые

коэффициенты связи  $\Pi$ -образной согласующей цепи с входными резонаторами каналов.

3. Предложена конфигурация согласующей цепи в виде короткозамкнутого отрезка полосковой линии для согласования каналов с общим портом в полосковом диплексере на подвешенной подложке на основе двухпроводниковых резонаторов. Согласующая цепь электромагнитно связана с входными резонаторами каналов. Конфигурация отличается от известной тем, что один конец полоскового проводника замкнут на землю, что обеспечило требуемый уровень связи с фильтрами каналов. Исследовано влияние ширины согласующего проводника на величину связи с входными резонаторами каналов.

#### **Теоретическая значимость результатов диссертационной работы.**

Полученные результаты диссертационной работы вносят вклад в теоретические основы методов согласования общего порта с фильтрами каналов полосковых и микрополосковых диплексов.

#### **Практическая значимость результатов диссертационной работы:**

1. Разработана конструкция микрополоскового диплексера с полуволновыми резонаторами в фильтрах каналов для работы в СРНС ГЛОНАСС/GPS. Согласование в диплексере выполнено с помощью исследованной конфигурации согласующей цепи в виде нерезонансного отрезка микрополосковой линии. Диплексер имеет малые вносимые потери в полосах пропускания каналов – 0,84 дБ в низкочастотном канале и 0,95 дБ в высокочастотном (фильтры каналов четырехзвенные). Простая конструкция согласующей цепи позволила сделать диплексер простым в регулировке.

2. Разработана конструкция миниатюрного микрополоскового диплексера с четвертьволновыми резонаторами в фильтрах каналов для работы в СРНС ГЛОНАСС/GPS. Согласование в диплексере выполнено с помощью нерегулярного  $\Pi$ -образного короткозамкнутого полоскового проводника. Использование



компактной согласующей цепи и четвертьволновых резонаторов в фильтрах каналов позволило уменьшить размеры диплексера более чем в два раза (по сравнению с ранее используемой конструкцией).

3. Разработана конструкция миниатюрного полоскового диплексера на подвешенной подложке с двухпроводниковыми резонаторами в фильтрах каналов для работы в СРНС ГЛОНАСС/GPS. Согласование в диплексере выполнено с помощью нерезонансного короткозамкнутого отрезка полосковой линии. Такая конструкция диплексера позволила обеспечить высокий уровень развязки между каналами, который составил не менее 75 дБ.

4. Полученные результаты позволили реализовать ряд устройств для применения в радиотехнических системах, которые внедрены в серийное производство.

**На защиту выносятся следующие положения:**

1. На подложках с высокой относительной диэлектрической проницаемостью с применением согласующей цепи в виде нерезонансного отрезка микрополосковой линии можно разрабатывать миниатюрные диплексеры с широкими (до 15%) относительными полосами пропускания каналов.

2. Разработанный новый способ согласования каналов, основанный на использовании нерегулярного П-образного короткозамкнутого полоскового проводника, позволяет создавать миниатюрные микрополосковые диплексеры на основе четвертьволновых резонаторов в фильтрах каналов, с использованием подложек с высокой относительной диэлектрической проницаемостью и широкими (до 17%) полосами пропускания каналов. Такая конфигурация согласующей цепи позволяет осуществлять практически независимую настройку каналов.

3. Предложенная согласующая цепь в виде нерезонансного короткозамкнутого отрезка полосковой линии в полосковом диплексере на подвешенной подложке и двухпроводниковых резонаторах позволяет

разрабатывать миниатюрные диплексеры с широкими (до 21%) относительными полосами пропускания каналов.

**Методы диссертационного исследования.** В работе использованы методы электродинамики СВЧ, в частности, квазистатический метод расчета электрических параметров микрополосковых линий, методы вычислительной математики, реализованные в виде алгоритмов и программ для ЭВМ, а также методы экспериментальных исследований СВЧ-устройств.

**Достоверность полученных результатов** обеспечивается применением корректных методов математического анализа, современных программ электродинамического моделирования полосковых и микрополосковых структур, хорошим согласием результатов численных и физических экспериментов, а также использованием современной измерительной аппаратуры (R&S ZVL и ZVA 50).

**Апробация работы.** Основные результаты работы были представлены и обсуждались на конференциях: X Всероссийская научно-практическая конференция творческой молодежи «Актуальные проблемы авиации и космонавтики» (Красноярск, 2014 г.), XII Международная научно-техническая конференция «Актуальные проблемы электронного приборостроения» (Новосибирск, 2014 г.), XVII Всероссийская научно-техническая конференция «Современные проблемы радиоэлектроники» (Красноярск, 2015 г.), XXV Международная крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (Севастополь, 2015 г.), XIII Международная научно-техническая конференция «Актуальные проблемы электронного приборостроения» (Новосибирск, 2016 г.), VII Международная научно-техническая конференция «Актуальные проблемы радиофизики» (Томск, 2017 г.), V Всероссийская научно-техническая конференция «Системы связи и радионавигации» (Красноярск, 2018 г.), Конкурс-конференция ФИЦ КНЦ СО РАН

для молодых ученых, аспирантов и студентов (Красноярск, 2019 г.), XXII Всероссийская научно-техническая конференция «Современные проблемы радиоэлектроники» (Красноярск, 2020 г.).

Результаты диссертационного исследования использованы предприятием АО «НПП «Радиосвязь» (г. Красноярск). Акт о внедрении приведен в приложении Е.

**Публикации по теме работы.** Всего по теме работы опубликовано 12 работ, из них: в журналах из перечня ВАК – 2, индексируемые базами *WoS*, *Scopus* – 1; получено патентов РФ – 1 шт.

**Личный вклад автора.** Все представленные в работе результаты получены автором лично или при непосредственном его участии: автор рассчитал и исследовал частотно-зависимые коэффициенты связи СЦ в виде нерезонансного отрезка микрополосковой линии (МПЛ) с входными резонаторами каналов; автор разработал и исследовал способ согласования каналов в микрополосковом диплексере на основе четвертьволновых резонаторов, в частности, были исследованы частотно-зависимые коэффициенты связи СЦ с входными резонаторами каналов; автор разработал и исследовал способ согласования каналов в полосковом диплексере на подвешенной подложке и двухпроводниковых резонаторах; автор лично изготавливал экспериментальные макеты устройств и проводил измерения их характеристик.

**Объем и структура диссертации.** Диссертация состоит из введения, 4 глав, заключения, списка сокращений и условных обозначений, списка литературы и 6 приложений. Общий объем диссертации – 135 страниц, включая 60 рисунков и 4 таблицы. Список литературы содержит 133 наименования.

*Первая глава* диссертационной работы представляет собой обзор существующих конструкций полосковых и микрополосковых диплексеров, а также

обзор существующих подходов к согласованию каналов с общим портом в диплексерах, построенных на полосно-пропускающих фильтрах. Задачей главы является классификация различных подходов к согласованию каналов с общим портом. Приводятся достоинства и недостатки каждого из способов согласования, описаны возможные пути преодоления этих недостатков.

*Вторая глава* содержит описание микрополоскового диплексера на полуволновых резонаторах, согласование в котором выполнено с помощью нерезонансного отрезка МПЛ. Приведена конструкция диплексера с двухзвенными фильтрами в каналах. Рассчитываются частотно-зависимые коэффициенты связи согласующей цепи с входными резонаторами каналов диплексера. Приведены результаты исследования влияния конструктивных параметров согласующего проводника на величину его взаимодействия с входными резонаторами каналов. Приводится описание методики для оценивания величины связи согласующей цепи с каналами диплексера по относительной ширине полосы пропускания. Также исследовано, какой максимальной ширины полосы пропускания каналов диплексера можно добиться, используя рассматриваемую конфигурацию согласующей цепи. Приведена топология диплексера, разработанного для применения в СРНС ГЛОНАСС/GPS.

*Третья глава* содержит описание микрополоскового диплексера на четвертьволновых резонаторах, согласование в котором выполнено с помощью нерегулярного  $\Pi$ -образного короткозамкнутого проводника. Приведена конструкция диплексера с двухзвенными фильтрами в каналах. Рассчитываются частотно-зависимые коэффициенты связи согласующей цепи с входными резонаторами каналов. Приведены результаты исследования влияния конструктивных параметров согласующего проводника на величину его взаимодействия с входными резонаторами каналов. Также исследовано, какой максимальной ширины полосы пропускания каналов диплексера можно добиться, используя предложенный подход к согласованию. Приведена топология диплексера, разработанного для применения в СРНС ГЛОНАСС/GPS.

*Четвертая глава* содержит описание полоскового диплексера на подвешенной подложке и двухпроводниковых резонаторах, согласование в котором выполнено с помощью нерезонансного короткозамкнутого отрезка ПЛ. Приведена конструкция диплексера с двухзвенными фильтрами в каналах. Приведены результаты исследования влияния ширины согласующего проводника на его взаимодействие с каналами диплексера. Также исследовано, какой максимальной ширины полосы пропускания каналов диплексера можно добиться, используя предложенную конфигурацию согласующей цепи. Приведена топология диплексера, разработанного для применения в СРНС ГЛОНАСС/GPS.

В *приложениях А–Г* приведено описание диплексеров, разработанных для применения в радиотехнических системах и внедренных в серийное производство. В *приложениях Д и Е* приведен патент на изобретение и акт о внедрении устройств в серийное производство.

## **ГЛАВА 1. ПОЛОСКОВЫЕ И МИКРОПОЛОСКОВЫЕ ДИПЛЕКСЕРЫ. ОБЗОР ЛИТЕРАТУРЫ**

Развитие современных радиотехнических систем требует существенного уменьшения размеров диплексеров и улучшения их характеристик. Известно, что высокими электрическими характеристиками обладают волноводные диплексеры [6] и диплексеры, фильтры которых построены на диэлектрических резонаторах [7]. Однако эти конструкции имеют ряд серьезных недостатков. Во-первых, такие диплексеры имеют сравнительно большие размеры и вес. Во-вторых, эти конструкции слишком сложны в изготовлении и настройке, что является серьезным недостатком в случае их массового производства. Использование в конструкциях диплексеров многомодовых диэлектрических резонаторов хоть и существенно уменьшает размеры устройств, но не упрощает их изготовление и настройку. В-третьих, такие диплексеры имеют высокую стоимость изготовления.

Поэтому при разработке диплексеров особое внимание уделяется полосковым конструкциям, которые, как упоминалось ранее, обладают миниатюрностью, технологичностью в изготовлении и низкой себестоимостью, что особенно важно при массовом производстве.

### **1.1 Способы построения диплексеров**

Существует несколько способов реализации полосковых и микрополосковых диплексеров. Основные из них: соединение ФНЧ с ФВЧ, соединение ФНЧ с ППФ и диплексеры на основе двух ППФ. Тот или иной способ построения выбирается исходя из конкретных требований, предъявляемых к устройству, которые задаются условиями технического задания (ТЗ).

Нередко возникает задача разделить широкополосный частотный диапазон (спектр) на два независимых поддиапазона. Для этой цели отлично подходят диплексеры, основанные на соединении фильтра нижних частот с фильтром

верхних частот (структурная схема представлена на рисунке 1.1). Здесь и далее P1 обозначает входной порт, P2 – выходной порт низкочастотного (НЧ) канала, P3 – выходной порт высокочастотного (ВЧ) канала. Такой способ является одним из самых простых способов построения диплексов.

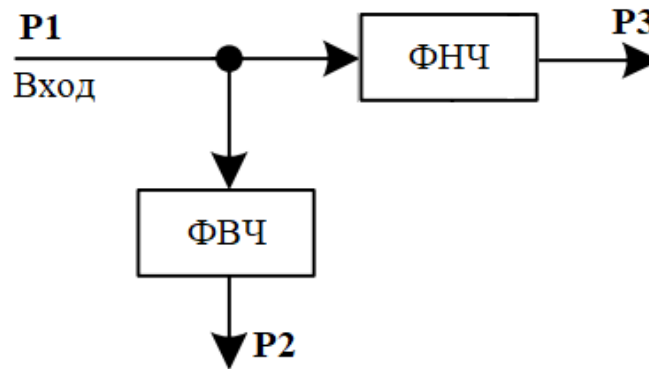
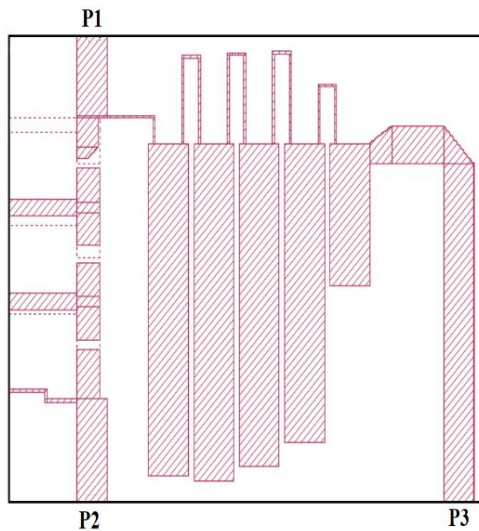


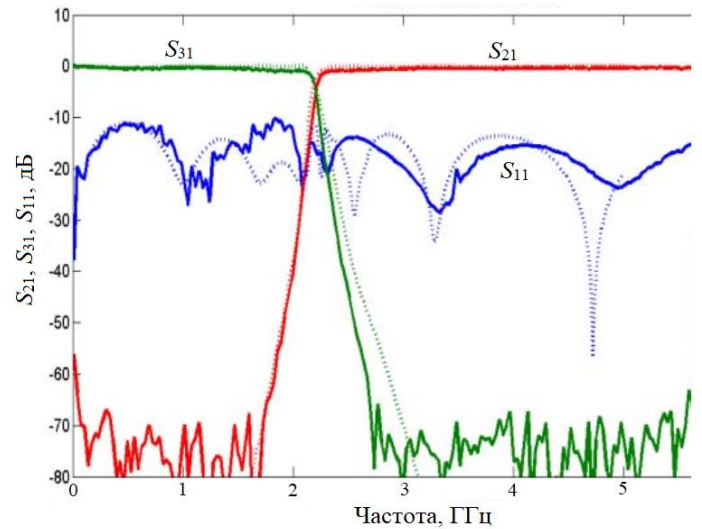
Рисунок 1.1 – Структурная схема диплекса на основе ФНЧ и ФВЧ

Благодаря тому, что на подвешенной подложке достаточно просто реализуются ФНЧ и ФВЧ, сравнительно несложной является задача разработки полосковых диплексов по схеме ФНЧ–ФВЧ и мультиплексов на основе каскадного соединения таких диплексов [8–12].

В работе [13] описан полосковый диплексер на подвешенной подложке, который был разработан с использованием такого подхода. ФНЧ 11 порядка и ФВЧ 13 порядка в этом диплексе выполнены на квазисосредоточенных элементах, реализованных с помощью низко- и высокоомных участков полосковой линии передачи. Топология его верхнего слоя представлена на рисунке 1.2, а. Пунктиром выделены элементы ФВЧ, находящиеся на нижней части подложки. На рисунке 1.2, б приведена его амплитудно-частотная характеристика (АЧХ).



(a)

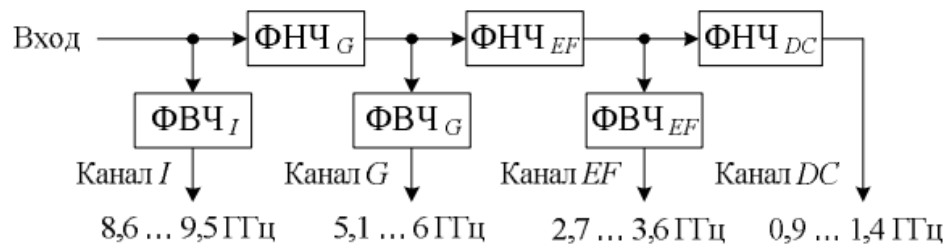


(б)

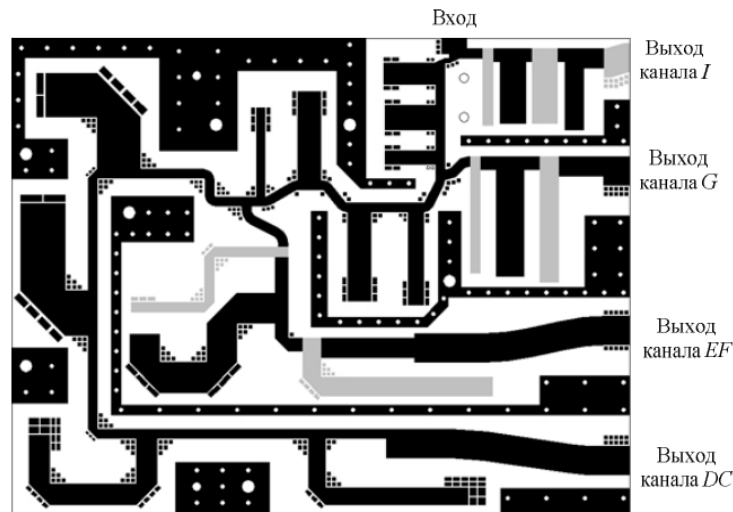
Рисунок 1.2 – Топология диплексера на подвешенной подложке на основе ФНЧ-ФВЧ (a) и его частотная характеристика (б) [13]

В работе [14] описан частотный квадраплексер (четырёхканальный мультиплексер) на подвешенной подложке, который обеспечивает разделение широкой полосы частот на четыре канала. Очевидным способом реализации такого устройства, на первый взгляд, было бы использование четырех ППФ в каналах. Но согласовать такое количество фильтров с одним общим портом – достаточно трудоемкая задача. Поэтому авторы используют каскадное соединение так называемых диплексерных цепей (рисунок 1.3, a), каждая из которых состоит из пары ФНЧ и ФВЧ. Следует отметить, что в этом устройстве резонаторы фильтров реализованы в виде отрезков линии передачи с однородным волновым сопротивлением, а не на квазисосредоточенных элементах (рисунок 1.3, б).





(а)



(б)

Рисунок 1.3 – Структурная схема квадруплексера на подвешенной подложке(а) и его топология (вид сверху) (б) [14]

Поскольку ФВЧ труднореализуемы в микрополосковом варианте, то практически невозможно создать микрополосковый диплексер полностью по схеме ФНЧ-ФВЧ. Поэтому для реализации микрополоскового диплексера вместо ФВЧ используют ППФ. В диплексерах, выполненных по такой схеме, низкочастотный канал представляет собой фильтр нижних частот, а высокочастотный – полосно-пропускающий фильтр. Авторы работы [15] используют ППФ на регулярных микрополосковых резонаторах, а в работах [16, 17] для миниатюризации фильтр высокочастотного канала выполнен на шпильковых резонаторах. Авторы работы [18] предлагают миниатюрный диплексер на основе ФНЧ-ППФ, выполненный по технологии низкотемпературной совместно обжигаемой керамики (Low Temperature Co-Fired Ceramic – LTCC). В работе [19] описан микрополосковый

триплексер, где два высокочастотных канала выполнены на ППФ, состоящих из шпильковых резонаторов. Такие диплексеры и триплексеры находят применение в системах, где есть необходимость выделить в низкочастотном канале промежуточную частоту и частоту гетеродина, при этом подавить нежелательные гармоники на высоких частотах, а в высокочастотном – обеспечить полосу пропускания в рабочем диапазоне (диапазонах) частот с хорошей селективностью.

В работе [20] этот подход используется для создания диплексера на подвешенной подложке. Авторы предлагают полосковый диплексер, высокочастотный канал которого образован ППФ с обычными регулярными резонаторами. В этой работе, помимо диплексера, также описан триплексер, полученный путем добавления ФВЧ с частотой среза выше, чем полоса пропускания канала ППФ.

В работе [21] описан миниатюрный микрополосковый диплексер для спутниковых радионавигационных систем ГЛОНАСС/GPS, высокочастотный канал которого составляет ППФ с широкой полосой пропускания. Здесь авторы применили полосно-пропускающий фильтр для того, чтобы обеспечить высокую развязку в низкочастотной области на частотах диапазона L2.

Следует отметить тот факт, что большинство обычных структур ФНЧ и ФВЧ на отрезках регулярных полосковых и микрополосковых линий передачи имеют малую крутизну склонов (высокочастотного склона у ФНЧ и низкочастотного – у ФВЧ), узкие полосы заграждения из-за паразитных полос пропускания. Эти факторы негативно сказываются на характеристиках диплексеров, построенных на основе ФНЧ-ФВЧ. Малая крутизна склонов, например, приводит к ухудшению развязки между каналами.

Существует несколько подходов к улучшению характеристик фильтров. Самым простым способом для увеличения крутизны склонов является добавление дополнительных звеньев в структуру фильтра, но это приводит к существенному увеличению размеров и потерь в полосе пропускания [3]. В работе [22] авторы добавляют параллельный разомкнутый шлейф к обычной структуре фильтра

нижних частот на высокоомном участке, как показано на рисунке 1.4, что улучшает крутизну высокочастотного склона и увеличивает уровень затухания в полосе заграждения. Это, в свою очередь, приводит к увеличению развязки между каналами диплексера.

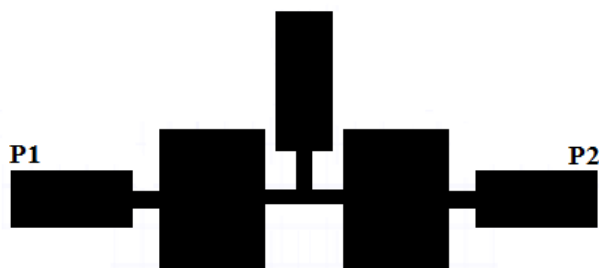
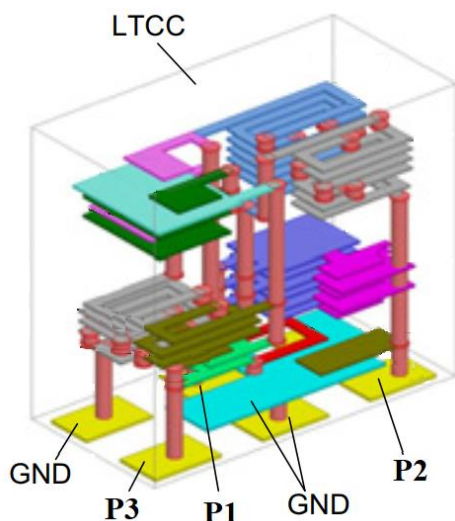


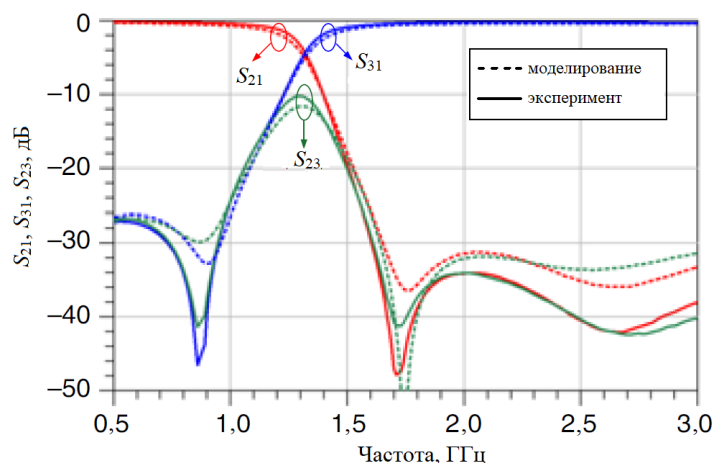
Рисунок 1.4 – Топология ФНЧ с разомкнутым шлейфом [22]

Другой метод, применяющийся для улучшения характеристик ФНЧ и ФВЧ, заключается во введении дополнительных нулей передачи (точек на АЧХ, в которых полный коэффициент связи обращается в ноль) в полосу заграждения. Например, в работе [23] авторы для этой цели используют кольцевой микрополосковый резонатор с двумя разомкнутыми шлейфами, но такой фильтр имеет узкую полосу заграждения.

В работе [24] описан миниатюрный диплексер на основе ФНЧ-ФВЧ, выполненный по технологии LTCC. На рисунке 1.5 представлена его 3D-структура и частотные характеристики. Размеры устройства составляют всего 1.6 мм x 0.8 мм x 0.5 мм. Фильтры диплексера выполнены на квазисосредоточенных элементах. Для улучшения характеристик диплексера также используются ФНЧ и ФВЧ с дополнительными нулями передачи в полосе заграждения. Следует отметить, что несмотря на миниатюрность диплексеров, выполненных по технологии LTCC, они не лишены недостатков. Во-первых, сложно добиться высоких электрических характеристик при таких размерах устройств. Во-вторых, проектирование таких устройств – более сложная задача.



(a)



(б)

Рисунок 1.5 – Структура LTCC диплексера на основе ФНЧ-ФВЧ (a) и его АЧХ (б) [24]

Помимо того, что диплексеры, выполненные по схеме ФНЧ-ФВЧ, имеют паразитные резонансы в полосах заграждения, у них есть более существенный недостаток, обусловленный характеристиками фильтров: отсутствие селективности низкочастотного склона у ФНЧ и высокочастотного склона – у ФВЧ. Это хорошо иллюстрируется характеристиками диплексеров, показанными на рисунках 1.2, б и 1.5, б. Для разделения спектра сигнала на две полосы такие характеристики диплексеров являются приемлемыми. Однако при использовании таких диплексеров во входных цепях, где должна обеспечиваться требуемая селективность тракта, приходится прибегать к дополнительным мерам и ставить комплементарные фильтры. Это усложняет схему со всеми вытекающими последствиями.

Нетривиальной является конструкция диплексера, которая предложена в работе [25]. Его структура, в отличие от рассмотренных ранее диплексеров, состоит из одного двухполосного фильтра и двух согласующих цепей (рисунок 1.6, a). На рисунке 1.6, б представлены его частотные характеристики. Основным преимуществом такой компоновки, по мнению авторов, является компактный размер диплексера по сравнению с обычными способами построения. Но из топологии видно, что цепи согласования сами по себе занимают довольно

внутреннюю часть подложки. Кроме того, предложенная структура диплексера имеет слишком малую развязку между каналами (около 10 дБ). Для увеличения развязки авторы предлагают добавлять в согласующие цепи шлейфы, которые не дают особо преимуществ, но при этом увеличивают размер и без того громоздкой согласующей структуры. Стоит отметить, что диплексер имеет большие вносимые потери в каналах.

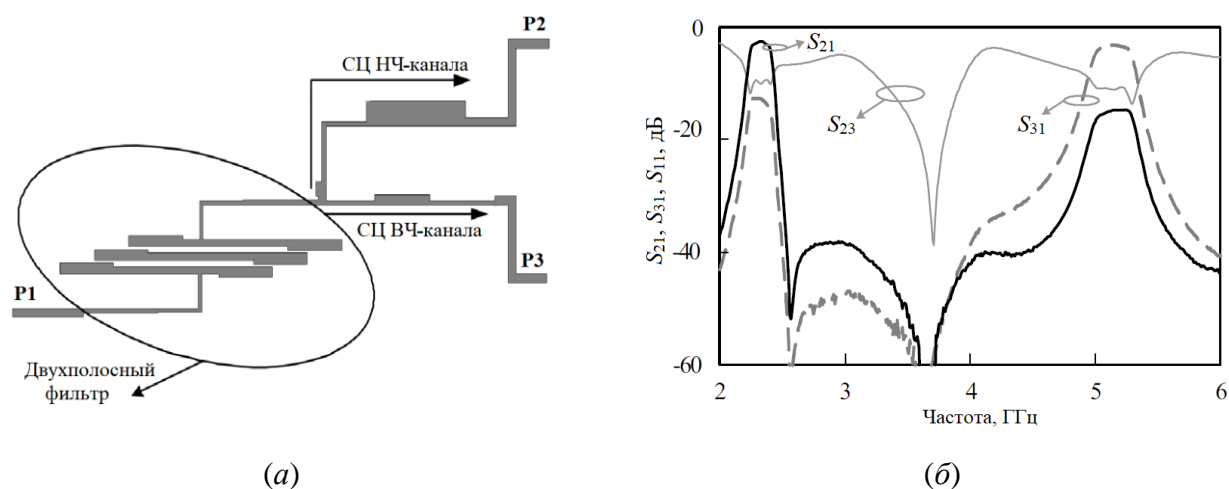


Рисунок 1.6 – Топология диплексера на основе двухполосного фильтра (а) и его АЧХ (б) [25]

## 1.2 Способы согласования каналов диплексера по общему входу

Постоянно развивающиеся системы связи предъявляют к диплексерам все более строгие требования: снижение вносимых потерь в каналах, увеличение селективности, увеличение развязки между каналами, уменьшение размеров. Описанные выше способы построения диплексеров не могут удовлетворить всем этим требованиям. Поэтому для их достижения чаще всего диплексеры конструируют как два полосно-пропускающих фильтра, имеющих один общий вход (порт).

Основной проблемой при конструировании диплексеров на основе двух ППФ является согласование по общему порту, т. е. необходимо осуществить подключение фильтров обоих каналов к общему проводнику так, чтобы в полосах пропускания ППФ неравномерность коэффициента передачи и величина

коэффициента отражения (или коэффициента стоячей волны, КСВ) не превысили заданный уровень.

На сегодняшний день существует несколько основных подходов к согласованию общего порта с каналами в диплексере. Первый подход [26–57] основан на использовании в качестве согласующей цепи так называемого Т-разветвления (или Y-разветвления). Этот подход заключается в том, что линию, идущую от общего порта, разветвляют на две, и концы двух образовавшихся таким образом линий напрямую подключают к крайним резонаторам каналов. Вторым подходом [58–76] в качестве согласующей цепи предполагает использование общего двухмодового резонатора, первая мода которого настроена на частоту низкочастотного канала, а вторая – высокочастотного. Третий подход [77–93] заключается в использовании нерезонансного отрезка полосковой или микрополосковой линии, который электромагнитно связан с входными резонаторами каналов. При этом один конец проводника нагружен общим портом. Для того чтобы понять преимущества и недостатки того или иного способа согласования, каждый из них будет рассмотрен более подробно ниже.

### 1.2.1 Согласующая цепь в виде Т-, Y-разветвления

Наиболее распространенным способом подключения фильтров каналов диплексера является использование Т-разветвления (либо по-другому его называют Y-разветвлением). Т-разветвление представляет собой 50-омную линию передачи, которая идет от общего порта и разветвляется на две линии, напрямую соединенные с входными резонаторами каналов диплексера. На рисунке 1.7 представлены топологии диплексеров с использованием в качестве согласующей цепи самого простого Т-разветвления. Первый диплексер (рисунок 1.7, а) выполнен на подложке с  $\epsilon_r=10,2$  и имеет размеры около 30 мм×40 мм. Второй диплексер (рисунок 1.7, б) выполнен на подложке с  $\epsilon_r=2,2$  и имеет размеры 32 мм×62 мм.

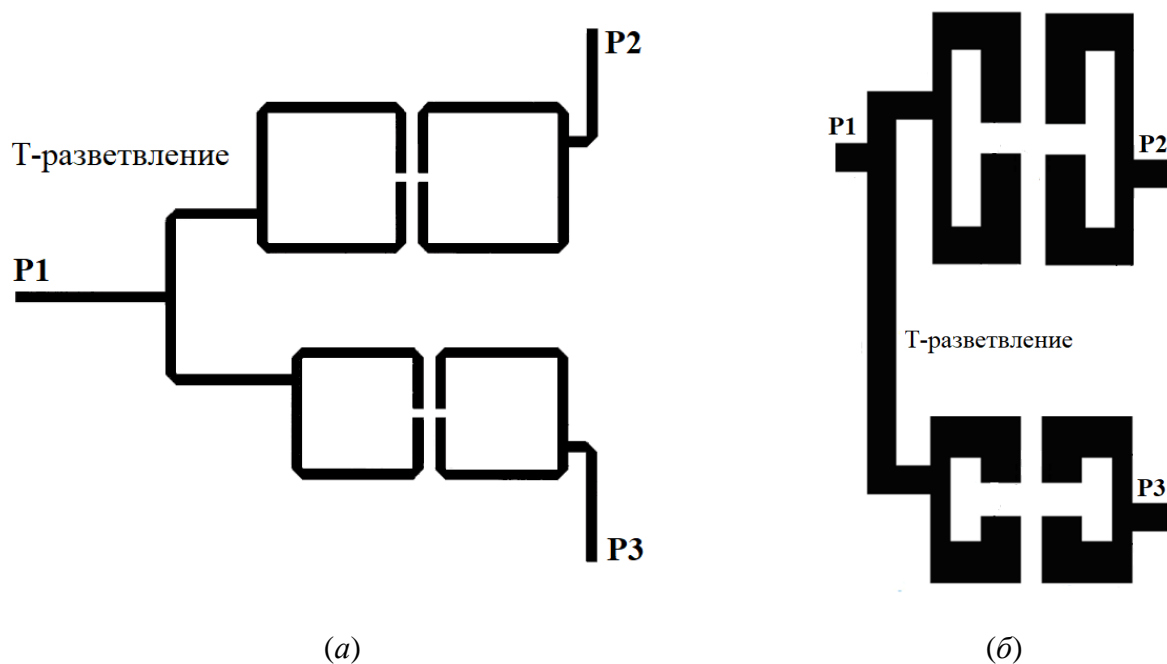


Рисунок 1.7 – Диплексеры с согласующей цепью в виде Т-разветвления [30, 32]

Для оптимального согласования с каналами диплексера необходимо корректно подобрать длину и ширину каждого отрезка. Как правило, длина линии от общего порта до фильтра канала должна быть равна четверти длины волны на частоте соседнего канала. Если это условие выполняется, то сигнал из низкочастотного канала не проходит в высокочастотный и наоборот, за счет чего достигается хороший уровень развязки между каналами. Наглядно это можно увидеть при электромагнитном моделировании, если посмотреть распределение высокочастотного тока в проводниках на частотах, соответствующих частотам каналов, как показано на рисунке ниже. Красный цвет соответствует максимальной амплитуде СВЧ-тока, а синий – минимальной. На рисунке 1.8, *а* видно, что сигнал на частоте НЧ-канала (1,57 ГГц) проходит в фильтр НЧ-канала и не проходит в ВЧ-канал. На рисунке 1.8, *б* видно, что сигнал на частоте ВЧ-канала (2,4 ГГц) проходит в фильтр ВЧ-канала и не проходит в НЧ-канал. Ширина линии, как уже упоминалось выше, выбирается таким образом, чтобы ее волновое сопротивление равнялось 50 Ом на соответствующей подложке. Следует отметить, что такой способ согласования позволяет осуществлять независимую настройку каналов.

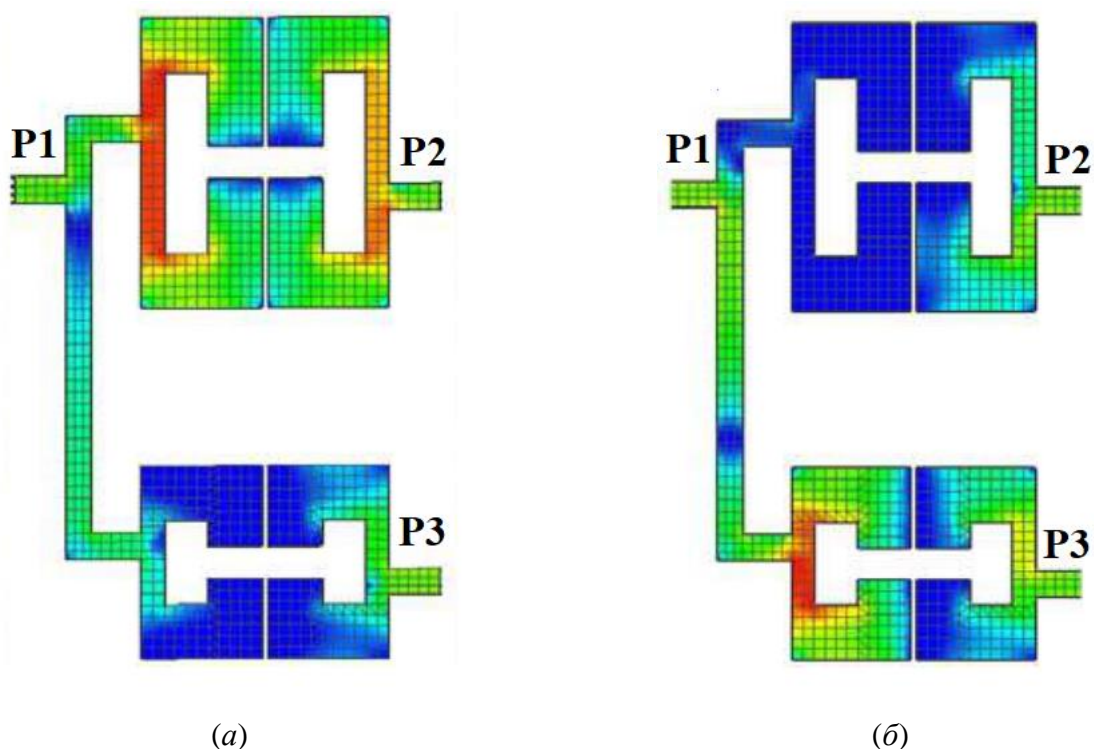


Рисунок 1.8 – Распределение высокочастотного тока на частоте НЧ- (а) и ВЧ- (б) каналов [32]

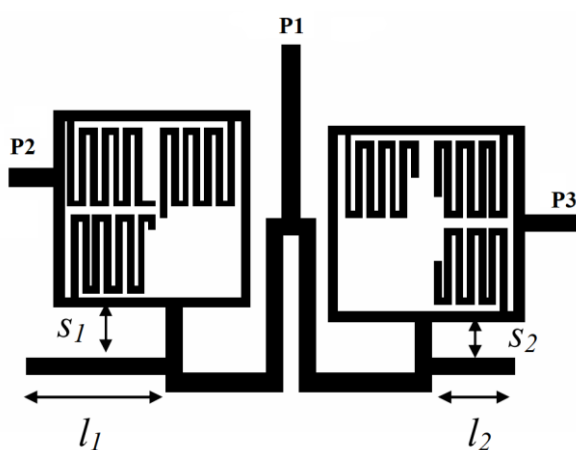
Несмотря на все свои преимущества, способ согласования на основе Т-разветвления имеет несколько серьезных недостатков, что усложняет разработку диплексера. Во-первых, такая цепь согласования вместе с входными резонаторами каналов образует единый резонатор, в котором могут возбуждаться паразитные резонансные моды, сильно усложняющие настройку диплексера. Более того, собственные паразитные резонансы негативно влияют на полосы заграждения диплексера, ухудшая их [30, 49, 50].

Во-вторых, цепь согласования в виде Т-разветвления занимает большую площадь подложки, что увеличивает габариты разрабатываемого устройства. Анализ литературы показывает, что порой цепи согласования могут занимать до 50% площади подложки диплексера [4, 5, 51, 52], что неприемлемо при разработке миниатюрных устройств, т. к. в этом случае цепь согласования имеет большую длину. Поэтому для уменьшения размеров СЦ применяются ее изгибы и сворачивания. Например, авторы работ [53–55] для уменьшения размеров цепи согласования частично ее свернули в меандр. Следует отметить, что изгибы и

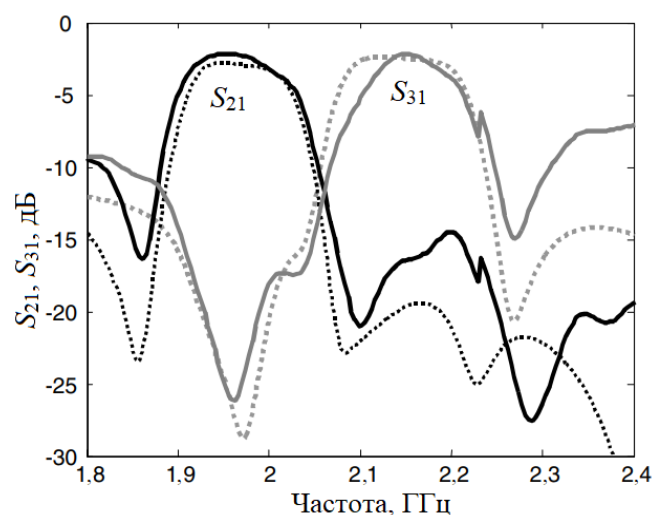


сворачивания ведут к изменению волнового сопротивления, что негативно влияет на согласование. Особенно остро проблема больших размеров СЦ проявляется при разработке диплексов на диапазон частот ниже 1 ГГц.

Для улучшения характеристик диплексов, фильтры каналов которых соединены с помощью Т-разветвления, используют некоторые приемы, которые в той или иной степени компенсируют недостатки этого подхода. Так, например, в работе [56] авторы используют дополнительные согласующие шлейфы на ветвях общего проводника (рисунок 1.9, а). Как утверждают авторы, изменяя длину этих подстроечных элементов, а также место их подключения, можно добиться более тонкой подстройки характеристик диплекса, что позволяет достичь требуемых характеристик устройства. Как можно заметить из АЧХ такого диплекса (рисунок 1.9, б), авторам не удалось оптимально настроить каналы. Кроме того, диплексер имеет большие вносимые потери и неравномерность в полосе пропускания. Стоит отметить, что компоновка такого диплекса выполнена довольно удачно с точки зрения компактности. Его размеры составили всего 16 мм×10 мм. Диплексер выполнен на подложке с  $\epsilon_r=10,2$ .



(а)



(б)

Рисунок 1.9 – Топология диплекса с подстроечными шлейфами на согласующей цепи (а) и его частотные характеристики (б) [56]

Наиболее эффективным путем к миниатюризации полосковых и микрополосковых устройств является использование подложек с высокой диэлектрической проницаемостью ( $\epsilon_r > 11$ ). Однако с ростом  $\epsilon_r$  ширина проводника 50-омной линии уменьшается. На подложках с  $\epsilon_r = 40$  ширина такой линии имеет величину менее 0,15 мм, что является критичным с точки зрения массового производства. Отсюда вытекает третий недостаток согласующей цепи на основе Т-разветвления – ширина 50-омной линии на подложках с высокой  $\epsilon_r$  становится настолько малой, что ее крайне трудно выполнить на практике. Следовательно, создание миниатюрных устройств на подложках с высокой  $\epsilon_r$  на основе такого подхода к согласованию практически невозможно. По этой причине описанные в литературе диплексеры, согласование в которых реализовано с применением рассматриваемого подхода, выполнены на подложках с диэлектрической проницаемостью не более 11, а их размеры, как правило, настолько большие, что они не пригодны для практического применения в современных радиосистемах.

В работе [57] в плече Т-образной согласующей цепи, которое соединяет входной порт диплексера с ВЧ-каналом, для улучшения согласования каналов были использованы скачки волнового сопротивления. К тому же такой прием позволил уменьшить размеры согласующей цепи, что уменьшило общие размеры устройства.

Используемые перечисленные приемы уменьшения недостатков Т-образной согласующей цепи коренным образом не решают проблемы такого способа согласования. Поэтому создать диплексер, полностью удовлетворяющий требованиям современных радиосистем, опираясь на рассмотренный подход, невозможно.

### **1.2.2 Согласующая цепь на основе общего двухмодового резонатора**

Еще один распространенный подход к согласованию каналов заключается в использовании в качестве согласующей цепи двухмодового резонатора, который одновременно взаимодействует с обоими входными резонаторами каналов.

Примеры топологий таких диплексеров представлены на рисунке 1.10. Первый диплексер (рисунок 1.10, *a*) выполнен на подложке с  $\epsilon_r=3,38$  и имеет размеры 34 мм×55 мм. Второй диплексер (рисунок 1.10, *б*) выполнен на подложке с  $\epsilon_r=2,2$  и имеет размеры 35 мм×30 мм.

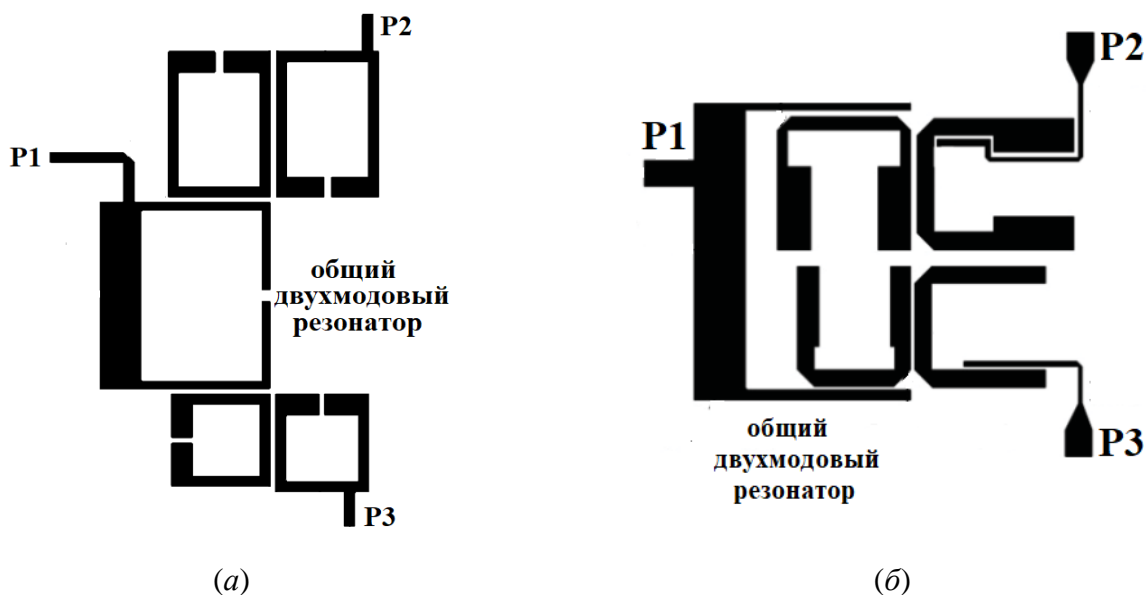


Рисунок 1.10 – Топологии микрополосковых диплексеров с двухмодовым резонатором в качестве согласующей цепи [60, 66]

Частоты двух нижайших мод общего двухмодового резонатора настроены так, что первая совпадает с центральной частотой низкочастотного канала, а вторая – высокочастотного. Таким образом, они тоже участвуют в формировании полос пропускания каналов. Аналогичный способ может быть использован и при разработке триплексера, где фильтры каналов связаны общим трехмодовым резонатором [67]. В работе [68] общий двухмодовый резонатор применяется в диплексере с перестраиваемыми полосами пропускания.

В работах [69, 70] каналы диплексеров также согласованы с общим портом посредством общего двухмодового резонатора, но при этом между резонатором и общим портом отсутствует гальваническая связь. В этом случае подключение осуществляется через нерезонансный отрезок микрополосковой линии, который электромагнитно взаимодействует с общим резонатором сразу на обеих частотах.

Из-за дополнительного элемента связи согласующая цепь в этих диплексерах имеет слишком большие размеры.

Одним из наиболее значимых преимуществ метода согласования на основе общего двухмодового резонатора считается возможность уменьшения размеров диплексеров. Так как двухмодовый резонатор согласующей цепи участвует в формировании полос пропускания и низкочастотного и высокочастотного каналов, сами фильтры могут быть компактнее за счет сокращения числа резонаторов в фильтрах каналов. А в работах [71, 72], помимо использования двухмодового резонатора в цепи согласования, используются двухмодовые резонаторы и в самих фильтрах каналов (рисунок 1.11). С помощью такого подхода можно не только сделать диплексер миниатюрнее, но и значительно уменьшить потери в полосах пропускания.

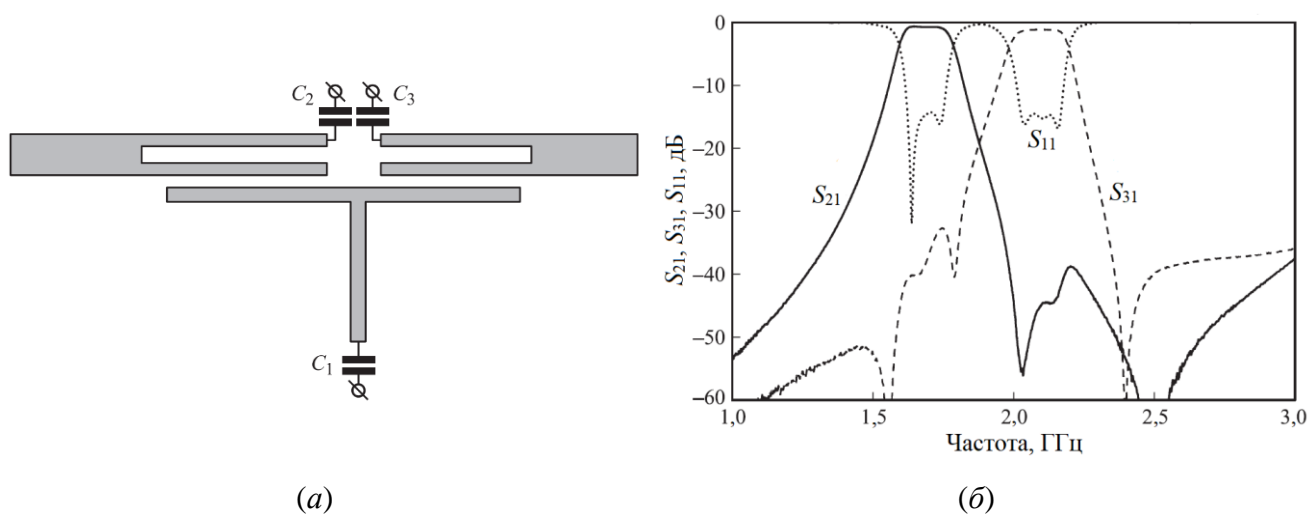


Рисунок 1.11 – Топология микрополоскового диплексера с двухмодовыми резонаторами в фильтрах каналов (а) и его АЧХ (б) [71]

Нередко возникает задача сконструировать диплексер со смежными каналами. Такой диплексер делит спектр сигнала на два поддиапазона практически без потерь спектральных составляющих. В этом случае для согласования каналов диплексера не все конфигурации двухмодовых резонаторов возможно использовать по причине того, что нетривиальной является задача сближения частот первой и второй мод так, чтобы можно было согласовать смежные каналы.

Однако в редких случаях можно приблизиться к искомому результату, как например это удалось авторам работ [73–75]. Они использовали Т-образный двухмодовый резонатор, состоящий из трех секций (рисунок 1.12, *a*). В нем можно регулировать частотное соотношение первой и второй моды вплоть до 1. Каждая секция такого двухмодового резонатора может регулироваться по ширине и длине, тем самым давая возможность выбрать оптимальное частотное соотношения первой и второй моды. На рисунке 1.12, *б* показана частотная характеристика диплексера, каналы которого значительно сближены. Стоит отметить, что такой же тип согласующего общего резонатора использовался и в диплексере с двухмодовыми резонаторами в каналах, о котором упоминалось в предыдущем абзаце (рисунок 1.11).

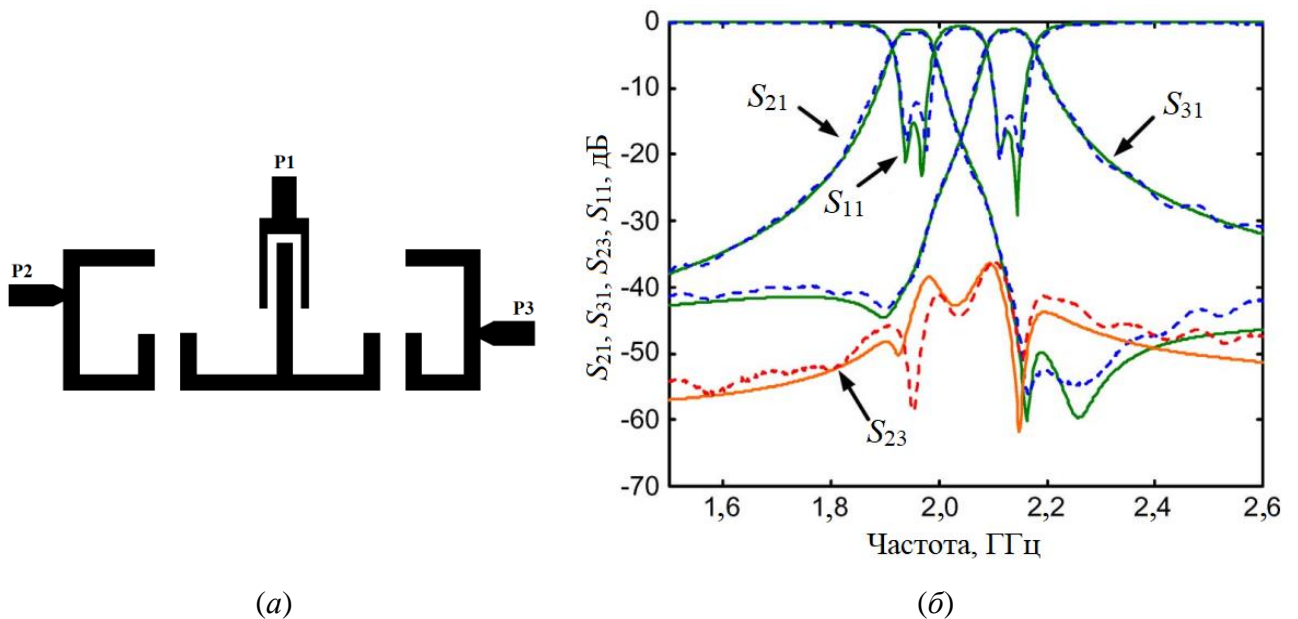
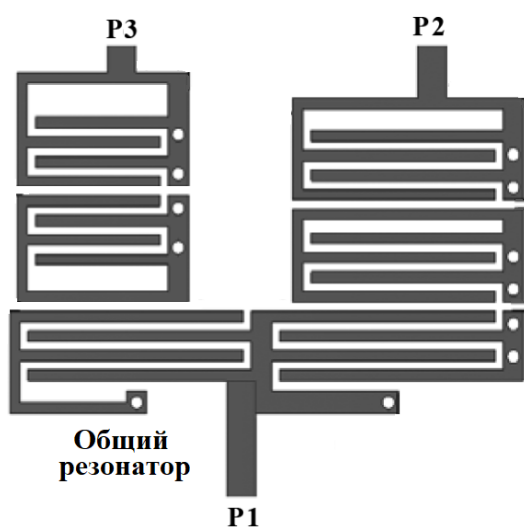


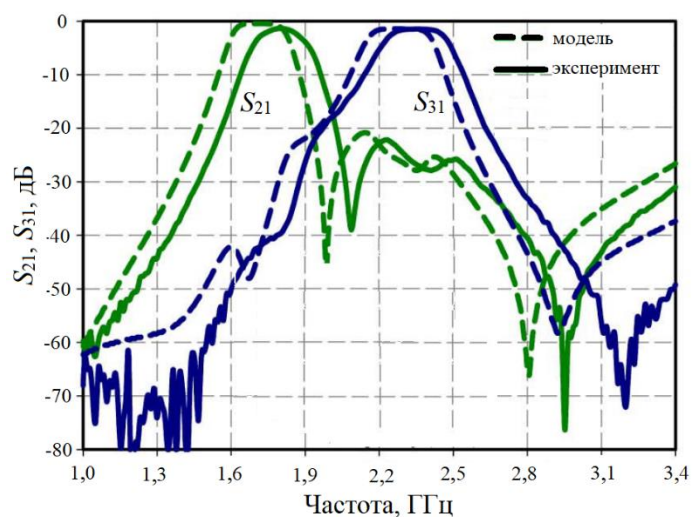
Рисунок 1.12 – Топология диплексера с Т-образным двухмодовым резонатором (*a*) и его АЧХ (*б*) [73]

В работе [76] для согласования каналов в диплексере и триплексере авторы используют четвертьволновый резонатор, структуру которого можно увидеть из топологии диплексера, представленного на рисунке 1.13. Главная его особенность заключается в том, что первые две моды такого резонатора лежат достаточно близко, что дает возможность создания на его основе диплексера с каналами,

частоты которых близки. Другим преимуществом такого типа резонатора авторы считают его миниатюрность (по сравнению с другими типами микрополосковых резонаторов), что при использовании такого типа резонаторов в фильтрах каналов приводит к уменьшению размеров устройства в целом. Недостатком же применения такого резонатора в качестве согласующей цепи является сложность тонкой настройки и регулировки диплексера, что приводит к большим сложностям при массовом производстве. Также стоит отметить, что цепь согласования все же занимает достаточно большую часть подложки, хоть такой резонатор авторы и называют компактным.



(a)



(б)

Рисунок 1.13 – Топология диплексера с предложенным четвертьволновым резонатором в качестве согласующей цепи (a) и его АЧХ (б) [76]

Несмотря на все свои преимущества, способ согласования каналов на основе двухмодового резонатора не лишен недостатков. Из-за того, что в двухмодовом резонаторе существует различие в распределении амплитуд напряжений и токов на частотах первой и второй мод, оптимальные положения точек подключения для разных каналов не совпадают. Другими словами, если согласовать, например, НЧ-канал по уровню обратных потерь на минус 20 дБ, то невозможно согласовать и ВЧ-канал по такому же низкому уровню обратных потерь. И наоборот. Особенно

это справедливо для диплексеров с относительной шириной полосы пропускания каналов 10% и более. Поэтому разработка диплексеров на основе такого подхода является непростой задачей. Также стоит отметить, что не всегда использование общего двухмодового резонатора целесообразно с точки зрения миниатюризации устройства, т. к. порой размеры самого резонатора могут быть сопоставимы с суммарными размерами двух обычных резонаторов канала. Например, у диплексера, представленного выше на рисунке 1.10, *a*, общий двухмодовый резонатор по размерам практически в два раза превышает резонатор канала.

### **1.2.3 Согласующая цепь в виде нерезонансных отрезков полосковых и микрополосковых линий**

В последнее время в литературе все чаще встречаются диплексеры, которые имеют согласующую цепь в виде нерезонансного отрезка полосковой или микрополосковой линии. Согласующий проводник при этом электромагнитно связан с входными резонаторами каналов. К одному из концов этого отрезка подключается общий порт, а второй его конец разомкнут. Обычно, собственные резонансы такого проводника лежат далеко за пределами каналов, что положительным образом сказывается на настройке диплексера. А благодаря тому, что входной порт подключен к кончику проводника, его нагруженная добротность крайне низка, что делает невозможным возбуждение его собственных резонансов. Кроме того, благодаря отсутствию гальванической связи между входными резонаторами каналов, отсутствуют и дополнительные паразитные резонансы, существенно усложняющие согласование по входу. Основным же преимуществом такого способа согласования является минимальный размер согласующего проводника, что делает такой способ согласования крайне привлекательным для создания миниатюрных устройств. Другими словами, размеры диплексера при использовании такого способа согласования определяются практически только лишь фильтрами каналов. Помимо этого, сам способ согласования достаточно прост, что существенно уменьшает трудоёмкость разработки.

В самом простом случае проводник – это прямой отрезок полосковой или микрополосковой линии, который взаимодействует с входными резонаторами фильтров каналов сразу на обеих частотах. На рисунке 1.14 показана топология диплексера на основе такой согласующей цепи и его частотная характеристика. Видно, что по сравнению с фильтрами каналов, сама согласующая цепь занимает небольшую часть подложки. Диплексер выполнен на подложке с  $\epsilon_r=2,2$  и имеет размеры 45 мм×36 мм.

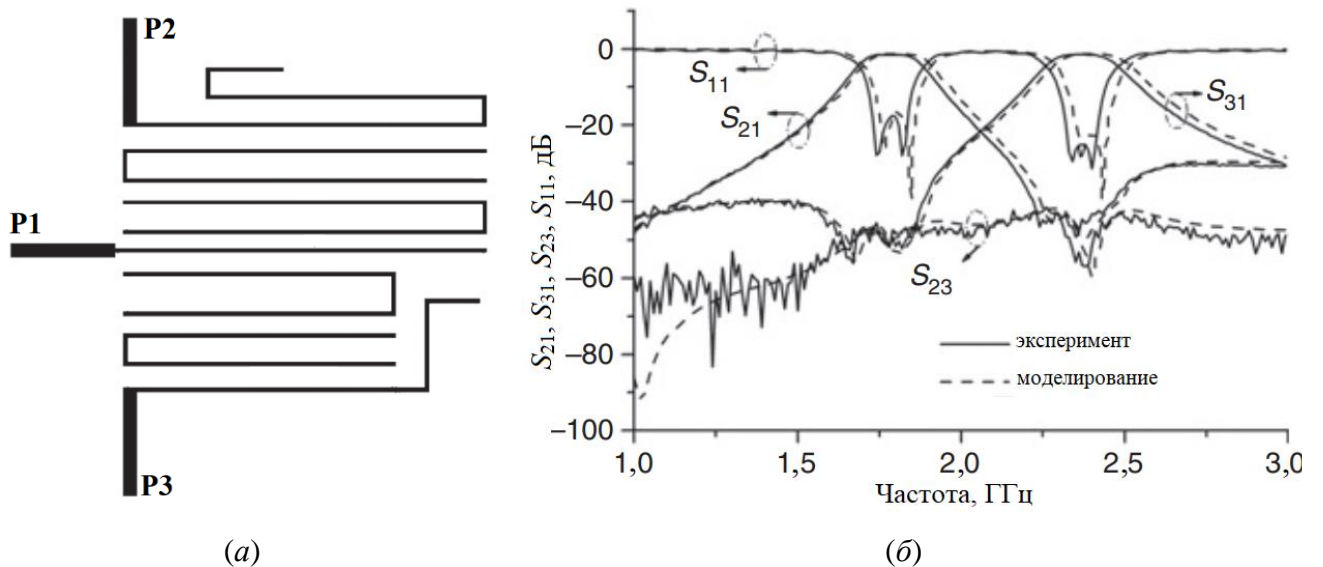


Рисунок 1.14 – Топология диплексера с согласующей цепью в виде нерезонансного отрезка МПЛ (а) и его АЧХ (б) [79]

Рисунок 1.15 наглядно демонстрирует распределение высокочастотного тока на частотах НЧ- и ВЧ-каналов в диплексере из работы [87]. Красный цвет соответствует максимальной плотности тока, а синий – минимальной. Стоит отметить, что в этом диплексере используются четвертьволновые резонаторы в низкочастотном канале.



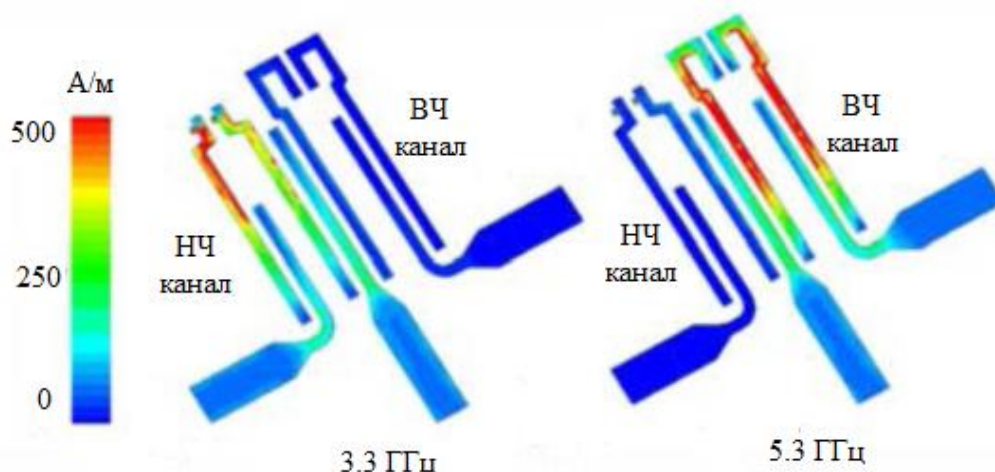


Рисунок 1.15 – Распределение высокочастотного тока в диплексере на частотах НЧ- и ВЧ-каналов [87]

В работе [88] этот подход применяется для создания квадруплексера, где каждый из четырех каналов связан с общим портом электромагнитно через нерезонансный отрезок МПЛ. Основную площадь подложки в нем занимают фильтры каналов, а согласующая цепь имеет довольно компактные размеры.

В работе [89] авторы применили способ согласования в виде прямого отрезка ПЛ для создания полоскового диплексера на подвешенной подложке. При этом проводники резонаторов занимают только одну сторону подложки. А в работе [90] авторам пришлось задействовать обе стороны подложки, т. к. подключение общего порта к входным резонаторам каналов осуществлено емкостной связью через подложку. Стоит отметить, что с помощью такой связи удалось согласовать каналы, относительная ширина полосы пропускания ( $\Delta f/f_0$ ) которых составляет 33% и 25% (центральные частоты НЧ- и ВЧ-каналов 12 ГГц и 16 ГГц соответственно). Другими словами, при таком подключении связь общего порта с каналами оказалась достаточно сильной для создания диплексера с широкими полосами пропускания каналов. Однако стоит отметить, что этот результат ожидаем, т. к. частоты каналов сравнительно высокие.

Геометрия согласующего проводника может отличаться от обычной регулярной [91]. В работе [92] проводник имеет скачки волнового сопротивления для усиления связи с каналами. В работе [93] согласующий проводник для этой же

цели имеет расщепление на конце. Однако такие приемы приводят к увеличению размеров согласующего проводника.

Основным недостатком согласующей цепи в виде нерезонансного отрезка полосковой и микрополосковой линии является заметное взаимное влияние каналов друг на друга. Это означает, что в процессе настройки фильтра одного из каналов изменяются характеристики и другого. Поэтому настройка диплексера может оказаться довольно трудоемкой задачей. По этой причине авторам ряда работ [77, 82, 83, 87] не удалось добиться хорошего согласования с каналами. При этом взаимное влияние каналов также может негативно сказываться на развязке между каналами.

Встречающиеся в литературе микрополосковые диплексеры, согласование в которых выполнено с помощью рассматриваемого подхода, обычно имеют узкие полосы пропускания каналов (до 11%). Это может указывать на тот факт, что связь общего порта с каналами при использовании такой конфигурации согласующей цепи недостаточно велика для создания микрополосковых диплексеров с широкими относительными полосами пропускания каналов.

Вместе с тем следует отметить, что, несмотря на упомянутые недостатки, согласующая цепь в виде отрезка полосковой или микрополосковой линии является крайне привлекательной с точки зрения миниатюризации устройств.

#### **1.2.4 Прочие способы согласования каналов**

Выше описаны наиболее часто применяемые подходы к согласованию общего порта с каналами в диплексере. Но в литературе встречаются и другие, редко используемые подходы.

В работах [94–102] авторы используют способ согласования, в котором общий порт диплексера связан с фильтрами каналов емкостной связью посредством расщепленного проводника. При этом и выходные резонаторы фильтров с выходными портами диплексера связаны также при помощи емкостного подключения (рисунок 1.16, *a*). Такая идея конфигурации СЦ выглядит

интересной, однако диплексер совершенно не настроен, что видно из его частотной характеристики на рисунке 1.16, б. Поэтому оценить его достоинства и недостатки не представляется возможным.

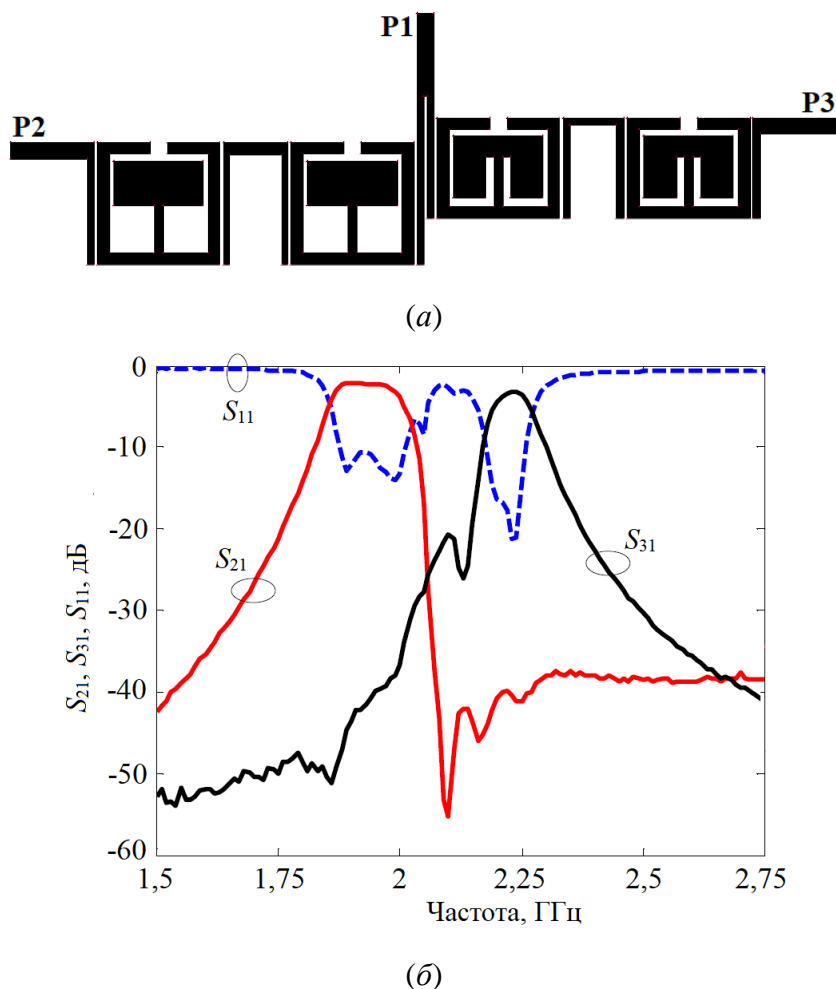


Рисунок 1.16 – Топология диплексера с расщепленным согласующим проводником (а) и его частотная характеристика (б) [98]

Еще одним интересным способом согласования можно выделить способ, в котором связь фильтров каналов с общим портом реализуется через резонатор, который по структуре аналогичен основным резонаторам в фильтрах каналов [103-105]. Такой резонатор электромагнитно связан с входными резонаторами каналов, а его резонансная частота лежит в промежутке между каналами, поэтому он не участвует в формировании полос пропускания. На рисунке 1.17 представлена топология диплексера (а) и схема связей между резонаторами (б). Цифрой 1

обозначен общий резонатор, резонаторы 7–9 составляют фильтр НЧ-канала, а резонаторы 2–5 составляют фильтр ВЧ-канала. Его частотная характеристика приведена на рисунке 1.18. Стоит отметить, что при таком способе согласования существует значительное влияние каналов друг на друга. А из-за того, что согласующий проводник резонирует на частоте близкой к частотам каналов, он сильно влияет на характеристику последних. Из характеристики диплексера, представленной ниже, видно, что настроить диплексер до приемлемых характеристик авторам работы так и не удалось. Поэтому оценить его достоинства и недостатки также не представляется возможным.

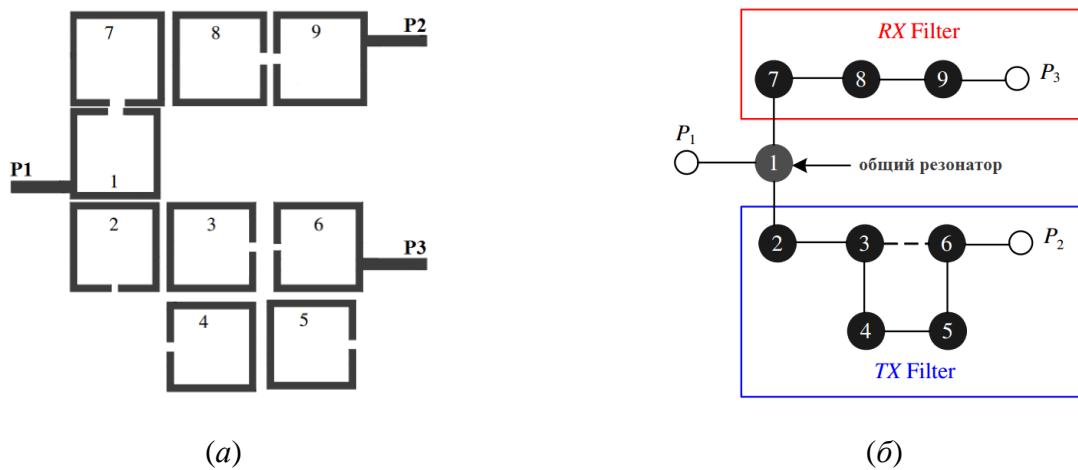


Рисунок 1.17 – Топология (а) и схема связей (б) диплексера с общим резонатором [103]

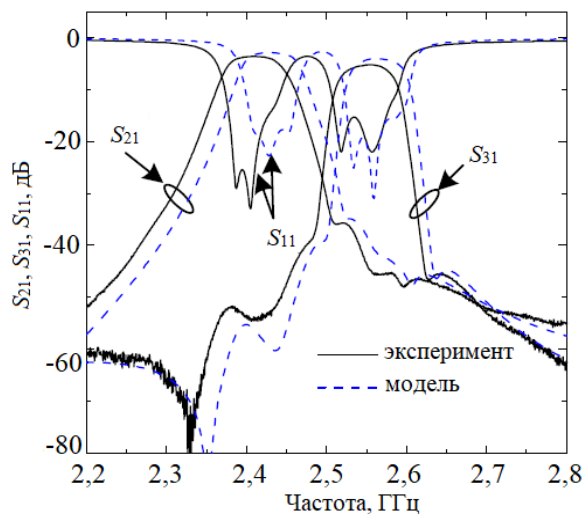


Рисунок 1.18 – АЧХ диплексера с общим резонатором [103]

Также стоит отметить, что в литературе встречаются и другие конфигурации согласующих цепей для согласования каналов диплексеров с общим портом, которые плохо поддаются классификации и непригодны для разработки диплексеров, отвечающих требованиям современных радиотехнических систем [106, 107]. В частности, электрические характеристики описанных устройств далеки от приемлемых, т. к. каналы плохо согласованы с общим портом, вследствие чего трудно найти практическое применение таким диплексерам.

### 1.3 Выводы по главе 1

Постоянной тенденцией в разработке полосковых и микрополосковых устройств является их миниатюризация, ведь зачастую именно их размеры в значительной мере определяют размеры аппаратуры. При этом остаются жесткие требования к электрическим характеристикам устройств. Для серийного производства одним из важнейших требований к диплексерам является простота настройки. Известные на сегодняшний день способы согласования, которые описаны выше, не могут в полной мере удовлетворять требованиям современных радиосистем. Например, цепь согласования на основе Т-разветвления имеет большие размеры, что особенно ярко проявляется в нижней части СВЧ-диапазона (менее 1 ГГц). К тому же в диплексерах, выполненных на подложках с высокой диэлектрической проницаемостью, применение такого подхода становится труднореализуемым, т. к. согласующий проводник при этом становится слишком узким. В то же время применение подложек с высокой  $\epsilon_r$  является наиболее эффективным способом уменьшения размеров устройств.

Подход к согласованию с использованием общего двухмодового резонатора хоть и позволяет в некоторых случаях разрабатывать миниатюрные устройства, однако обеспечить одинаково оптимальную связь общего порта с обоими каналами одновременно – достаточно трудная задача. При этом такой подход мало применим в серийном производстве из-за сложности в регулировке.

Привлекательным с точки зрения миниатюрности выглядит способ согласования с использованием нерезонансного отрезка полосковой или микрополосковой линии. За счет того, что порт подключен к самому кончику проводника, в нем практически не возбуждаются его собственные моды, однако при таком способе имеется заметное взаимное влияние каналов друг на друга. Также требуются дополнительные исследования о возможности создания микрополосковых диплексеров с широкими полосами пропускания при использовании такой согласующей цепи.

Обзор литературы показывает, что относительные ширины полосы пропускания каналов диплексеров обычно составляют порядка 5–10%. При этом нет данных об исследованиях, в которых говорилось бы, какой максимально возможной  $\Delta f/f_0$  каналов можно достичь при использовании той или иной конфигурации цепи согласования.

В настоящее время существует большая потребность в миниатюрных диплексерах для СРНС ГЛОНАСС/GPS с частотными диапазонами L2 и L1, центральные частоты которых 1246 МГц и 1590 МГц соответственно. Помимо компактных размеров диплексеры должны обладать и хорошими электрическими характеристиками. Анализ литературы показывает, что диплексеры на такие частотные диапазоны практически не встречаются. В работе [21] приведен такой миниатюрный диплексер для СРНС ГЛОНАСС/GPS, но его электрические характеристики далеки от приемлемых.

При проектировании СВЧ-устройств для их миниатюризации разработчики применяют различные подходы. Основной подход заключается в использовании подложек с высокой диэлектрической проницаемостью ( $\epsilon_r > 11$ ). Другой – это применение четвертьволновых резонаторов. Применение этих двух подходов одновременно при проектировании СВЧ-устройств позволяет кардинально уменьшить их размеры. Чаще всего в литературе описываются диплексеры, которые выполнены на подложках с диэлектрической проницаемостью, находящейся в пределах  $\epsilon_r = 2 \dots 11$ . Поэтому они имеют размеры, которые не

удовлетворяют современным требованиям по миниатюрности. По всей видимости, использование таких подложек (с небольшой  $\epsilon_r$ ) может говорить о том, что обеспечить необходимую связь общего порта с каналами на подложках с  $\epsilon_r > 11$  и при ширине каналов 10% и более довольно сложная задача. Между тем, в работе [108] авторы разработали микрополосковый диплексер на подложке с  $\epsilon_r = 89$ , однако относительные ширины полос пропускания каналов при этом составили всего лишь около 3%. В некоторых работах [76, 85] приводятся конструкции диплексеров, в фильтрах каналов которых используются четвертьволновые резонаторы. При этом эти диплексеры реализованы на подложках с  $\epsilon_r < 11$ . Между тем обзор литературных и патентных данных показал, что отсутствуют диплексеры, выполненные на четвертьволновых резонаторах и подложках с высокой диэлектрической проницаемостью ( $\epsilon_r > 11$ ). Другими словами, на основе предлагаемых в литературе конфигураций согласующих цепей невозможно создать более миниатюрные устройства используя подложки с высокой  $\epsilon_r$ .

Также стоит отметить, что в литературе не встречаются полосковые и микрополосковые диплексеры для работы в диапазоне частот ниже 1 ГГц. Реализация миниатюрных полосковых устройств в таком диапазоне частот является довольно трудной и нетривиальной задачей. Тем не менее, существует потребность в таких устройствах.

Резюмируя все вышесказанное можно сделать вывод, что актуальной задачей на сегодняшний день является разработка и исследование новых способов согласования, позволяющих разрабатывать миниатюрные диплексеры на подложках с  $\epsilon_r > 11$ , которые бы нашли применение в навигационных системах ГЛОНАСС/GPS. При этом диплексеры должны удовлетворять достаточно жестким требованиям к их электрическим характеристикам и быть технологичными и пригодными для массового производства.

## **ГЛАВА 2. СОГЛАСОВАНИЕ КАНАЛОВ МИКРОПОЛОСКОВОГО ДИПЛЕКСЕРА С ПОМОЩЬЮ НЕРЕЗОНАНСНОГО ОТРЕЗКА МПЛ**

В настоящей главе описан разработанный автором миниатюрный микрополосковый диплексер, имеющий малые потери в полосах пропускания каналов, согласование каналов в котором реализовано с помощью нерезонансного отрезка микрополосковой линии, электромагнитно связанного с входными резонаторами каналов. Произведен расчет частотно-зависимых коэффициентов связи согласующей цепи с входными резонаторами каналов. Приведены исследования коэффициента связи согласующей цепи с входными резонаторами каналов. Также показано, какой максимальной ширины полосы пропускания каналов диплексера можно добиться, используя предложенный подход к согласованию. В конце главы приведена топология диплексера, разработанного для применения в радиотехнических системах.

### **2.1 Структура диплексера с двухзвенными каналами на основе полуволновых резонаторов**

В настоящее время существует большая потребность в диплексерах для СРНС ГЛОНАСС/GPS с частотными диапазонами L2 и L1 с центральными частотами 1246 МГц и 1590 МГц соответственно, которые должны иметь компактные размеры и обладать хорошими электрическими характеристиками. При этом конструктивно диплексеры должны подходить для серийного производства, т. е. быть технологичными и достаточно простыми в разработке и регулировке.

Для того чтобы разработать диплексер, удовлетворяющий этим требованиям, было предложено использовать микрополосковую технологию, т. к. она удовлетворяет требованиям технологичности в производстве. Чтобы диплексер обладал компактными размерами, для его разработки была применена подложка из высокочастотной керамики ТБНС ( $\text{BaSm}_2\text{Ti}_4\text{O}_{12}$ - $\text{BaNd}_2\text{Yi}_4\text{O}_{12}$ ) ( $\epsilon_r=80$ ). При этом она



обладает довольно низким тангенсом угла диэлектрических потерь  $\text{tg}\delta=3\cdot 10^{-4}$ , что положительным образом сказывается на вносимых потерях.

Для того чтобы достичь малых вносимых потерь в полосах пропускания каналов, фильтры каналов решено было сделать на полуволновых регулярных резонаторах, так как они обладают наибольшей добротностью (среди остальных типов микрополосковых резонаторов). Известно, что добротность микрополоскового резонатора растет с увеличением толщины подложки [109], поэтому для реализации диплексера была выбрана подложка толщиной 2 мм.

При разработке диплексера возник вопрос о способе согласования каналов, поэтому был проведен анализ известных способов согласования. Не все описанные в первой главе способы согласования общего порта с фильтрами каналов подходят для реализации этого диплексера по нескольким причинам. Способ согласования на основе Т-разветвления не подходит по следующим двум причинам. Во-первых, СЦ при таком способе согласования занимает большую часть подложки. Во-вторых, ширина 50-омной линии на такой подложке слишком мала для практической реализации. Подход на основе общего двухмодового резонатора нецелесообразно использовать из-за сложности настройки диплексера. Использование же способа согласования на основе нерезонансного отрезка микрополосковой линии выглядит перспективным с точки зрения миниатюризации диплексера. Поэтому в качестве цепи согласования был использован нерезонансный отрезок МПЛ, один конец которого нагружен общим портом, а второй разомкнут. Этот отрезок электромагнитно связан с входными резонаторами каналов.

Для проверки реализуемости такой конструкции разработан простой диплексер с двухзвенными каналами на основе полуволновых резонаторов с использованием подложки с  $\epsilon_r=80$ . На рисунке 2.1 изображена топология полосковых проводников диплексера с двухзвенными каналами, полученная в результате моделирования. Общий порт диплексера подключен к одному из концов согласующего проводника, второй конец которого разомкнут. Два других порта

подключены кондуктивно к внешним резонаторам каналов: порт P2 подключен к фильтру НЧ-канала (слева), порт P3 – к фильтру ВЧ-канала (справа).

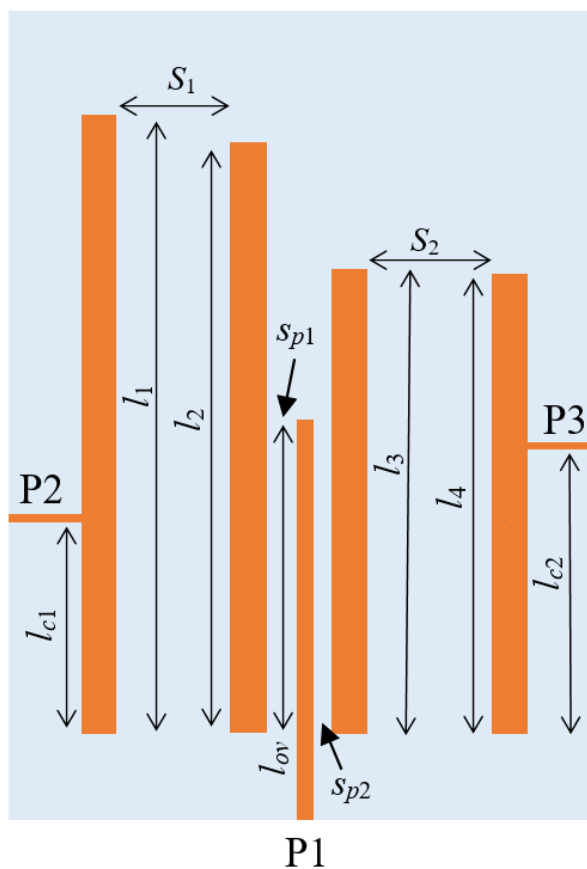


Рисунок 2.1 – Топология микрополоскового диплексера с нерезонансным отрезком МПЛ в качестве согласующей цепи

Диплексер моделировался с помощью программы *CST Microwave Studio* [110]. Моделирование проводилось в следующем порядке. Прежде всего, были отдельно промоделированы фильтры обоих каналов с кондуктивным подключением портов. Затем кондуктивное подключение заменялось на связь с помощью нерезонансного отрезка МПЛ справа в фильтре низкочастотного канала и слева в фильтре высокочастотного канала (как видно из топологии диплексера на рисунке 2.1). В этом случае для обоих каналов настраивалась величина связи между согласующим проводником и соседним с ним резонатором путем изменения зазора между резонатором и согласующей цепью. Также подстраивались частоты резонаторов, соседствующих с согласующим микрополосковым проводником.

После этого производилась окончательная настройка конструкции. В результате моделирования были получены следующие параметры структуры. Низкочастотный канал: длина полосковых проводников резонаторов  $l_1=17,25$  мм,  $l_2=16,0$  мм, их ширина  $w=1$  мм, зазор между ними  $S_1=2,7$  мм, точка подключения находится на расстоянии  $l_{c1}=5,8$  мм от нижнего конца резонатора. Высокочастотный канал: длина полосковых проводников резонаторов  $l_3=13,0$  мм,  $l_4=12,8$  мм, зазор между ними  $S_2=3,7$  мм, точка подключения находится на расстоянии  $l_{c2}=8,25$  мм от нижнего конца резонатора. Размеры согласующего проводника следующие: его длина  $l_{mc}=15,0$  мм, поперечный размер  $w_{mc}=0,2$  мм. Длина области перекрытия согласующего проводника и входных резонаторов  $l_{ov}=8,5$  мм. Зазор между согласующим проводником и входным резонатором низкочастотного канала равен  $s_{p1}=0,7$  мм, между входным резонатором высокочастотного канала –  $s_{p2}=0,4$  мм. Все резонаторы выровнены по нижнему концу. Размеры подложки  $16,0$  мм× $25,5$  мм, толщина подложки  $2$  мм. Расстояние между крайними резонаторами каналов и краями подложки  $2,0$  мм.

На рисунке 2.2 приведена амплитудно-частотная характеристика диплексера, полученная в результате моделирования. Центральные частоты каналов составили  $1218$  МГц и  $1596$  МГц. Их относительные ширины полос пропускания  $10,3\%$  и  $7,4\%$  для НЧ- и ВЧ-каналов соответственно. Минимальные потери в полосах пропускания составили  $0,56$  дБ и  $0,72$  дБ в низкочастотном и высокочастотном канале соответственно. Обратные потери в каналах не превышают минус  $20$  дБ. Развязка между каналами не менее  $24$  дБ в низкочастотном канале и  $30$  дБ в высокочастотном.

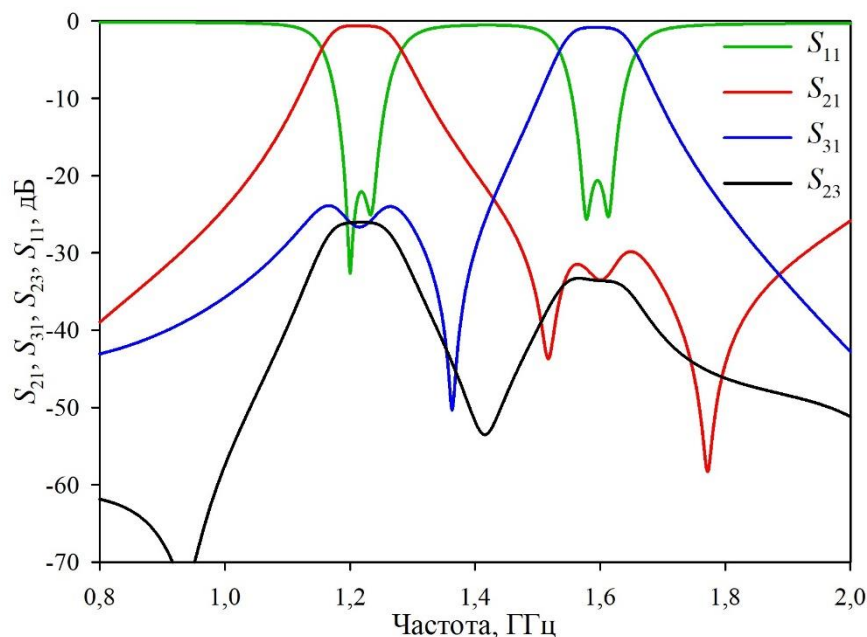


Рисунок 2.2 – АЧХ модели диплексера с нерезонансным отрезком МПЛ  
в качестве согласующей цепи

Таким образом, применив согласующую цепь на основе нерезонансного отрезка МПЛ, удалось осуществить согласование каналов с входным портом диплексера. При этом размеры СЦ получились небольшими и размеры устройства определяются фактически только лишь фильтрами каналов. Кроме того, величина связи общего порта с каналами при таком способе согласования оказалась достаточной для формирования довольно широких полос пропускания. Важно отметить, что согласующий проводник не является резонатором, т. е. его собственные резонансные частоты находятся далеко за пределами полос пропускания каналов (его первая и вторая моды находятся на частотах 1440 МГц и 2810 МГц соответственно). Кроме этого, благодаря тому, что согласующий проводник сильно нагружен входным портом, добротность этих мод мала (резонансы в проводнике практически не возбуждаются). Иными словами, эти резонансы не влияют на характеристики диплексера.

## 2.2 Исследование коэффициентов связи согласующей цепи с входными резонаторами каналов

Хотя примененная согласующая цепь очень проста, тем не менее полезно, с точки зрения проектирования диплексера, знать, как ее параметры влияют на величину взаимодействия с входными резонаторами каналов. Как известно, степень взаимодействия двух резонаторов количественно описывается коэффициентом связи  $k$  [111]. Однако, стандартный подход к вычислению коэффициента связи применим только в случае описания взаимодействия двух одинаковых резонаторов вблизи их резонансных частот [111]. В рассматриваемом случае невозможно использовать этот подход, т. к. резонансные частоты согласующей цепи лежат далеко за пределами частот каналов диплексера. Таким образом, для двух проводников, резонансные частоты которых не совпадают, для оценки степени их взаимодействия, характеризуемой величиной коэффициента связи, решено использовать модифицированный энергетический подход, позволяющий рассчитывать частотно-зависимые коэффициенты связи [112–114]. Этот подход не требует идентичности взаимодействующих проводников, поэтому в данном случае отсутствуют какие-либо физические ограничения для его использования. С помощью этого подхода были исследованы коэффициенты связи согласующей цепи с входными резонаторами каналов в зависимости от ее параметров, отдельно в субструктуре «входной резонатор НЧ-канала – СЦ» и субструктуре «СЦ – входной резонатор ВЧ-канала».

Модифицированный энергетический подход основан на частотной зависимости соотношений энергий электрических и магнитных полей, запасаемых проводниками. В нем при вычислении магнитных (индуктивных) и электрических (емкостных) энергий, запасаемых проводниками отдельно ( $E_{1L}$ ,  $E_{1C}$ ,  $E_{2L}$ ,  $E_{2C}$ ) и совместно ( $E_{12L}$ ,  $E_{12C}$ ), используются комплексные высокочастотные токи  $I_{1,2}(x)$  и напряжения  $U_{1,2}(x)$ , распределение которых по длине полосковых проводников можно найти в квазистатическом приближении для любой заданной частоты.

Частотно-зависимые коэффициенты индуктивной и емкостной связи входного резонатора (низкочастотного или высокочастотного канала) и общего проводника рассчитываются по формулам [115, 116]:

$$k_L(f) = \frac{2E_{12L}}{E_{1L} + E_{2L} + E_{1C} + E_{2C}} \cdot \frac{1}{K}; \quad k_C(f) = \frac{-2E_{12C}}{E_{1L} + E_{2L} + E_{1C} + E_{2C}} \cdot \frac{1}{K}. \quad (2.1)$$

Здесь  $K$  – модуль коэффициента передачи по напряжению со входа микрополосковой структуры на ее выход.

А общий коэффициент связи высчитывается по формуле [115, 116]:

$$k(f) = \frac{k_L(f) + k_C(f)}{1 + k_L(f)k_C(f)}. \quad (2.2)$$

Так как погонные параметры связанных микрополосковых линий являются константами, зависимости коэффициентов индуктивной, емкостной и полной связи от частоты обусловлены исключительно частотными зависимостями распределений амплитуд токов и напряжений по длине проводников. Именно от этих распределений зависят запасаемые энергии в проводниках. Важно отметить, что в выражениях используется лишь реактивная часть полной энергии, что обеспечивает точное совпадение частот полюсов затухания, наблюдаемых на АЧХ микрополосковых структур, и частот нулей полного коэффициента связи.

Для расчёта распределения токов и напряжений в проводниках необходимо воспользоваться методом квазистатического приближения, который описан ниже.

### **2.2.1 Вычисление характеристик микрополосковых субструктур в квазистатическом приближении**

Численный анализ рассматриваемых субструктур каналов диплексера проводился на одномерных моделях, составленных из последовательно соединенных регулярных отрезков одиночных и связанных микрополосковых линий, на которые разделяется топология проводников вертикальными и горизонтальными сечениями, как показано на рисунке 2.2, *а* для низкочастотного канала и на рисунке 2.2, *б* для высокочастотного. Сечения линий выбираются, как

правило, в местах изменения ширин проводников, а также в местах изменения связности линий и в точках подключения к внешнему тракту. Электромагнитное взаимодействие между проводниками из разных отрезков связанных линий в рамках настоящей модели не учитывалось. Также в модели были включены концевые емкости свободных краев проводников.

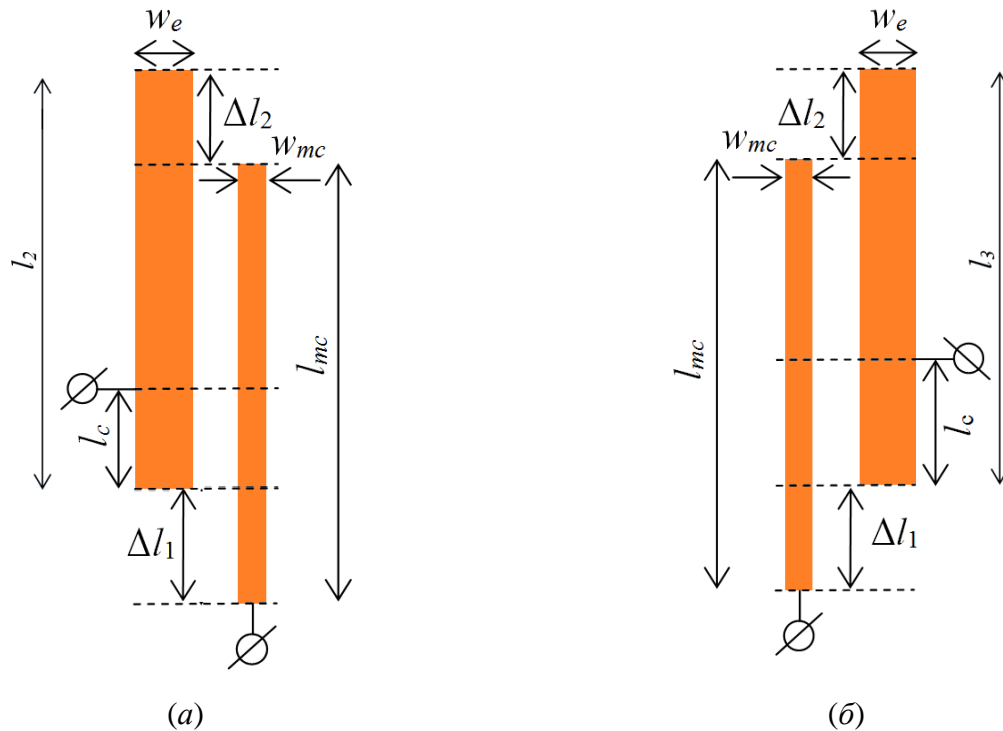


Рисунок 2.3 – Топологии субструктур «входной резонатор НЧ-канала – СЦ» (а) и «СЦ – входной резонатор ВЧ-канала» (б). Пунктиром показаны плоскости сечения субструктуры на отрезки одиночных и связанных линий

На рисунках 2.4, а и 2.4, б показаны одномерные модели для субструктур «входной резонатор НЧ-канала – СЦ» и «СЦ – входной резонатор ВЧ-канала». Короткими прямоугольными полосками изображены полосковые проводники отрезков связанных МПЛ. Из рисунков видна связность линий: одно- и двухсвязанные. Прямоугольники 1 и 2 на рисунках изображают входную и выходную линию передачи. Для каждого отрезка связанных МПЛ вводится свое начало координаты  $x$ , которое помещается на левый край отрезка. Это означает, что амплитуды всех нормальных волн  $X_j$  задаются для левого края отрезка, на правом

краю у них будут соответствующие набеги фаз. Для определенности считается, что положительное направление для тока совпадает с осью  $x$ .

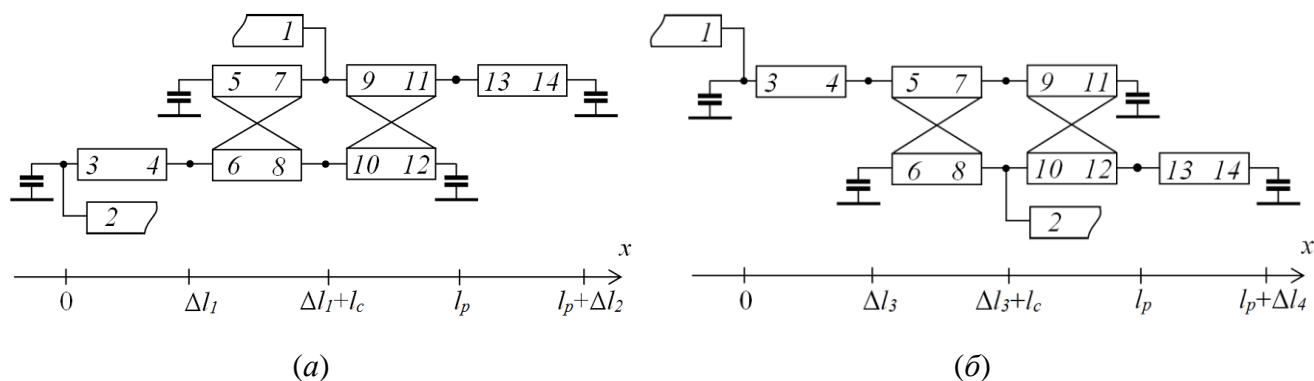


Рисунок 2.4 – Одномерные модели субструктур «входной резонатор НЧ-канала – СЦ» (а) и «СЦ – входной резонатор ВЧ-канала» (б)

Числами внутри прямоугольников дана сплошная нумерация нормальных волн по всем отрезкам связанных МПЛ. Числа, расположенные в левой части прямоугольника, нумеруют нормальные волны, распространяющиеся в положительном направлении оси  $x$ , а числа в правой нумеруют волны противоположного направления. Нужно отметить, что хоть каждый порядковый номер волны и отображен лишь в одном каком-либо прямоугольнике, волна с этим номером распространяется сразу по всем  $n$  связанным проводникам. Амплитуды  $X_j$  всех пронумерованных волн ( $j = 1 \dots 14$ ) считаются неопределенными и подлежат нахождению в процессе расчета. Амплитуда падающей волны считается заданной.

Для каждой модели записывалась система линейных уравнений, полученных из условия сохранения заряда и условия непрерывности напряжения на концах проводников всех регулярных отрезков. Эта система уравнений, связывающая амплитуды отраженной и прошедшей волны с амплитудой падающей волны, позволяет рассчитывать амплитудно-частотные характеристики, а также распределения токов и напряжений в проводниках. При расчете рассматривались только волны основного типа, параметры которых для одиночных и связанных линий вычислялись в квазистатическом приближении.



Значения тока  $I_i$  и напряжения  $U_i$  на  $i$ -ом проводнике отрезка связанных МПЛ вычислялись по формулам:

$$I_i(x,t) = \sum_{j=1}^n I_{ij} [X_j e^{ikx} + X_{n+j} e^{-ikx}] e^{-i\omega t}; \quad U_i(x,t) = \sum_{j=1}^n U_{ij} [X_j e^{ikx} - X_{n+j} e^{-ikx}] e^{-i\omega t}, \quad (2.3)$$

где  $x$  – координата;  $t$  – время;  $\omega$  – частота;  $n$  – число полосковых проводников в отрезке связанных линий;  $X_j$  – относительная амплитуда  $j$ -ой нормальной волны;  $I_{ij}$ ,  $U_{ij}$  – амплитуды тока и напряжения на  $i$ -ом проводнике  $j$ -ой нормальной волны.

Система линейных алгебраических уравнений для нахождения всех пронумерованных амплитуд нормальных волн получается из условия равенства сумм входящих и выходящих токов в точке соединения проводников, а также равенства напряжений для каждой пары проводников по разные стороны точки соединения. Полное же число уравнений для всех точек соединений равно числу искомых амплитуд нормальных волн. Решение системы уравнений дает амплитуды отраженных волн на всех входах системы при заданной амплитуде падающей волны на одном из входов и отсутствии падающих волн на остальных входах. Кроме того, решение системы позволяет определить амплитуды любых волн на любом регулярном отрезке МПЛ, а по амплитудам вычислить ток и напряжение в любой точке любого проводника.

В качестве примера напишем уравнения, отвечающие точке соединения двух проводников 1-7-9 для субструктуры «входной резонатор НЧ-канала – СЦ» (рисунок 2.4, а), одним из которых является входная линия с волновым сопротивлением  $Z_0$ . Уравнение для токов:

$$\begin{aligned} [I_{inc} + X_1] + I_{11} [X_5 e^{ik_1 l_m} + X_7 e^{-ik_1 l_m}] - I_{11} [X_9 + X_{11}] + \\ + I_{21} [X_6 e^{ik_2 l_m} + X_8 e^{-ik_2 l_m}] - I_{21} [X_{10} + X_{12}] = 0, \end{aligned} \quad (2.4)$$

где  $k_j$  – электрическая длина отрезка  $l_m$   $j$ -ой волны.

Первое уравнение для напряжений получается из равенства напряжений на проводниках ( $i = 1$ ) левого и правого отрезков МПЛ, соединяющихся в точке 1-7-9:

$$\begin{aligned}
 &U_{11} \left[ X_5 e^{ik_1 l_m} - X_7 e^{-ik_1 l_m} \right] - U_{11} \left[ X_9 + X_{11} \right] + \\
 &+ U_{21} \left[ X_6 e^{ik_2 l_m} - X_8 e^{-ik_2 l_m} \right] - U_{21} \left[ X_{10} + X_{12} \right] = 0.
 \end{aligned}
 \tag{2.5}$$

Второе уравнение для напряжений получается из равенства напряжений на входной линии и на проводнике отрезка МПЛ, расположенного справа от точки 1-7-9:

$$Z_0 \left[ I_{inc} - X_1 \right] - U_{11} \left[ X_9 + X_{11} \right] - U_{21} \left[ X_{10} + X_{12} \right] = 0.
 \tag{2.6}$$

После того как будут записаны уравнения для всех точек соединения проводников отрезков связанных МПЛ в анализируемой секции, полученная система линейных уравнений с комплексными коэффициентами решается численным методом Гаусса. Таким образом мы найдем 14 неизвестных амплитуд  $X_i$ .

Аналогичным образом записываются и решаются уравнения для субструктуры «СЦ – входной резонатор ВЧ-канала» и находятся остальные 14 неизвестных амплитуд  $X_j$ .

### 2.2.2 Определение частотно-зависимых коэффициентов связи

Используя найденные в разделе 2.2.1 распределения токов и напряжений сначала рассчитаем энергии для низкочастотного канала. Участки для расчета распределения токов и напряжений возьмем в соответствии со схемой, показанной на рисунке 2.4,  $a$ : участок  $l_2$ , участок  $\Delta l_2$ , участок  $l_{mc}$  и участок  $\Delta l_1$ . Каждому участку из-за различия ширины проводников соответствуют свои погонные индуктивности и емкости.

Магнитная (индуктивная) и электрическая (емкостная) энергии, запасаемые в отдельности каждым проводником, определяются как суммы активной и реактивной энергий, которые принято называть полными или комплексными энергиями:

$$\begin{aligned}
E_{1L} &= \frac{1}{2} \int_0^{l_1} L_1 I_1(x) I_1^*(x) dx, \\
E_{2L} &= \frac{1}{2} \int_0^{l_{mc}} L_2 I_2(x) I_2^*(x) dx, \\
E_{1C} &= \frac{1}{2} \int_0^{l_{mc}-\Delta l_1} (C_1 + C_{12}) U_1(x) U_1^*(x) dx + \frac{1}{2} \int_0^{\Delta l_2} C_1 U_1(x) U_1^*(x) dx, \\
E_{2C} &= \frac{1}{2} \int_0^{\Delta l_1} C_2 U_2(x) U_2^*(x) dx + \frac{1}{2} \int_0^{l_{mc}-\Delta l_1} (C_2 + C_{12}) U_2(x) U_2^*(x) dx.
\end{aligned} \tag{2.7}$$

Магнитная (индуктивная) и электрическая (емкостная) энергии, запасаемые обоими проводниками совместно:

$$\begin{aligned}
E_{12L} &= \text{Im} \int_0^{l_{mc}-\Delta l_1} L_{12} I_1(x) I_2^*(x) dx, \\
E_{12C} &= \text{Im} \int_0^{l_{mc}-\Delta l_1} C_{12} U_1(x) U_2^*(x) dx.
\end{aligned} \tag{2.8}$$

Знак «\*» означает операцию комплексного сопряжения.  $L_1, L_2, L_3, L_4, C_1, C_2, C_3, C_4, C_5, L_{12}, L_{13}, C_{12}, C_{13}$  – погонные индуктивности и емкости, взаимные индуктивности и взаимные емкости связанных микрополосковых линий.

Частотно-зависимые коэффициенты индуктивной и емкостной связи входного резонатора и общего проводника в низкочастотном канале рассчитываются по формулам (2.1), а общий коэффициент связи находится по формуле (2.2).

Проведем аналогичные действия для расчета энергий высокочастотного канала. Участки для расчета распределения токов и напряжений возьмем в соответствии со схемой, показанной на рисунке 2.4, б: участок  $l_{mc}$ , участок  $\Delta l_1$ , участок  $l_3$  и участок  $\Delta l_2$ . Каждому участку из-за различия ширины проводников соответствуют свои погонные индуктивности и емкости.

Магнитная (индуктивная) и электрическая (емкостная) энергии, запасаемые в отдельности каждым проводником:

$$\begin{aligned}
E_{1L} &= \frac{1}{2} \int_0^{l_{mc}} L_1 I_1(x) I_1^*(x) dx, \\
E_{2L} &= \frac{1}{2} \int_0^{l_3} L_2 I_2(x) I_2^*(x) dx, \\
E_{1C} &= \frac{1}{2} \int_0^{\Delta_1} C_1 U_1(x) U_1^*(x) dx + \frac{1}{2} \int_0^{l_{mc}-\Delta_1} (C_1 + C_{12}) U_1(x) U_1^*(x) dx, \\
E_{2C} &= \frac{1}{2} \int_0^{l_{mc}-\Delta_1} (C_2 + C_{12}) U_2(x) U_2^*(x) dx + \frac{1}{2} \int_0^{\Delta_2} C_2 U_2(x) U_2^*(x) dx.
\end{aligned} \tag{2.9}$$

Магнитная (индуктивная) и электрическая (емкостная) энергии, запасаемые обоими проводниками совместно:

$$\begin{aligned}
E_{12L} &= \text{Im} \int_0^{l_{mc}-\Delta_1} L_{12} I_1(x) I_2^*(x) dx, \\
E_{12C} &= \text{Im} \int_0^{l_{mc}-\Delta_1} C_{12} U_1(x) U_2^*(x) dx.
\end{aligned} \tag{2.10}$$

Знак «\*» означает операцию комплексного сопряжения.  $L_1, L_2, L_3, L_4, C_1, C_2, C_3, C_4, C_5, L_{12}, L_{23}, C_{12}, C_{23}$  – погонные индуктивности и емкости, взаимные индуктивности и взаимные емкости связанных микрополосковых линий.

Частотно-зависимые коэффициенты индуктивной и емкостной связи входного резонатора и общего проводника в высокочастотном канале рассчитываются по формулам (2.1), а общий коэффициент связи находится по формуле (2.2).

Таким образом, на основе одномерных квазистатических моделей созданы программы анализа для субструктур «входной резонатор НЧ-канала – СЦ» и «СЦ – входной резонатор ВЧ-канала». С помощью модифицированного энергетического подхода получены выражения для расчета частотно-зависимых коэффициентов связи СЦ с входными резонаторами каналов и написаны программы, с помощью которых осуществляется расчет  $k(f)$ ,  $k_L(f)$  и  $k_C(f)$ .

### 2.2.3 Исследование частотно-зависимых коэффициентов связи

На рисунках 2.5, *a* и 2.5, *б* приведены рассчитанные вышеописанным способом частотные зависимости коэффициентов емкостной  $k_C$  (зеленая линия), индуктивной  $k_L$  (красная линия) и полной  $k$  (синяя линия) связи согласующей цепи с входными резонаторами низкочастотного и высокочастотного каналов соответственно. Параметры согласующей цепи соответствовали параметрам цепи настроенного диплексера, чья топология показана выше на рисунке 2.1. Видно, что на центральной частоте низкочастотного канала (1218 МГц) и вблизи нее связь определяется индуктивным и емкостным (противоположным по знаку) взаимодействием. На центральной частоте высокочастотного канала (1596 МГц) связь в основном определяется индуктивным взаимодействием, т. к. емкостное взаимодействие мало. Кроме того, сама величина полного коэффициента связи довольно велика, что подтверждает перспективность такой конфигурации согласующего проводника.

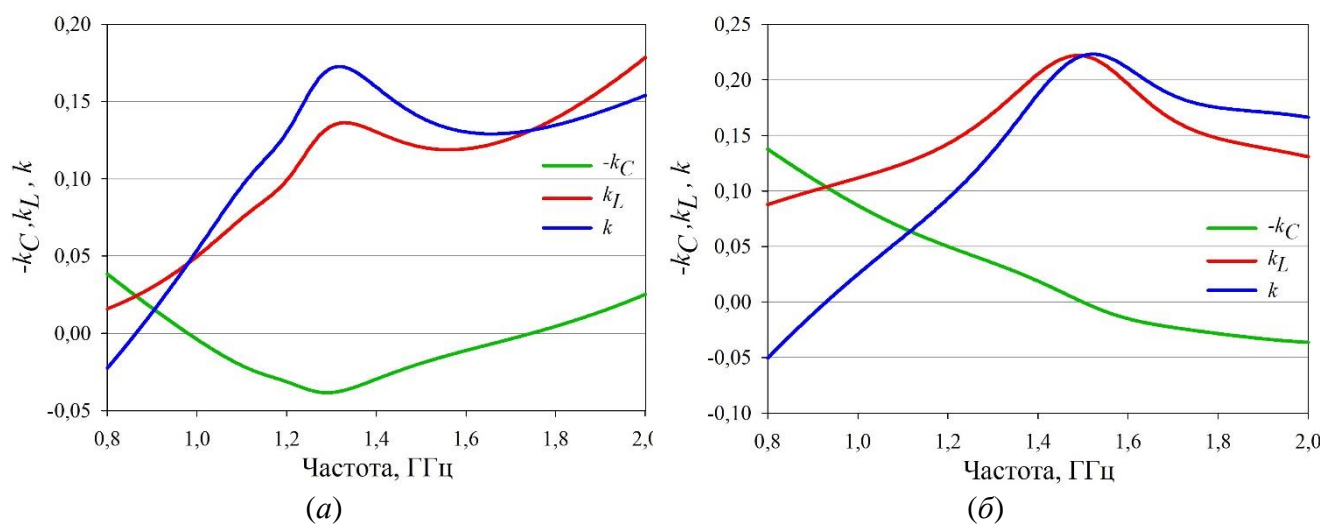


Рисунок 2.5 – Частотные зависимости коэффициентов связи для низкочастотного (*a*) и высокочастотного (*б*) каналов

Исследование зависимости полного коэффициента связи  $k$  от расстояния между согласующим проводником и резонатором  $s_p$  показало, что для обоих каналов это монотонно убывающая функция (рисунок 2.6), т. е. не имеющая

аномального поведения, как это бывает в некоторых микрополосковых структурах [117]. Убедиться в этом важно, т. к. в случае аномального поведения  $k$  настроить диплексер будет практически невозможно. Здесь и далее красной линией показаны зависимости для низкочастотного канала, синей – высокочастотного. Также стоит отметить, что зависимости коэффициента связи от конструктивных параметров СЦ, приведены на частоте, соответствующей центральной частоте канала.

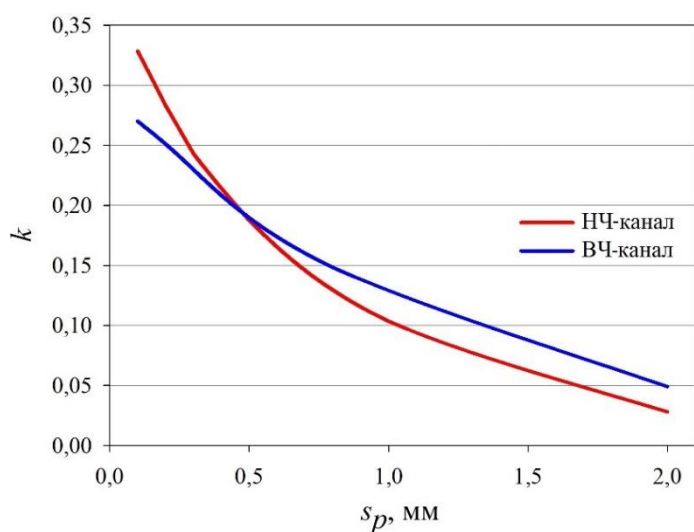


Рисунок 2.6 – Зависимости коэффициента связи от зазора между согласующим проводником и резонатором

На рисунке 2.7 изображены зависимости коэффициента связи согласующей цепи с входными резонаторами каналов от длины  $l_{mc}$  (а) и ширины  $w_{mc}$  (б) согласующего проводника. Поведение коэффициента связи от длины  $l_{mc}$  для разных каналов отличается. Так, для ВЧ-канала кривая  $k(l_{mc})$  имеет максимум в районе  $l_{mc}=12\dots 13$  мм, в то время как связь для НЧ-канала растет с увеличением длины СЦ. Используя эти зависимости можно подобрать длину согласующей цепи, которая будет оптимальной для обоих каналов.

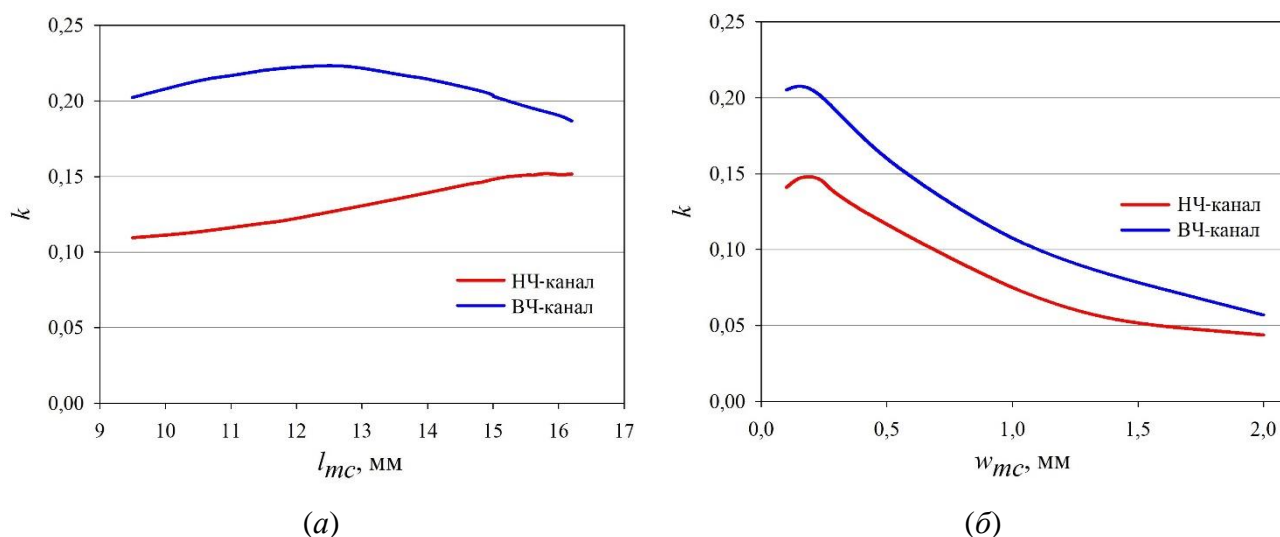


Рисунок 2.7 – Зависимости коэффициента связи от длины (а) и ширины (б) согласующего проводника

Поведение зависимостей  $k$  от ширины СЦ для обоих каналов схоже: увеличение  $w_{mc}$  приводит к уменьшению величины связи. Характер кривых  $k(w_{mc})$  объясняется тем, что при росте ширины проводника СЦ уменьшается плотность тока, который в нем протекает, что и уменьшает величину взаимодействия с входными резонаторами каналов.

На рисунке 2.8 изображены зависимости коэффициента связи согласующей цепи с входными резонаторами каналов от длины области перекрытия между проводником СЦ и входным резонатором канала. Видно, что коэффициент связи для НЧ-канала растет при увеличении  $l_{ov}$ . Между тем в ВЧ-канале максимум  $k$  наблюдается при  $l_{ov}=10$  мм. Таким образом, подбирая величины перекрытия для каждого из каналов по-отдельности, можно обеспечить необходимую величину связи. Это исследование показывает, что можно подстроить коэффициенты связи соответствующим смещением фильтров каналов диплексера вдоль проводника СЦ.

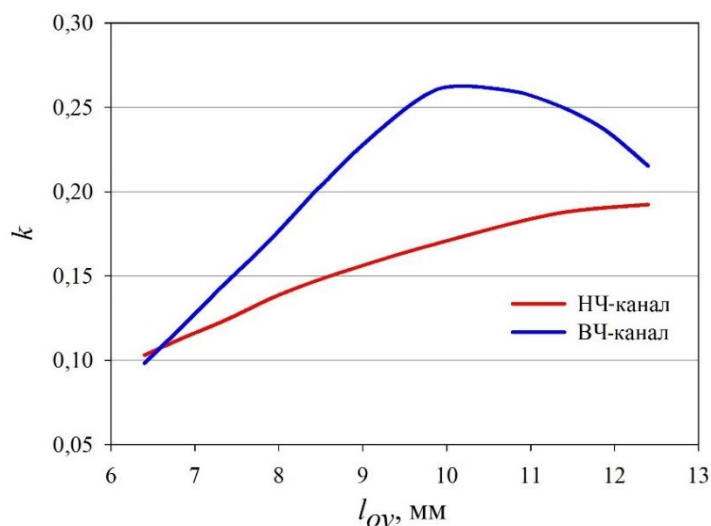


Рисунок 2.8 – Зависимости коэффициента связи от длины области перекрытия согласующего проводника и входного резонатора канала

Зная поведение зависимостей коэффициента связи от параметров согласующей цепи можно осуществлять тонкую настройку величины связи с входными резонаторами каналов, что является ключевым моментом в настройке диплексера в целом.

#### **2.2.4 Способ исследования коэффициентов связи согласующей цепи с входными резонаторами каналов по относительной ширине полосы пропускания**

Выше утверждалось, что модифицированный энергетический подход не требует идентичности взаимодействующих проводников, поэтому его можно применить для расчета коэффициентов связи пары «СЦ – входной резонатор канала». Для проверки этого утверждения необходимо получить зависимости коэффициента связи от параметров СЦ с помощью какой-либо другой методики и сравнить их с зависимостями, полученными на основе энергетического подхода. Ниже описана методика определения коэффициентов связи по относительной ширине полосы пропускания канала.



Ширина полосы пропускания фильтра определяется степенью взаимодействия резонаторов между собой. Любой ширине полосы пропускания соответствует свой оптимальный уровень связи с внешними линиями передачи. Оптимальность этой связи определяется по коэффициенту отражения на АЧХ фильтра. Обычно оптимальным уровнем связи считается уровень коэффициента отражения минус 14 дБ, что соответствует общепринятому значению КСВ=1,5, соответствующее настроенному устройству. Если изменить взаимодействие между резонаторами (увеличить или уменьшить расстояние между ними), то соответственно этому изменению изменится и ширина полосы пропускания. При этом коэффициент отражения также изменит свое значение, и величину связи с внешними линиями необходимо скорректировать в соответствии с изменившейся  $\Delta f/f_0$ . Резюмируя все вышесказанное можно сделать вывод, что относительная ширина полосы пропускания фильтра может являться мерой его взаимодействия с внешними линиями, т. е. мерой коэффициента связи.

Каждый канал диплексера исследовался по отдельности с помощью электромагнитного моделирования в программе *CST Microwave Studio*. Исследование влияния параметров СЦ на величину ее связи с каналами в диплексере проводилось следующим образом. Для этого менялся один из параметров СЦ, другие оставались фиксированными. При этом происходило изменение коэффициента отражения. Поэтому после каждого изменения параметра СЦ фильтр канала согласовывался по уровню обратных потерь минус 14 дБ подбором расстояния между резонаторами. После этого определялась  $\Delta f/f_0$  фильтра, соответствующая данному значению параметра СЦ. Эта относительная ширина полосы пропускания и была принята за меру взаимодействия между СЦ с входным резонатором канала. На основе этой методики были получены зависимости  $\Delta f/f_0$  от длины согласующего проводника  $l_c$  и от области перекрытия  $l_{ov}$  между резонатором и согласующим проводником для НЧ- и ВЧ-каналов.

На рисунке 2.9 приведено сравнение зависимостей величины связи от длины согласующего проводника  $l_c$ , полученных с помощью модифицированного

энергетического подхода (красная линия) и с помощью методики, описанной в этом разделе (синяя линия) для низкочастотного (а) и высокочастотного (б) каналов. Поведение зависимостей, в целом, одинаковое: в НЧ-канале коэффициент связи  $k$  и относительная ширина полосы пропускания  $\Delta f/f_0$  имеют максимумы при значении  $l_c=15,8$  мм; в ВЧ-канале  $k$  и  $\Delta f/f_0$  имеют максимумы при значении  $l_c=12,4\dots 12,5$  мм. Стоит отметить, что зависимости, полученные с помощью описанной методики, имеют качественный характер.

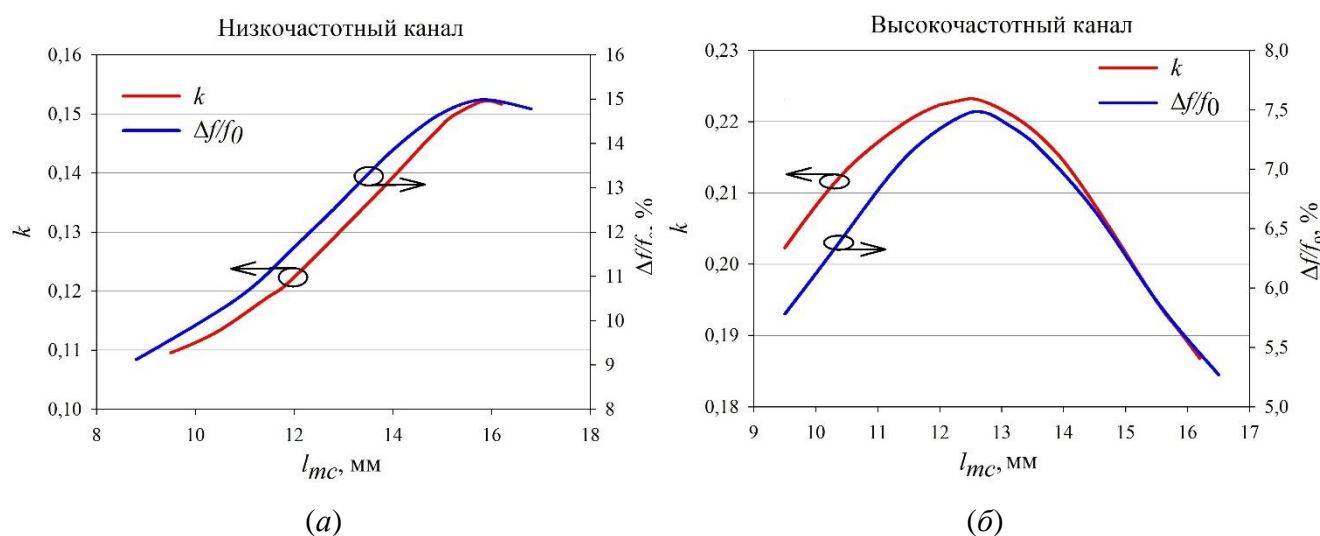


Рисунок 2.9 – Сравнение зависимостей величины связи от длины согласующего проводника  $l_c$  для НЧ- (а) и ВЧ- (б) каналов

На рисунке 2.10 приведено сравнение зависимостей величины связи от области перекрытия  $l_{ov}$  между резонатором и согласующим проводником, полученных с помощью модифицированного энергетического подхода (красная линия) и с помощью методики, описанной в этом разделе (синяя линия) для низкочастотного (а) и высокочастотного (б) каналов. Поведение зависимостей, в целом, одинаковое: в НЧ-канале коэффициент связи  $k$  и  $\Delta f/f_0$  увеличиваются с увеличением перекрытия; в ВЧ-канале  $k$  и  $\Delta f/f_0$  имеют максимумы при значении  $l_{ov}=10,1\dots 10,2$  мм.

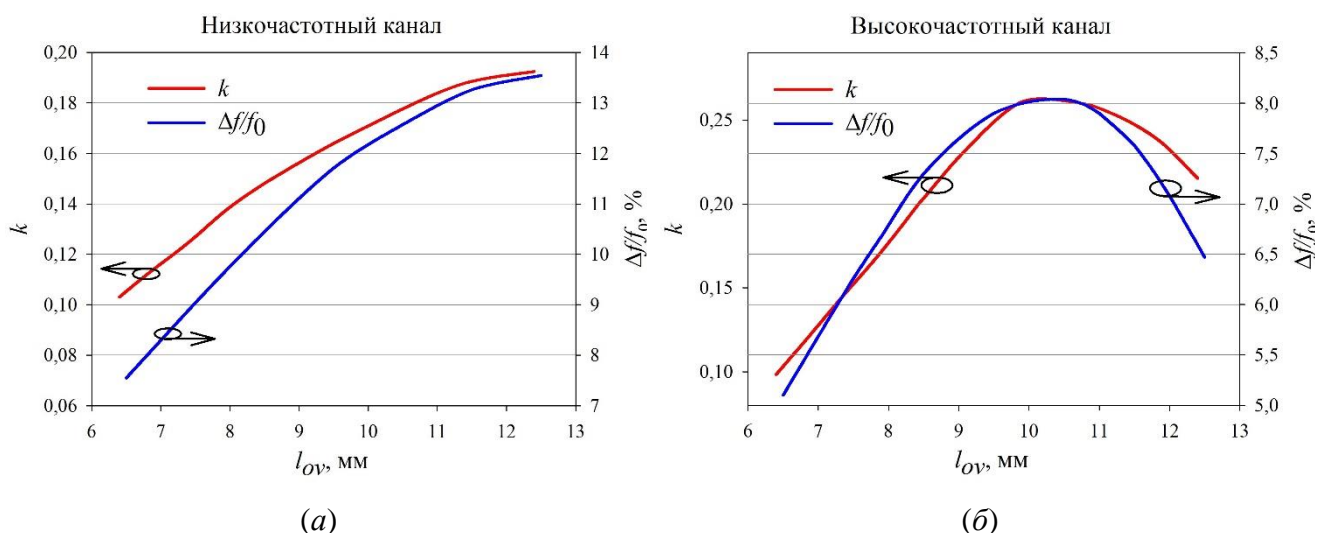


Рисунок 2.10 – Сравнение зависимостей величины связи от области перекрытия  $l_{ov}$  для НЧ- (а) и ВЧ- (б) каналов

Таким образом, показано, что использование модифицированного энергетического подхода для расчета коэффициентов связи двух проводников различных конфигураций, резонансные частоты которых не совпадают, оправдано.

### 2.3 Максимально достижимая относительная ширина полосы пропускания каналов диплексера

При анализе области применимости согласующей цепи в виде нерезонансного отрезка МПЛ важно знать какой максимальной относительной ширины полосы пропускания каналов диплексера  $(\Delta f/f_0)_{max}$  можно достичь, используя такую конфигурацию согласующей цепи. Это знание необходимо для того, чтобы оценить возможность создания диплексеров с широкими полосами пропускания каналов.

Для того чтобы расширить полосу пропускания фильтра, необходимо увеличить взаимодействие резонаторов путем их сближения. Однако, чем выше связь между двумя резонаторами, тем сильнее необходима связь фильтра с внешними линиями передачи. В случае, когда фильтр является каналом диплексера, он с одной стороны подключается к линии передачи непосредственно, а с другой стороны – через согласующую цепь. Поэтому при изменении ширины

полосы пропускания необходимо каждый раз подстраивать величину этих связей, ориентируясь на величину коэффициента отражения. Для внешнего резонатора это достигается перемещением точки подключения по его длине, в то время как для внутреннего резонатора (связанного с СЦ) взаимодействие регулируется с помощью изменения параметров СЦ. Это легко сделать, ориентируясь на полученные выше зависимости.

Для того чтобы оценить  $\Delta f_{max}$ , в программе *CST Microwave Studio* отдельно моделировались низкочастотный и высокочастотный каналы. Моделирование проводилось следующим образом. Сначала уменьшался зазор между двумя резонаторами фильтра канала. Затем для усиления связи с внешними линиями уменьшался зазор между согласующим проводником и внутренним резонатором, а для внешнего – перемещалась точка подключения к его кончику. Эти шаги повторялись до тех пор, пока зазор между согласующей цепью и резонатором не стал равен 0,2 мм, что является минимальным для практической реализации в микрополосковой технологии. После этого снова уменьшался зазор между резонаторами, а увеличение связи с согласующим проводником достигалось за счет изменения его других параметров. В случае с НЧ-каналом приходилось увеличивать длину  $l_{mc}$ . Изменения длины согласующего проводника было достаточно для получения оптимальной связи с входным резонатором канала. В случае с ВЧ-каналом изменений параметров цепи не потребовалось. Увеличение ширины полосы пропускания каналов проводилось до тех пор, пока зазор между резонаторами в фильтрах НЧ- и ВЧ-канала не стал равен 0,2 мм. Стоит отметить, что при изменении связи между согласующим проводником и входным резонатором канала приходилось подстраивать частоту последнего.

Исследование максимальной относительной ширины полосы пропускания каналов привело к следующим результатам: для низкочастотного канала  $(\Delta f/f_0)_{max}$  составила 19,4%, для высокочастотного – 15,4%. Для проверки полученных результатов был смоделирован диплексер с широкополосными каналами. Результаты моделирования подтвердили, что использование в качестве

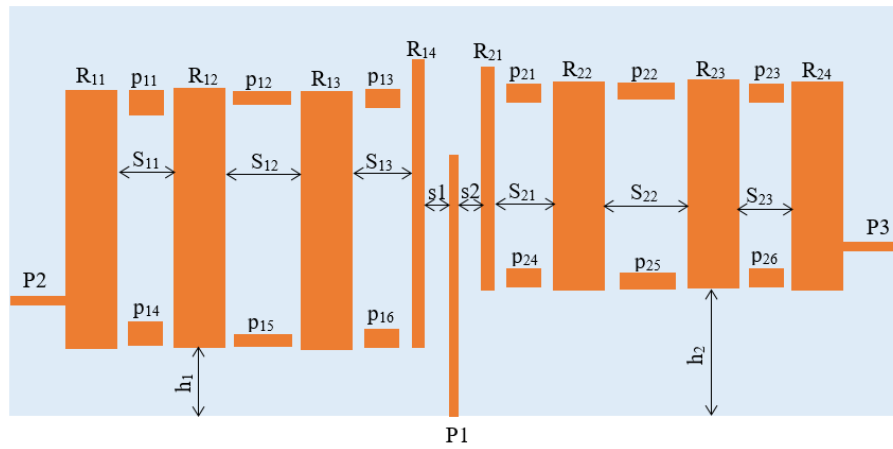
согласующей цепи нерезонансного отрезка МПЛ позволяет разрабатывать микрополосковые диплексеры с малыми потерями в каналах на подложках с высокой  $\epsilon_r$  и полуволновыми резонаторами в каналах с широкими (до 15%) относительными полосами пропускания.

#### **2.4 Разработка микрополоскового диплексера на полуволновых резонаторах для СРНС ГЛОНАСС/GPS**

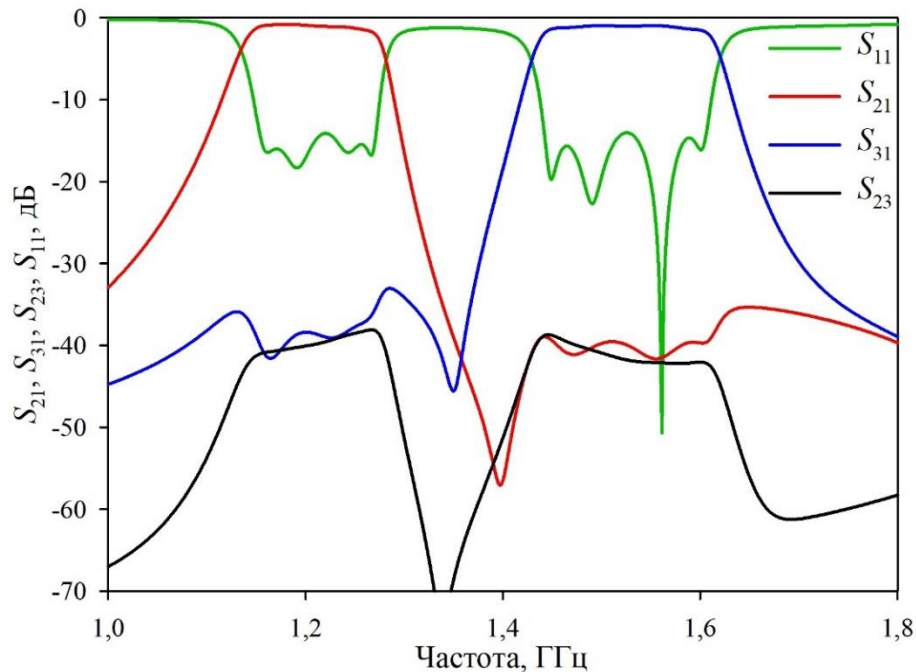
Основываясь на исследованной структуре диплексера, описанного в разделе 2.1, под необходимые технические требования для работы в приемниках СРНС ГЛОНАСС/GPS разработан микрополосковый диплексер с полуволновыми резонаторами в каналах с согласующей цепью в виде нерезонансного отрезка МПЛ. Каждый канал разработанного диплексера имеет по четыре резонатора для достижения необходимой селективности фильтров каналов, причем полосковые проводники входных резонаторов имеют существенно меньшую ширину по сравнению с остальными. Это сделано для уменьшения размеров устройства. Топология диплексера с обозначением конструктивных параметров представлена на рисунке 2.11, *а*. На рисунке 2.11, *б* представлена его АЧХ.

Диплексер смоделирован на подложке из керамики ТБНС ( $\epsilon=80$ ) толщиной 2,0 мм. В соответствии с обозначениями на рисунке 2.9, *а* получены следующие параметры микрополосковой структуры: размеры подложки 35,1 мм × 24,0 мм, ширина резонаторов  $R_{14}$  и  $R_{21}$  0,5 мм, их длина соответственно 17,35 мм и 13,25 мм; ширина остальных резонаторов 2,8 мм, их длины  $R_{11}$  – 16,05 мм,  $R_{12}$  – 15,46 мм,  $R_{13}$  – 15,45 мм,  $R_{22}$  – 11,42 мм,  $R_{23}$  – 11,43 мм,  $R_{24}$  – 12,2 мм. Положение резонаторов в канале выровнено по их нижней кромке,  $h_1=2,15$  мм,  $h_2=7,10$  мм; зазоры между резонаторами  $S_{11}=1,85$  мм,  $S_{12}=2,80$  мм,  $S_{13}=1,95$  мм,  $S_{21}=1,85$  мм,  $S_{22}=2,95$  мм,  $S_{23}=1,85$  мм; зазоры между полосковым проводником согласующей цепи и входными резонаторами каналов  $s_1=s_2=0,25$  мм; длина и ширина полоскового проводника согласующей цепи соответственно 15,4 мм и

0,2 мм. Область перекрытия между согласующей цепью и входным резонатором составила 13,25 мм и 8,3 мм для НЧ- и ВЧ-каналов соответственно.



(а)



(б)

Рисунок 2.11 – Топология разработанного микрополоскового диплексера на полуволновых резонаторах с четырехзвенными каналами (а) и его АЧХ (б)

Прямоугольные элементы (патчи)  $p_{11} \dots p_{26}$  используются для тонкой настройки связей между резонаторами. Их размеры:  $p_{11}$  и  $p_{14}$  – 1,35 мм × 1,05 мм,  $p_{12}$  и  $p_{15}$  – 2,20 мм × 1,50 мм,  $p_{13}$  и  $p_{16}$  – 1,50 мм × 0,60 мм,  $p_{21}$  и  $p_{24}$  – 1,45 мм × 0,90 мм,

$p_{22}$  и  $p_{25}$  – 2,45 мм × 0,85 мм,  $p_{23}$  и  $p_{26}$  – 1,45 мм × 0,95 мм. К тому же эти элементы играют еще одну важную роль – они ослабляют взаимодействие между резонаторами, благодаря чему можно уменьшить зазоры между ними, а, следовательно, и размеры устройства.

## 2.5 Выводы по главе 2

Разработан микрополосковый диплексер с использованием подложки, толщиной 2 мм и  $\epsilon_r=80$ . В данном диплексере применена известная ранее согласующая цепь в виде нерезонансного отрезка МПЛ. Показана возможность применения способа согласования общего порта с фильтрами каналов для реализации миниатюрных устройств на подложке с высокой  $\epsilon_r$ . Использование полуволновых резонаторов и подложки с толщиной 2 мм позволило минимизировать потери в полосах пропускания каналов.

На основе одномерных моделей субструктур каналов диплексера разработаны программы расчета коэффициентов связи согласующей цепи с входными резонаторами каналов. С их помощью рассчитаны частотно-зависимые коэффициенты связи, отражающие характер и величину взаимодействия в паре «согласующая цепь – входной резонатор» для низкочастотного и высокочастотного каналов. Полученные зависимости частотно-зависимых коэффициентов связи показали, что величина взаимодействия между согласующей цепью и входными резонаторами каналов достаточно велика, что подтверждает правомерность подобного выбора конфигурации СЦ. Изучено влияние параметров согласующей цепи на поведение коэффициента связи для обоих каналов. Данные исследования показали, как изменение параметров согласующей цепи влияет на величину взаимодействия, что важно знать для тонкой настройки диплексера.

Впервые показано, что использование модифицированного энергетического подхода для расчета коэффициентов связи двух проводников различных конфигураций, резонансные частоты которых не совпадают, оправдано.

Показано, что использование в качестве согласующей цепи нерезонансного отрезка МПЛ позволяет разрабатывать миниатюрные микрополосковые диплексеры с малыми потерями в каналах на подложках с высокой  $\epsilon_r$ , полуволновыми резонаторами в каналах и широкими (до 15%) относительными полосами пропускания.

Используя полученные результаты главы, для СРНС ГЛОНАСС/GPS разработан микрополосковый диплексер с полуволновыми резонаторами в каналах, согласование в котором было реализовано с помощью исследованной согласующей цепи. Диплексер имеет небольшие вносимые потери в полосы пропускания каналов. Стоит отметить, что использование такой простой конструкции СЦ делает диплексер простым в регулировке.

Результаты главы опубликованы в работах [118, 119].



### **ГЛАВА 3. СОГЛАСОВАНИЕ КАНАЛОВ МИКРОПОЛОСКОВОГО ДИПЛЕКСЕРА С ПОМОЩЬЮ НЕРЕГУЛЯРНОГО П-ОБРАЗНОГО КОРОТКОЗАМКНУТОГО ПОЛОСКОВОГО ПРОВОДНИКА**

В настоящей главе описан разработанный автором миниатюрный микрополосковый диплексер, согласование каналов в котором реализовано с помощью нерегулярного П-образного короткозамкнутого полоскового проводника, электромагнитно связанного с входными резонаторами каналов. Произведен расчет частотно-зависимых коэффициентов связи согласующей цепи с входными резонаторами каналов. Приведены исследования коэффициента связи П-образной согласующей цепи с входными резонаторами каналов. Также показано, какой максимальной ширины полосы пропускания каналов диплексера можно добиться, используя предложенный подход к согласованию. В конце главы приведена топология диплексера, разработанного для применения в радиотехнических системах.

#### **3.1 Структура диплексера с двухзвенными каналами на основе четвертьволновых резонаторов**

В главе 2 был разработан миниатюрный диплексер на подложке с  $\epsilon_r=80$ , который имеет малые вносимые потери в полосе пропускания каналов. Исследования показали, что использование полуволновых резонаторов и СЦ в виде нерезонансного отрезка МПЛ позволяет получить ширины полос пропускания каналов в пределах 15-20%.

Дальнейшим шагом миниатюризации диплексера служит использование в фильтрах каналов четвертьволновых микрополосковых резонаторов. Такие резонаторы, по сравнению с полуволновыми, обладают рядом преимуществ – это меньшие размеры и отсутствие мод собственных колебаний с четным номером. Последнее означает, что фильтры на их основе имеют более широкую полосу заграждения. Их несущественным недостатком, по сравнению с обычными

полуволновыми резонаторами, является несколько более сложный монтаж, так как полосковый проводник резонатора одним концом замыкается на корпус.

Использование согласующей цепи в виде нерезонансного отрезка МПЛ, который успешно был применен для диплексера на основе полуволновых резонаторов, для согласования каналов в диплексере на четвертьволновых резонаторах невозможно. Как показали исследования, при использовании четвертьволновых резонаторов в фильтрах каналов такая согласующая цепь не обеспечивает достаточной связи общего порта с каналами. Кроме того, использование такого способа согласования не обеспечивает достаточного уровня развязки между каналами.

Поэтому задачей настоящей главы является разработка миниатюрного микрополоскового диплексера для СРНС ГЛОНАСС/GPS с четвертьволновыми резонаторами в каналах. Для решения поставленной задачи, а именно, согласования фильтров каналов на основе четвертьволновых резонаторов с общим портом и на подложке с высокой  $\epsilon_r=80$ , был разработан оригинальный способ. В качестве согласующей цепи был использован нерегулярный **П**-образный полосковый проводник, один конец которого короткозамкнут, а ко второму подключен общий порт. При этом согласующий проводник электромагнитно связан с входными резонаторами каналов.

Для проверки реализуемости такой конструкции разработан простой диплексер с двухзвенными каналами на основе четвертьволновых резонаторов с использованием подложки с  $\epsilon_r=80$ . На рисунке 3.1 изображена топология полосковых проводников диплексера с двухзвенными каналами. Общий порт диплексера подключен к свободному концу **П**-образного проводника. Вторым концом проводник замкнут на землю. Два других порта (P2 и P3) подключены кондуктивно к внешним резонаторам каналов.

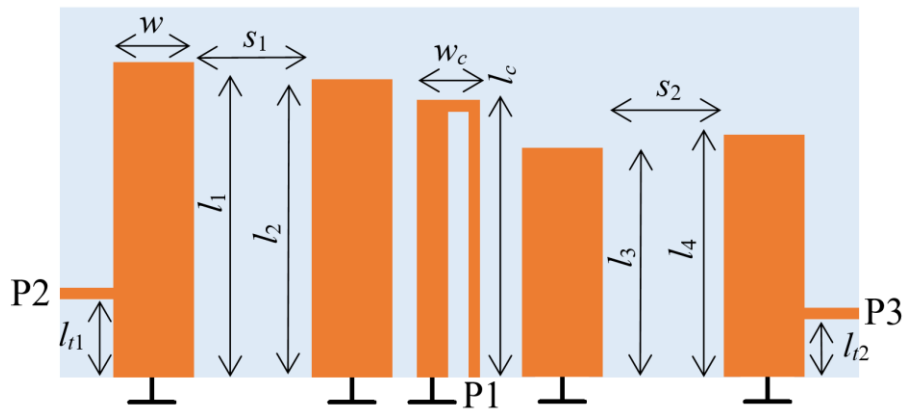


Рисунок 3.1 – Топология микрополоскового диплексера с нерегулярным  $\Pi$ -образным короткозамкнутым проводником СЦ

Диплексер моделировался с помощью программы *CST Microwave Studio*. Моделирование проводилось в следующем порядке. Прежде всего, были отдельно промоделированы фильтры обоих каналов с кондуктивным подключением портов. Затем кондуктивное подключение заменялось на связь с помощью  $\Pi$ -образного полоскового проводника справа в фильтре низкочастотного канала и слева в фильтре высокочастотного канала. В этом случае настраивалась величина связи между  $\Pi$ -образным полосковым проводником и соседним с ним резонатором путем изменения зазоров между резонаторами и согласующей цепью. Также подстраивались частоты резонаторов, соседствующих с  $\Pi$ -образным полосковым проводником. После этого производилась окончательная настройка конструкции. В результате моделирования были получены следующие параметры структуры. Низкочастотный канал: длина микрополосковых проводников резонаторов  $l_1=8,175$  мм,  $l_2=8,05$  мм, зазор между ними  $s_1=2,05$  мм, точка подключения находится на расстоянии  $l_{11}=1,9$  мм от закороченного конца резонатора. Высокочастотный канал: длина микрополосковых проводников резонаторов  $l_3=5,85$  мм,  $l_4=6,18$  мм, зазор между ними  $s_2=2,25$  мм, точка подключения находится на расстоянии  $l_{12}=1,58$  мм от закороченного конца резонатора. Положение точки подключения подбиралось из соображения, чтобы уровень обратных потерь не превышал значения минус 14 дБ. Ширина всех резонаторов равна  $w=2$  мм. Размеры  $\Pi$ -образного полоскового проводника следующие: его высота  $l_c=7$  мм, поперечный

размер  $w_c=1,55$  мм, внутренний зазор  $s_w=0,6$  мм. Зазор между  $\Pi$ -образным полосковым проводником и входным резонатором 0,45 мм и 0,5 мм для низкочастотного и высокочастотного каналов соответственно. Ширина узкого (высокоомного) и широкого (низкоомного) участков согласующей цепи 0,25 мм и 0,8 мм соответственно. Размеры подложки 16,8 мм×9,0 мм, толщина подложки 1 мм. Расстояние между крайними резонаторами каналов и краями подложки 2 мм.

На рисунке 3.2 приведена амплитудно-частотная характеристика диплексера, полученная в результате моделирования. Центральные частоты НЧ- и ВЧ-каналов составили 1232 МГц и 1591 МГц с относительными ширинами полос 7,3% и 6,8% соответственно. Минимальные потери в полосах пропускания составили 0,9 дБ и 0,8 дБ в низкочастотном и высокочастотном канале соответственно. Обратные потери в каналах не превышают минус 18 дБ. Развязка между каналами не менее 34 дБ в низкочастотном канале и не менее 54 дБ в высокочастотном.

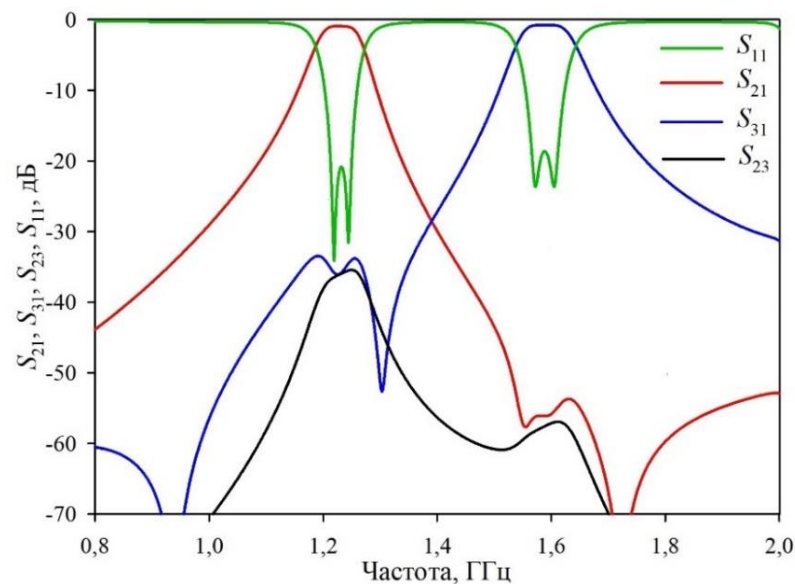


Рисунок 3.2 – АЧХ модели диплексера с  $\Pi$ -образной согласующей цепью

Таким образом, применив согласующую цепь на основе нерегулярного  $\Pi$ -образного короткозамкнутого проводника, удалось осуществить согласование каналов с входным портом микрополоскового диплексера. При этом размеры диплексера получились компактными за счет использования четвертьволновых

резонаторов в каналах, за счет применения подложки с высокой  $\epsilon_r$  и за счет небольших размеров цепи согласования.

Такая конфигурация согласующего проводника оказалась крайне удачной, т. к. при настройке каналов они слабо влияют друг на друга, что значительно облегчает разработку диплексера. Это хорошо иллюстрируется рисунком 3.3, на котором приведено сравнение характеристик низкочастотного (а) и высокочастотного (б) каналов исходного диплексера и диплексера, у которого в фильтре соседнего канала отсутствует входной резонатор. На рисунке 3.3, а пунктирными линиями показаны характеристики НЧ-канала исходного диплексера, сплошными линиями – диплексера, у которого отсутствует входной резонатор в фильтре ВЧ-канала. На рисунке 3.3, б пунктирными линиями показаны характеристики ВЧ-канала исходного диплексера, сплошными линиями – диплексера, у которого отсутствует входной резонатор в фильтре НЧ-канала. Видно, что характеристика канала диплексера практически не изменились.

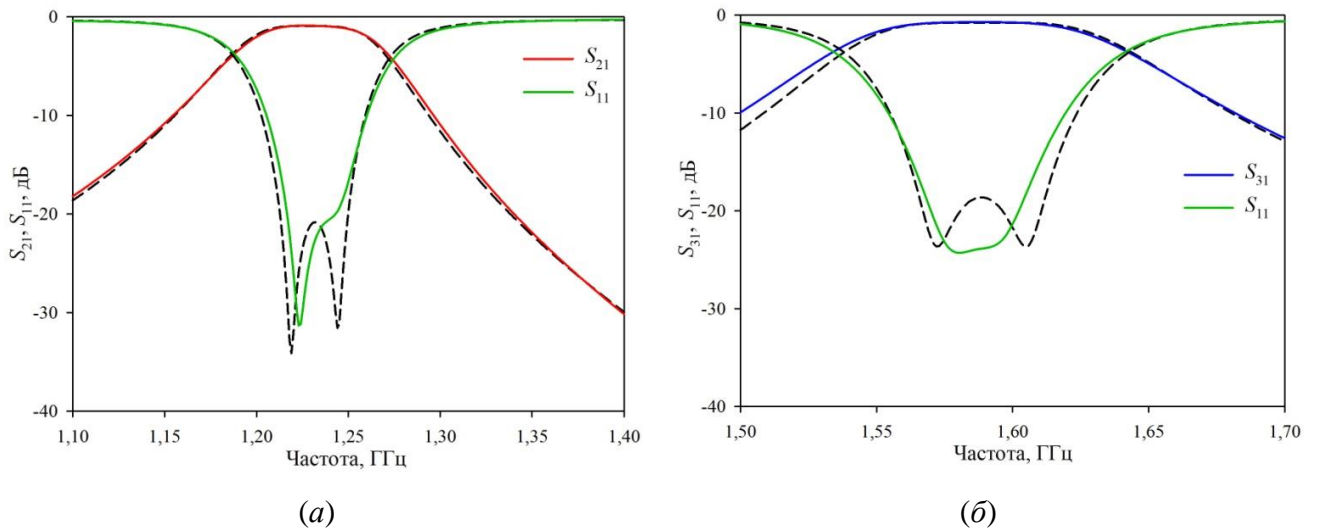


Рисунок 3.3 – Сравнение характеристик низкочастотного (а) и высокочастотного (б) каналов

Таким образом показано, что характеристики каналов диплексера слабо искажаются даже в случае отсутствия резонаторов соседнего канала, т.е. взаимное влияние каналов друг на друга практически отсутствует.

При этом такая согласующая цепь обеспечивает бóльшую (не менее чем на 10 дБ, по сравнению со способом согласования на основе нерезонансного отрезка МПЛ) развязку между каналами. При этом сама по себе цепь согласования имеет компактные размеры. Важно отметить, что П-образный полосковый проводник не является резонатором, т. е. его собственные резонансные частоты находятся далеко за пределами полос пропускания каналов (его первая и вторая моды находятся на частотах 1002 МГц и 2016 МГц соответственно). Кроме этого, благодаря тому, что согласующий проводник сильно нагружен входным портом, добротность этих мод мала (резонансы в проводнике практически не возбуждаются).

Сравнение с литературными данными показало, что этот диплексер является самым компактным среди микрополосковых [121].

### **3.2 Исследование коэффициентов связи П-образной согласующей цепи с входными резонаторами каналов**

Очевидно, что ключевым моментом в конструкции подобного диплексера является величина взаимодействия П-образного проводника с входными резонаторами каналов, поэтому актуальной является задача изучения поведения этого взаимодействия (связи) отдельно в субструктуре «входной резонатор НЧ-канала – СЦ» и субструктуре «СЦ – входной резонатор ВЧ-канала».

Резонансные частоты П-согласующей цепи лежат далеко за пределами частот каналов диплексера, поэтому здесь, как и в случае с расчётом коэффициентов связи в предыдущей главе, для расчета частотно-зависимых коэффициентов связи нам необходимо воспользоваться модифицированным энергетическим подходом.

Для этого необходимо определить магнитные (индуктивные) и электрические (емкостные) энергии, запасаемые проводниками отдельно ( $E_{1L}$ ,  $E_{1C}$ ,  $E_{2L}$ ,  $E_{2C}$ ) и совместно ( $E_{12L}$ ,  $E_{12C}$ ), которые, в свою очередь, определяются из распределения токов и напряжений в проводниках. Их распределение находится с помощью метода квазистатического приближения.

### 3.2.1 Вычисление характеристик микрополосковых субструктур в квазистатическом приближении

Численный анализ рассматриваемых субструктур каналов диплексера проводился в соответствии с методикой, описанной в разделе 2.2.1. Сначала для субструктур «входной резонатор НЧ-канала – СЦ» и «СЦ – входной резонатор ВЧ-канала» были созданы одномерные модели, составленные из последовательно соединенных регулярных отрезков одиночных и связанных микрополосковых линий, на которые разделяется топология проводников вертикальными и горизонтальными сечениями, как показано на рисунке 3.4, *а* для низкочастотного канала и на рисунке 3.4, *б* для высокочастотного.

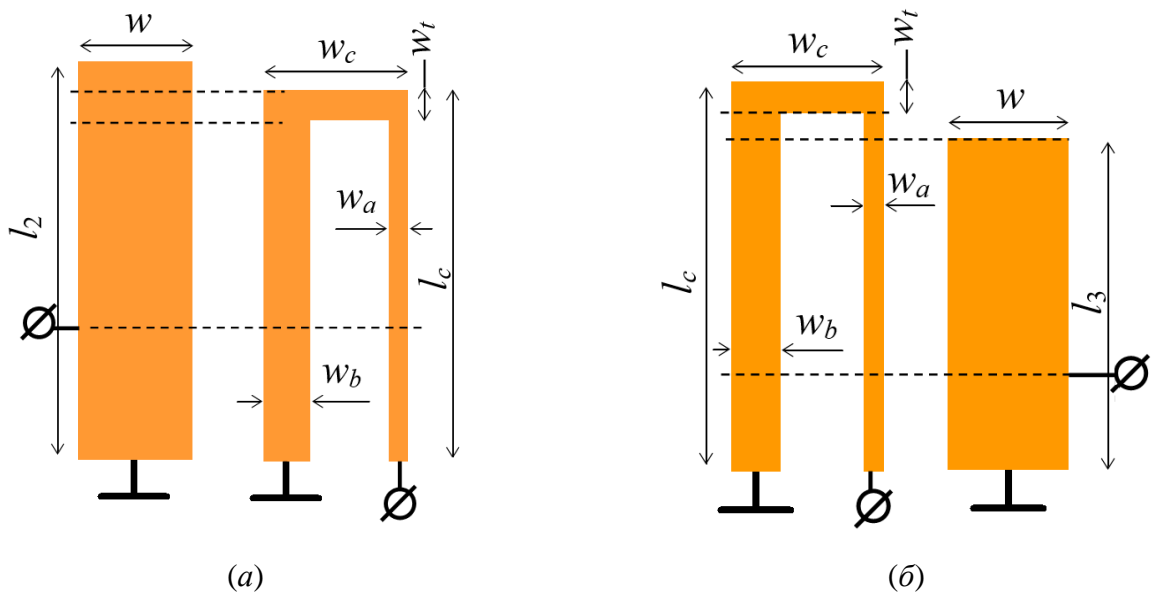


Рисунок 3.4 – Топологии субструктур «входной резонатор НЧ-канала – СЦ» (*а*) и «СЦ – входной резонатор ВЧ-канала» (*б*). Пунктиром показаны плоскости сечения субструктуры на отрезки одиночных и связанных линий

На рисунках 3.5, *a* и 3.5, *б* показаны одномерные модели для субструктур «входной резонатор НЧ-канала – СЦ» и «СЦ – входной резонатор ВЧ-канала». Короткими прямоугольными полосками изображены полосковые проводники отрезков связанных МПЛ. Из рисунков видна связность линий: одно-, двух- и трехсвязанные. Прямоугольники 1 и 2 на рисунках изображают входную и выходную линию передачи. Для каждого отрезка связанных МПЛ вводится свое начало координаты  $x$ , которое помещается на левый край отрезка. Это означает, что амплитуды всех нормальных волн  $X_j$  задаются для левого края отрезка, на правом краю у них будут соответствующие набег фаз. Для определенности считается, что положительное направление для тока совпадает с осью  $x$ .

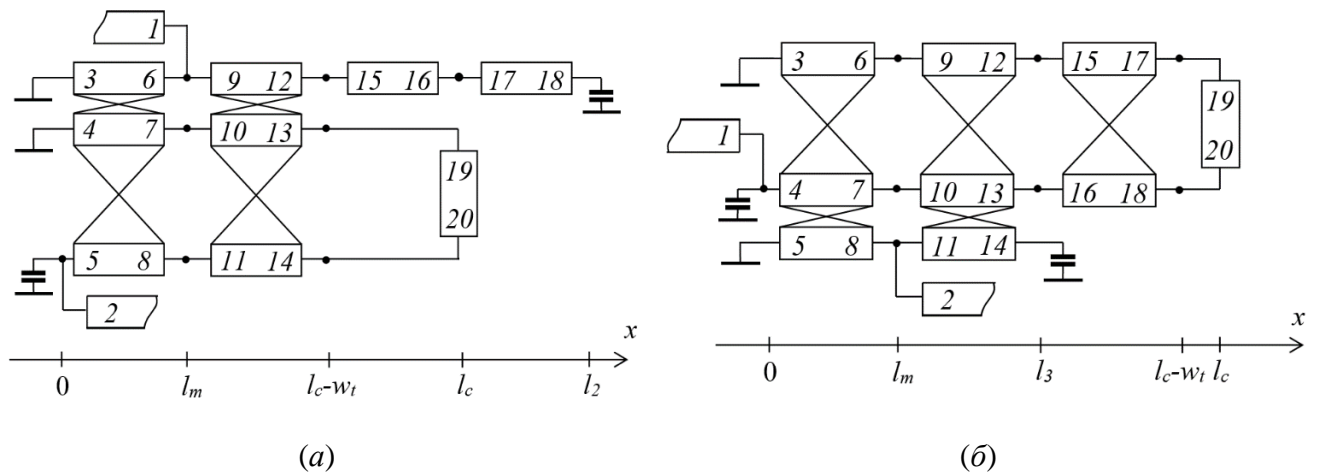


Рисунок 3.5 – Одномерные модели субструктур «входной резонатор НЧ-канала – СЦ» (*a*) и «СЦ – входной резонатор ВЧ-канала» (*б*)

Амплитуды  $X_j$  всех пронумерованных волн ( $j = 1 \dots 20$ ) считаются неопределенными и подлежат нахождению в процессе расчета. Амплитуда падающей волны считается заданной.

Для каждой модели записывалась система линейных уравнений, полученных из условия сохранения заряда и условия непрерывности напряжения на концах проводников всех регулярных отрезков. Значения тока  $I_i$  и напряжения  $U_i$  на  $i$ -ом проводнике отрезка связанных МПЛ вычислялись по формулам (2.1).



В качестве примера напишем уравнения, отвечающие точке соединения двух проводников 1-6-9 для субструктуры «входной резонатор НЧ-канала – СЦ» (рисунок 3.5, *a*), одним из которых является входная линия с волновым сопротивлением  $Z_0$ . Уравнение для токов:

$$\begin{aligned} [I_{inc} + X_1] + I_{11} [X_3 e^{ik_1 l_m} + X_6 e^{-ik_1 l_m}] - I_{11} [X_9 + X_{12}] + I_{21} [X_4 e^{ik_2 l_m} + X_7 e^{-ik_2 l_m}] - \\ - I_{21} [X_{10} + X_{13}] + I_{31} [X_5 e^{ik_3 l_m} + X_8 e^{-ik_3 l_m}] - I_{31} [X_{11} + X_{14}] = 0, \end{aligned} \quad (3.1)$$

где  $k_j$  – электрическая длина отрезка  $l_m$   $j$ -ой волны.

Первое уравнение для напряжений получается из равенства напряжений на проводниках ( $i=1$ ) левого и правого отрезков МПЛ, соединяющихся в точке 1-6-9:

$$\begin{aligned} U_{11} [X_3 e^{ik_1 l_m} - X_6 e^{-ik_1 l_m}] - U_{11} [X_9 + X_{12}] + U_{21} [X_4 e^{ik_2 l_m} - X_7 e^{-ik_2 l_m}] - \\ - U_{21} [X_{10} + X_{13}] + U_{31} [X_5 e^{ik_3 l_m} - X_8 e^{-ik_3 l_m}] - U_{31} [X_{11} + X_{14}] = 0. \end{aligned} \quad (3.2)$$

Второе уравнение для напряжений получается из равенства напряжений на входной линии и на проводнике отрезка МПЛ, расположенного справа от точки 1-6-9:

$$Z_0 [I_{inc} - X_1] - U_{11} [X_9 + X_{12}] - U_{21} [X_{10} + X_{13}] - U_{31} [X_{11} + X_{14}] = 0. \quad (3.3)$$

После того как будут записаны уравнения для всех точек соединения проводников отрезков связанных МПЛ в анализируемой секции, полученная система линейных уравнений с комплексными коэффициентами решается численным методом Гаусса. Таким образом мы найдем 20 неизвестных амплитуд  $X_i$ .

Аналогичным образом записываются и решаются уравнения для субструктуры «СЦ – входной резонатор ВЧ-канала» и находятся остальные 20 неизвестных амплитуд  $X_i$ .

### 3.2.2 Определение частотно-зависимых коэффициентов связи

Используя найденные в разделе 3.2.1 распределения токов и напряжений, сначала рассчитаем энергии для низкочастотного канала. Участки для расчета распределения токов и напряжений возьмем в соответствии со схемой, показанной на рисунке 3.5, *a*: участок  $l_2$ , участок  $l_2-l_c$ , участок  $l_c$  и участок  $w_c$ . Каждому участку из-за различия ширины проводников соответствуют свои погонные индуктивности и емкости.

Магнитная (индуктивная) и электрическая (емкостная) энергии, запасаемые в отдельности каждым проводником, определяются как суммы активной и реактивной энергий, которые принято называть полными или комплексными энергиями:

$$\begin{aligned}
 E_{1L} &= \frac{1}{2} \int_0^{l_2} L_1 I_1(x) I_1^*(x) dx, \\
 E_{2L} &= \frac{1}{2} \int_0^{l_c} L_2 I_2(x) I_2^*(x) dx + \frac{1}{2} \int_0^{w_c} L_3 I_2(x) I_2^*(x) dx + \frac{1}{2} \int_0^{l_c} L_4 I_2(x) I_2^*(x) dx, \\
 E_{1C} &= \frac{1}{2} \int_0^{l_c} (C_1 + C_{12}) U_1(x) U_1^*(x) dx + \frac{1}{2} \int_0^{l_2-l_c} C_2 U_1(x) U_1^*(x) dx, \\
 E_{2C} &= \frac{1}{2} \int_0^{l_c} (C_3 + C_{12}) U_2(x) U_2^*(x) dx + \frac{1}{2} \int_0^{w_c} C_4 U_2(x) U_2^*(x) dx + \frac{1}{2} \int_0^{l_c} C_5 U_2(x) U_2^*(x) dx.
 \end{aligned} \tag{3.4}$$

Магнитная (индуктивная) и электрическая (емкостная) энергии, запасаемые обоими проводниками совместно:

$$\begin{aligned}
 E_{12L} &= \operatorname{Im} \int_0^{l_c} L_{12} I_1(x) I_2^*(x) dx + \operatorname{Im} \int_0^{l_c} L_{13} I_1(x) I_2^*(x) dx, \\
 E_{12C} &= \operatorname{Im} \int_0^{l_c} C_{12} U_1(x) U_2^*(x) dx + \operatorname{Im} \int_0^{l_c} C_{13} U_1(x) U_2^*(x) dx.
 \end{aligned} \tag{3.5}$$

Знак «\*» означает операцию комплексного сопряжения.  $L_1, L_2, L_3, L_4, C_1, C_2, C_3, C_4, C_5, L_{12}, L_{13}, C_{12}, C_{13}$  – погонные индуктивности и емкости, взаимные индуктивности и взаимные емкости связанных микрополосковых линий.

Частотно-зависимые коэффициенты индуктивной и емкостной связи входного резонатора и общего проводника в низкочастотном канале рассчитываются по формулам (2.1), а общий коэффициент связи высчитывается по формуле (2.2).

Проведем такие же действия для расчета энергий высокочастотного канала. Участки для расчета распределения токов и напряжений возьмем в соответствии со схемой, показанной на рисунке 3.5, б: участок  $l_c$ , участок  $w_c$ , участок  $l_c-l_3$  и участок  $l_3$ . Каждому участку из-за различия ширины проводников соответствуют свои погонные индуктивности и емкости.

Магнитная (индуктивная) и электрическая (емкостная) энергии, запасаемые в отдельности каждым проводником:

$$\begin{aligned}
 E_{1L} &= \frac{1}{2} \int_0^{l_c} L_1 I_1(x) I_1^*(x) dx + \frac{1}{2} \int_0^{w_c} L_2 I_1(x) I_1^*(x) dx + \frac{1}{2} \int_0^{l_c} L_3 I_1(x) I_1^*(x) dx, \\
 E_{2L} &= \frac{1}{2} \int_0^{l_3} L_4 I_2(x) I_2^*(x) dx, \\
 E_{1C} &= \frac{1}{2} \int_0^{l_c} C_1 U_1(x) U_1^*(x) dx + \frac{1}{2} \int_0^{w_c} C_2 U_1(x) U_1^*(x) dx + \\
 &+ \frac{1}{2} \int_0^{l_c-l_3} C_3 U_1(x) U_1^*(x) dx + \frac{1}{2} \int_0^{l_3} (C_4 + C_{12}) U_1(x) U_1^*(x) dx, \\
 E_{2C} &= \frac{1}{2} \int_0^{l_3} (C_5 + C_{12}) U_2(x) U_2^*(x) dx.
 \end{aligned} \tag{3.6}$$

Магнитная (индуктивная) и электрическая (емкостная) энергии, запасаемые обоими проводниками совместно:

$$\begin{aligned}
 E_{12L} &= \operatorname{Im} \int_0^{l_3} L_{13} I_1(x) I_2^*(x) dx + \operatorname{Im} \int_0^{l_3} L_{23} I_1(x) I_2^*(x) dx, \\
 E_{12C} &= \operatorname{Im} \int_0^{l_3} C_{13} U_1(x) U_2^*(x) dx + \operatorname{Im} \int_0^{l_3} C_{23} U_1(x) U_2^*(x) dx.
 \end{aligned} \tag{3.7}$$

Знак «\*» означает операцию комплексного сопряжения.  $L_1, L_2, L_3, L_4, C_1, C_2, C_3, C_4, C_5, L_{12}, L_{23}, C_{12}, C_{23}$  – погонные индуктивности и емкости, взаимные индуктивности и взаимные емкости связанных микрополосковых линий.

Частотно-зависимые коэффициенты индуктивной и емкостной связи входного резонатора и общего проводника в высокочастотном канале рассчитываются по формулам (2.1), а общий коэффициент связи находится по формуле (2.2).

Таким образом, на основе одномерных квазистатических моделей созданы программы анализа для субструктур «входной резонатор НЧ-канала – СЦ» и «СЦ – входной резонатор ВЧ-канала». С помощью модифицированного энергетического подхода получены выражения для расчета частотно-зависимых коэффициентов связи СЦ с входными резонаторами каналов и написаны программы, с помощью которых осуществляется расчет  $k(f)$ ,  $k_L(f)$  и  $k_C(f)$ .

### 3.2.3 Исследование частотно-зависимых коэффициентов связи

На рисунках 3.6, а и 3.6, б приведены рассчитанные вышеописанным способом частотные зависимости коэффициентов емкостной  $k_C$  (зеленая линия), индуктивной  $k_L$  (красная линия) и полной  $k$  (синяя линия) связи согласующей цепи с входными резонаторами низкочастотного и высокочастотного каналов соответственно. Параметры согласующей цепи соответствовали параметрам настроенного диплексера, топология которого показана в начале главы на рисунке 3.1. Видно, что на частотах каналов (1228 МГц и 1591 МГц) и вблизи них связь в целом определяется индуктивным взаимодействием, т. к. емкостное (противоположное по знаку) мало. Кроме того, сама величина полного коэффициента связи довольно велика, что подтверждает перспективность такой конфигурации согласующего проводника.

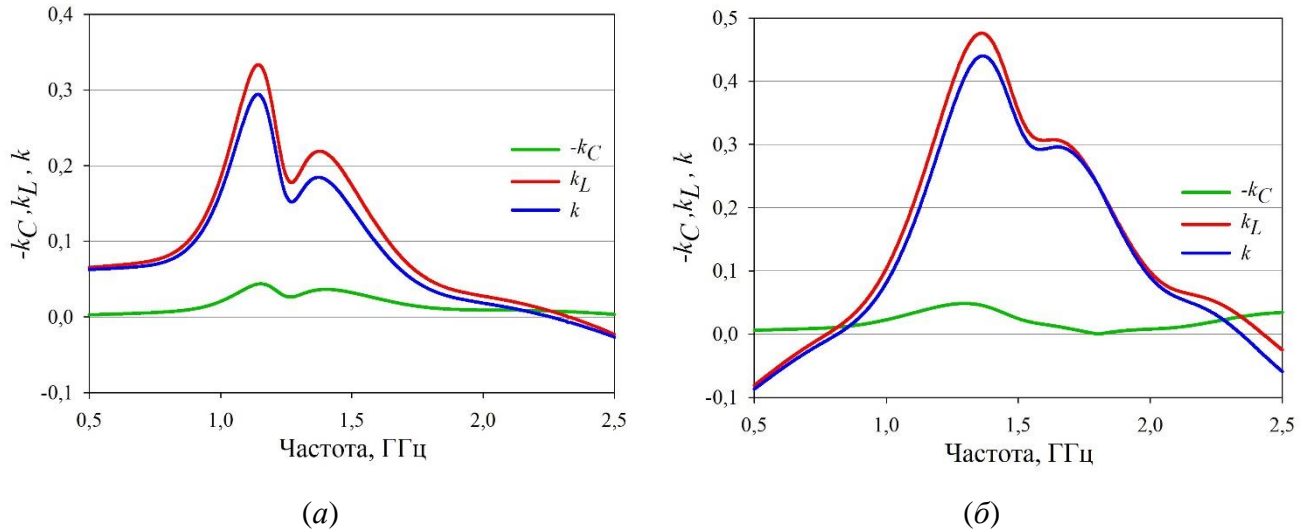


Рисунок 3.6 – Частотные зависимости коэффициентов связи для низкочастотного (а) и высокочастотного (б) каналов

Исследование зависимости полного коэффициента связи  $k$  от расстояния между  $\Pi$ -образным проводником и резонатором  $s_p$  показало, что для обоих каналов это монотонно убывающая функция (рисунок 3.7), т. е. не имеющая аномального поведения, как это бывает в некоторых микрополосковых структурах [117]. Убедиться в этом важно, т. к. в случае аномального поведения  $k$  настроить диплексер будет практически невозможно. Также стоит отметить, что зависимости коэффициента связи от конструктивных параметров СЦ приведены на частоте, соответствующей центральной частоте канала.

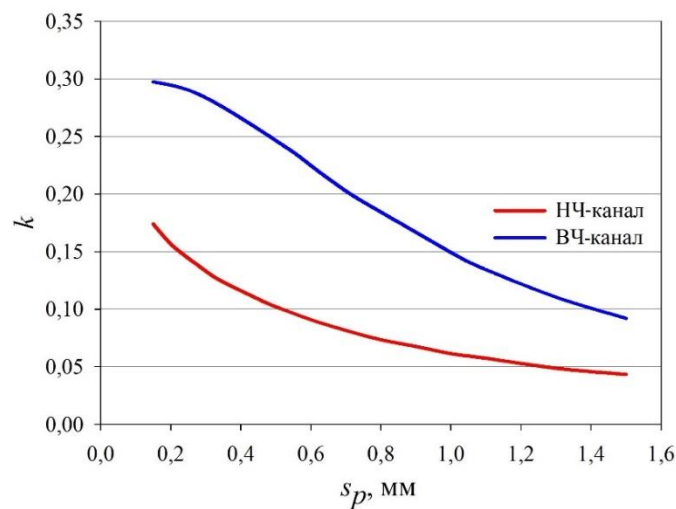


Рисунок 3.7 – Зависимости коэффициента связи от зазора между согласующим проводником и резонатором

На рисунке 3.8 изображены зависимости коэффициента связи согласующей цепи с входными резонаторами от высоты  $l_c$  (а) и ширины  $w_c$  (б) **П**-образного проводника низкочастотного (здесь и далее красная линия) и высокочастотного (здесь и далее синяя линия) каналов. Характер зависимостей от одного и того же параметра сильно отличается в разных каналах. Например, для низкочастотного канала максимум взаимодействия между согласующим проводником и резонатором наблюдается при определенном значении  $l_c$  (около 5,5 мм), тогда как для высокочастотного канала взаимодействие растет с увеличением «высоты» согласующего проводника. При этом оптимальной «высотой» согласующего проводника является точка, где кривые пересекаются, и она примерно совпадает с тем значением  $l_c$ , которое имеет **П**-образный проводник настроенного диплексера.

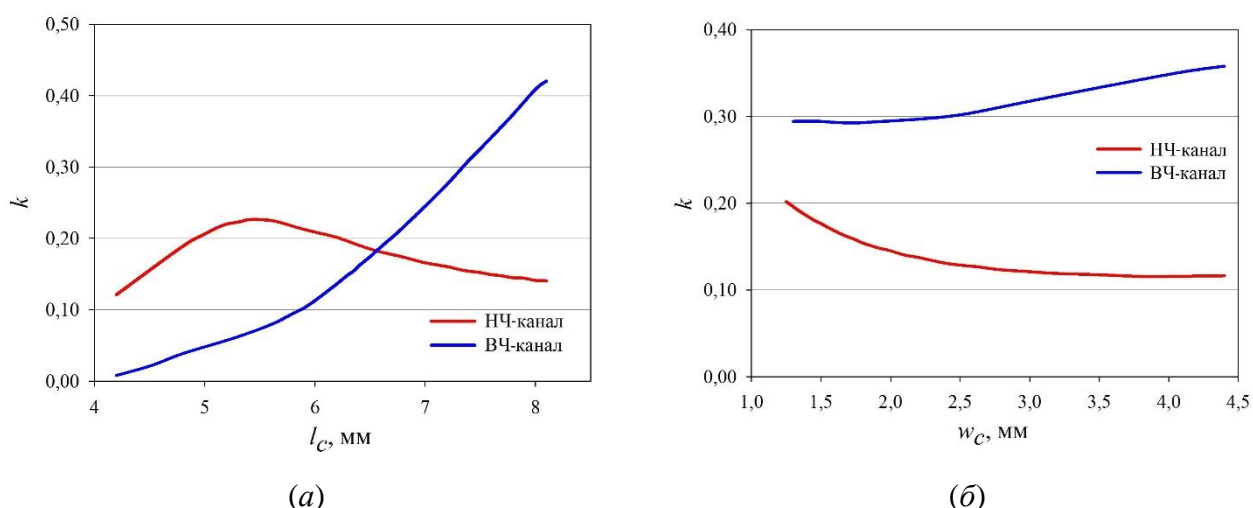


Рисунок 3.8 – Зависимости коэффициента связи от высоты  $l_c$  (а) и ширины  $w_c$  (б) **П**-образного проводника

На рисунке 3.9 изображены зависимости коэффициента связи согласующей цепи с входными резонаторами каналов от ширины высокоомного (а) и низкоомного (б) участков **П**-образной согласующей цепи. Характер зависимостей и для низкочастотного, и для высокочастотного каналов схож. Это обстоятельство носит положительный характер, т. к. изменением какого-либо из этих параметров можно подстраивать величину связи сразу в обоих каналах. Как можно увидеть из

зависимостей, увеличить  $k$  можно путем уменьшения ширины высокоомного участка и увеличения ширины низкоомного участка.

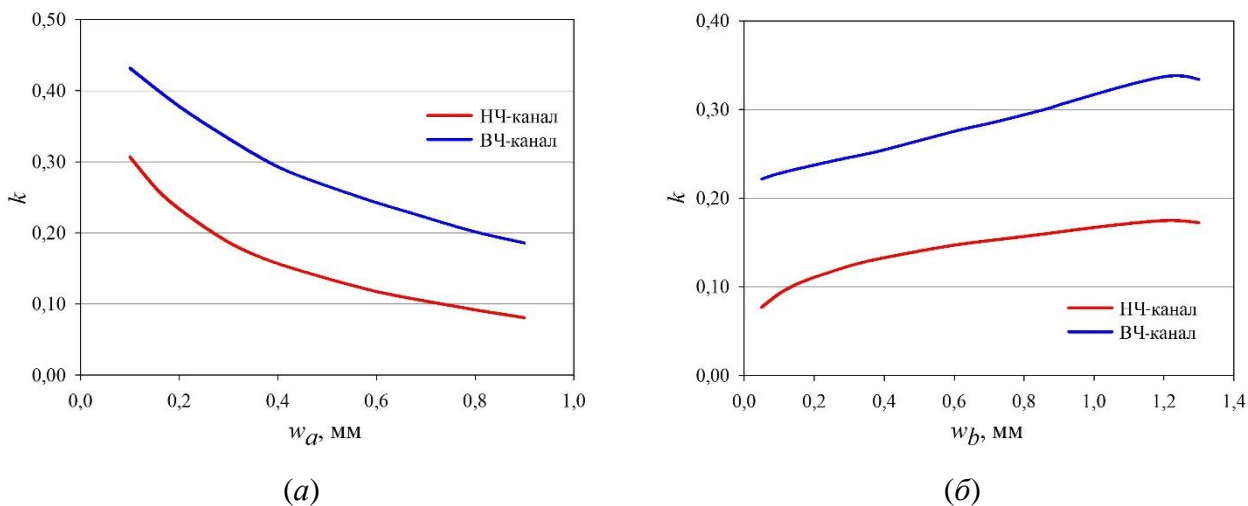


Рисунок 3.9 – Зависимости коэффициента связи от ширины высокоомного (а) и низкоомного (б) участков  $\Pi$ -образного проводника

Зная характер зависимостей коэффициента связи от параметров  $\Pi$ -образной согласующей цепи можно осуществлять тонкую настройку величины связи с входными резонаторами каналов, что является ключевым моментом в настройке диплексера в целом.

### 3.3 Максимально достижимая относительная ширина полосы пропускания каналов диплексера

В разделе 2.3 проводилось исследование, результаты которого показали возможность создания диплексера с широкими полосами пропускания каналов на основе полуволновых резонаторов при использовании СЦ в виде нерезонансного отрезка МПЛ. Очевидно, что аналогичные исследования необходимо провести и для диплексера с четвертьволновыми резонаторами в каналах, согласование в котором выполнено с помощью нерегулярного  $\Pi$ -образного короткозамкнутого проводника.

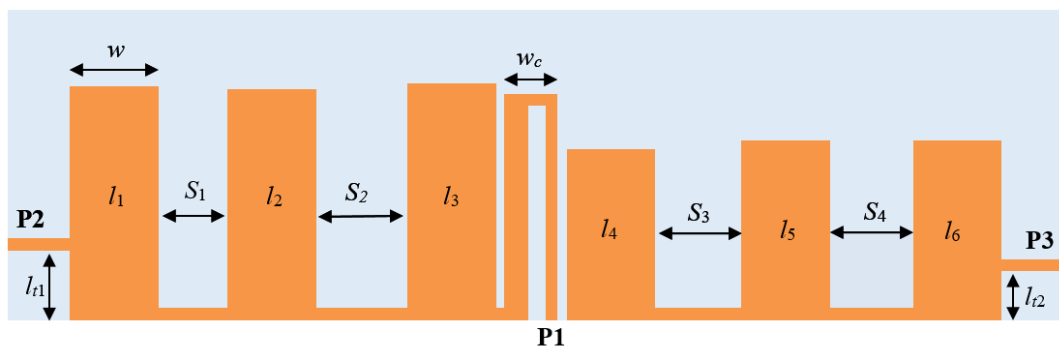
Для того чтобы оценить  $(\Delta f/f_0)_{max}$ , в программе *CST Microwave Studio* отдельно моделировались низкочастотный и высокочастотный каналы. Моделирование проводилось следующим образом. Сначала уменьшался зазор между двумя резонаторами фильтра канала. Затем для усиления связи с подводщими линиями уменьшался зазор между  $\Pi$ -образным проводником и внутренним резонатором, а для внешнего – перемещалась точка подключения к его кончику. Эти шаги повторялись до тех пор, пока зазор между согласующей цепью и резонатором не стал равен 0,2 мм, что является минимальным для практической реализации в микрополосковой технологии при массовом производстве. После этого снова уменьшался зазор между резонаторами, а увеличение связи с  $\Pi$ -образным проводником достигалось за счет изменения его параметров. В случае с НЧ-каналом приходилось уменьшать высоту  $l_c$  и увеличивать ширину высокоомного участка  $w_b$ . В случае с ВЧ-каналом приходилось увеличивать высоту  $l_c$  и увеличивать ширину высокоомного участка  $w_b$ . Изменения этих двух параметров было достаточно для получения оптимальной связи с входными резонаторами каналов. Увеличение ширины полосы пропускания каналов проводилось до тех пор, пока зазор между резонаторами в фильтрах НЧ- и ВЧ-канала не стал равен 0,2 мм. Стоит отметить, что при изменении связи между согласующим проводником и входным резонатором канала приходилось подстраивать частоту последнего.

Исследование максимальной относительной ширины полосы пропускания каналов привело к следующим результатам: для низкочастотного канала  $(\Delta f/f_0)_{max}$  составила 17,3%, для высокочастотного – 19,9%. Для проверки полученных результатов был смоделирован диплексер с широкополосными каналами. Результаты моделирования подтвердили, что использование в качестве согласующей цепи нерегулярного  $\Pi$ -образного полоскового короткозамкнутого проводника позволяет разрабатывать миниатюрные микрополосковые диплексеры на подложках с высокой  $\epsilon_r$  и четвертьволновыми резонаторами в каналах с широкими (до 17%) относительными полосами пропускания.

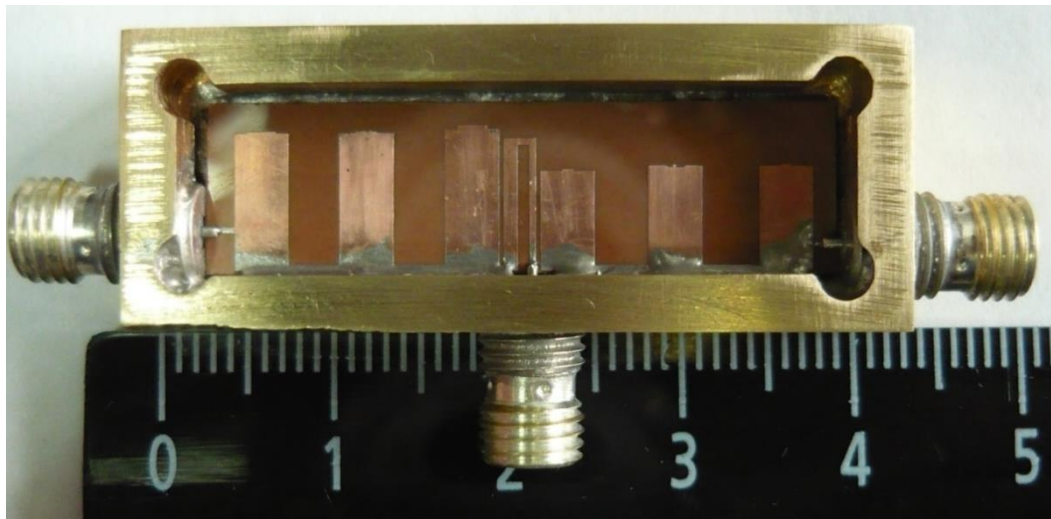


### 3.4 Экспериментальная модель диплексера на четвертьволновых резонаторах с трехзвенными каналами

Для того чтобы экспериментально проверить работоспособность конфигурации новой согласующей цепи, разработан и изготовлен микрополосковый диплексер с четвертьволновыми резонаторами в каналах с согласующей цепью в виде нерегулярного  $\Pi$ -образного короткозамкнутого полоскового проводника и трехзвенные фильтрами каналов. Топология диплексера с обозначением конструктивных параметров представлена на рисунке 3.10, *a*. На рисунке 3.10, *б* представлена фотография изготовленного макета устройства. Диплексер изготавливался методом гравировки по лаку [120].



(a)



(б)

Рисунок 3.10 – Топология разработанного микрополоскового диплексера на четвертьволновых резонаторах с трехзвенными каналами (*a*) и фотография экспериментального макета (*б*)

На рисунке 3.11 представлено сравнение частотных характеристик электромагнитной модели диплексера и его экспериментального макета. Видно, что между результатами моделирования и эксперимента имеется хорошее согласие. Небольшой сдвиг АЧХ вверх по частоте у изготовленного диплексера объясняется меньшей реальной диэлектрической проницаемостью подложки.

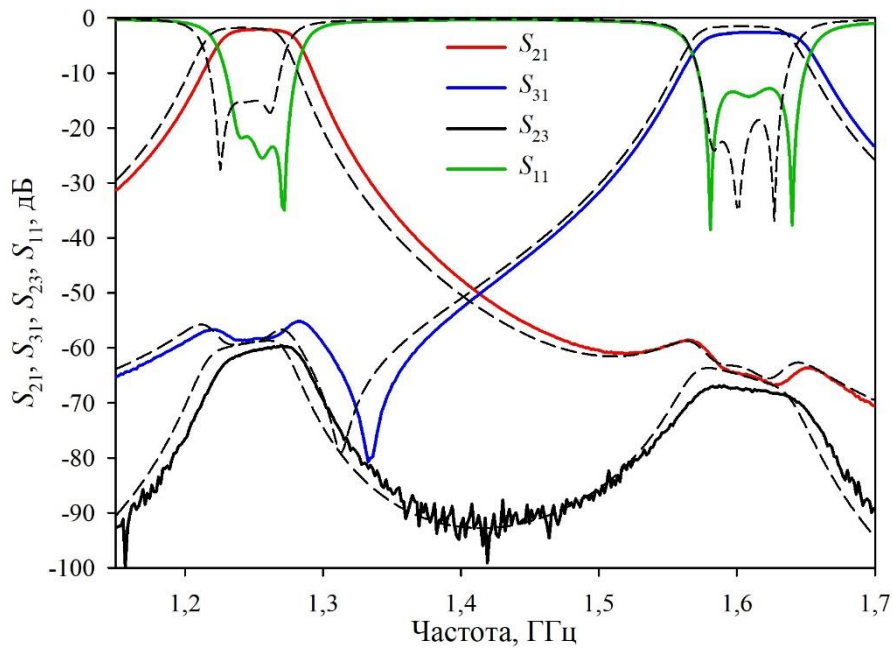


Рисунок 3.11 – Сравнение АЧХ изготовленного диплексера и модели.

Штриховая линия – результаты моделирования

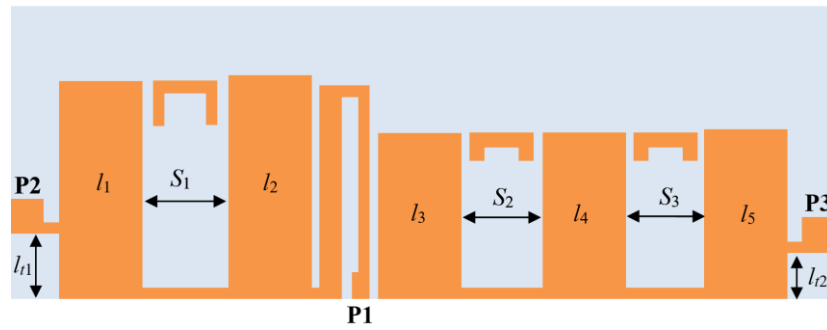
Диплексер изготовлен на подложке из керамики ТБНС ( $\epsilon=80$ ) толщиной 1 мм. Параметры структуры следующие. Низкочастотный канал: длина полосковых проводников резонаторов  $l_1=7,6$  мм,  $l_2=7,7$  мм,  $l_3=7,8$  мм, зазоры между ними  $S_1=2,7$  мм,  $S_2=2,9$  мм, точка подключения находится на расстоянии  $l_{t1}=2,1$  мм от закороченного конца резонатора. Высокочастотный канал: длина полосковых проводников резонаторов  $l_4=5,5$  мм,  $l_5=5,8$  мм,  $l_6=5,8$  мм, зазоры между ними  $S_3=2,9$  мм,  $S_4=3,1$  мм, точка подключения находится на расстоянии  $l_{t2}=1,3$  мм от закороченного конца резонатора. Положение точки подключения подбиралось таким образом, чтобы уровень обратных потерь не превышал значения

минус 14 дБ. Ширина всех резонаторов равна  $w=3$  мм. Размеры  $\Pi$ -образного полоскового проводника следующие: его высота  $l_c=7,3$  мм, поперечный размер  $w_c=1,8$  мм, внутренний зазор  $s_w=0,6$  мм. Зазоры между  $\Pi$ -образным полосковым проводником и входными резонаторами каналов 0,2 мм. Ширина высокоомного и низкоомного участков согласующей цепи 0,25 мм и 0,8 мм соответственно. Размеры подложки 35,8 мм×10,0 мм, толщина подложки 1 мм. Расстояние между крайними резонаторами каналов и краями подложки 2 мм. Полосковые проводники, идущие вдоль нижнего края подложки, служат для заземления: они припаиваются к корпусу по всей своей длине.

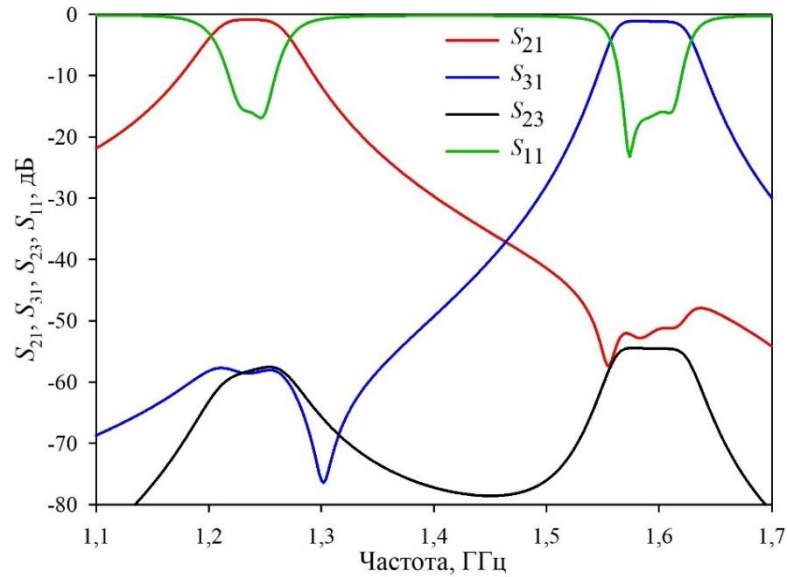
Центральные частоты каналов готового устройства составили 1246 МГц и 1612 МГц; относительные ширины полосы пропускания составили 7,3% и 6,8% для НЧ- и ВЧ-каналов соответственно. Минимальные вносимые потери составляют 2,05 дБ в низкочастотном канале и 2,55 дБ в высокочастотном. Уровень обратных потерь по общему порту минус 20 дБ и минус 15 дБ в НЧ- и ВЧ-каналах соответственно. Следует отметить очень высокий уровень развязки между каналами, который составил более 58 дБ.

### **3.5 Разработка микрополоскового диплексера на четвертьволновых резонаторах для СРНС ГЛОНАСС/GPS**

Основываясь на исследованной структуре диплексера, описанного в разделе 3.1, под необходимые технические требования для работы в приемниках СРНС ГЛОНАСС/GPS разработан микрополосковый диплексер с четвертьволновыми резонаторами в фильтрах каналов. Для согласования была применена СЦ в виде нерегулярного  $\Pi$ -образного короткозамкнутого полоскового проводника. Низкочастотный канал диплексера имеет два звена, высокочастотный канал – трехзвенный. Топология диплексера с обозначением конструктивных параметров и его частотная характеристика представлены на рисунке 3.12.



(а)



(б)

Рисунок 3.12 – Топология разработанного микрополоскового диплексера на четвертьволновых резонаторах (а) и его АЧХ (б)

Диплексер смоделирован на подложке из керамики ТБНС ( $\epsilon=80$ ) толщиной 1 мм. В результате моделирования были получены следующие параметры структуры. Низкочастотный канал: длина полосковых проводников резонаторов  $l_1=7,7$  мм,  $l_2=7,8$  мм, зазор между ними  $S_1=2,2$  мм, точка подключения находится на расстоянии  $l_{11}=2,3$  мм от закороченного конца резонатора. Высокочастотный канал: длина полосковых проводников резонаторов  $l_3=5,5$  мм,  $l_4=5,5$  мм,  $l_5=5,8$  мм, зазоры между ними  $S_2$  и  $S_3$  по 2 мм, точка подключения находится на расстоянии  $l_{12}=1,3$  мм от закороченного конца резонатора. Положение точки подключения подбиралось таким образом, чтобы уровень обратных потерь не превышал значения минус 14 дБ. Ширина всех резонаторов равна  $w=3$  мм. Размеры П-образного

полоскового проводника следующие: его высота  $l_c=7$  мм, поперечный размер  $w_c=1,55$  мм, внутренний зазор  $s_w=0,6$  мм. Зазор между П-образным полосковым проводником и входным резонатором 0,45 мм и 0,5 мм для НЧ- и ВЧ-каналов соответственно. Ширина высокоомного и низкоомного участков согласующей цепи 0,25 мм и 0,8 мм соответственно. Элементы в форме шпилек между резонаторами служат для тонкой подстройки связей между ними.

### 3.6 Выводы по главе 3

Разработан новый способ согласования общего порта с каналами в микрополосковом диплексере с четвертьволновыми резонаторами. В этом способе согласующая цепь выполнена в виде нерегулярного П-образного короткозамкнутого проводника. Использование подложки с высокой  $\epsilon_r$ , компактной согласующей цепи и четвертьволновых резонаторов в фильтрах каналов позволило уменьшить размеры диплексера более чем в два раза (по сравнению с ранее используемой конструкцией). К тому же такая конфигурация СЦ позволяет минимизировать взаимное влияние каналов, что облегчает разработку диплексеров такой конструкции.

На основе одномерных моделей субструктур каналов диплексера разработаны программы расчета коэффициентов связи согласующей цепи с входными резонаторами каналов. С их помощью рассчитаны частотно-зависимые коэффициенты связи, отражающие характер и величину взаимодействия в паре «согласующая цепь – входной резонатор» для низкочастотного и высокочастотного каналов. Полученные зависимости частотно-зависимых коэффициентов связи показали, что величина взаимодействия между согласующей цепью и входными резонаторами каналов достаточно велика, что подтверждает правомерность подобного выбора конфигурации СЦ. Изучено влияние параметров согласующей цепи на поведение коэффициента связи для обоих каналов. Данные исследования показали, как изменение параметров согласующей цепи влияет на величину взаимодействия, что важно знать для тонкой настройки диплексера.

Показано, что использование в качестве согласующей цепи нерегулярного **П**-образного полоскового короткозамкнутого проводника позволяет разрабатывать миниатюрные микрополосковые диплексеры на подложках с высокой  $\epsilon_r$ , четвертьволновыми резонаторами в каналах и широкими (до 17%) относительными полосами пропускания.

Используя полученные результаты главы, для СРНС ГЛОНАСС/GPS разработан компактный микрополосковый диплексер с четвертьволновыми резонаторами в каналах, согласование в котором выполнено с помощью разработанной согласующей цепи. Стоит отметить, что использование простой конфигурации СЦ делает диплексер простым в регулировке. Также нужно отметить высокую развязку между каналами в сравнении с описанными в литературе диплексерами [121].

Результаты главы опубликованы в работах [121–126], оригинальность конфигурации согласующей цепи подтверждена патентом [127].

## **ГЛАВА 4. СОГЛАСОВАНИЕ КАНАЛОВ В ПОЛОСКОВОМ ДИПЛЕКСЕРЕ НА ПОДВЕШЕННОЙ ПОДЛОЖКЕ И ДВУХПРОВОДНИКОВЫХ РЕЗОНАТОРАХ**

В настоящей главе описан разработанный автором миниатюрный полосковый диплексер на подвешенной подложке (ПДПП) и двухпроводниковых резонаторах. Согласование каналов с общим портом в диплексере реализовано с помощью нерезонансного короткозамкнутого отрезка полосковой линии (ПЛ). Описана методика определения коэффициента связи и исследовано его поведение от ширины согласующего проводника. Также показано, какой максимальной ширины полосы пропускания каналов диплексера можно добиться, используя предложенный подход к согласованию. В конце главы приведена топология диплексера, разработанного для применения в радиотехнических системах.

### **4.1 Структура диплексера с двухзвенными каналами на основе двухпроводниковых резонаторов**

В главах 2 и 3 описаны миниатюрные и технологичные микрополосковые диплексеры. Очевидно, что использование микрополосковой технологии позволяет уменьшать размеры устройства, но при этом его электрические характеристики будут ухудшаться. Это связано с тем, что добротность МПР падает при уменьшении его размеров. Отсюда следует, что для решения проблемы миниатюризации устройств при сохранении их электрических характеристик необходимо использовать другой тип резонаторов.

На сегодняшний день резонаторы, выполненные по многопроводниковой технологии, являются более миниатюрными и высокодобротными, по сравнению с микрополосковыми резонаторами. В частности, к такому типу резонаторов относятся двухпроводниковые резонаторы на подвешенной подложке [128]. Такие резонаторы превосходят микрополосковые по величине собственной добротности и более компактны (на одной и той же частоте) [128]. Кроме того, отношение частот их двух первых мод ( $f_2/f_1$ ) может достигать до 8, т. е., фильтры на их основе имеют

более широкие полосы заграждения, чем фильтры на основе микрополосковых резонаторов. Фильтры на двухпроводниковых резонаторах лишь немного уступают микрополосковым в сложности и технологичности изготовления. Однако эти недостатки не очень серьезны и перекрываются их достоинствами. Кроме того, технология их производства во многом аналогична микрополосковой.

Двухпроводниковый резонатор состоит из диэлектрической подложки, подвешенной в средней плоскости металлического корпуса, на которой сформировано два полосковых проводника: первый полосковый проводник расположен на верхней поверхности подложки, а второй – на нижней. У обоих проводников один из концов разомкнут, а второй короткозамкнут. При этом проводники короткозамкнуты на противоположных стенках корпуса. Проводники расположены друг под другом и параллельны, то есть они перекрываются почти по всей длине. На рисунке 4.1 представлена структура регулярного двухпроводникового резонатора. Фильтр формируется обычным способом – путем расположения нескольких резонаторов в ряд.

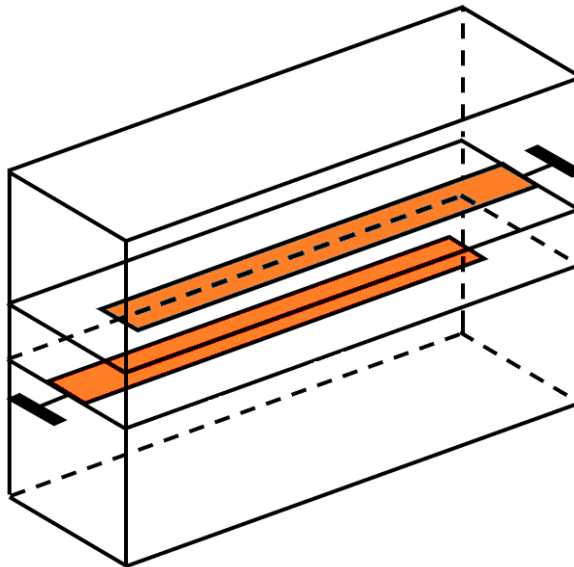


Рисунок 4.1 – Структура регулярного двухпроводникового резонатора

Для проверки возможности реализации диплексера на таких резонаторах разработан ПДПП на основе двухпроводниковых резонаторов, каналы которого



образованы двухзвенными фильтрами. Для миниатюризации диплексера применена подложка из керамики ТБНС ( $\epsilon_r=80$ ). Для решения вопроса о способе согласования каналов был проведен анализ доступных способов согласования, как и при разработке микрополосковых диплексеров, описанных выше. Способы на основе Т-разветвления и общего двухмодового резонатора были отклонены по тем же причинам, которые описаны в разделах 2.1 и 3.1.

Как известно, взаимодействие резонаторов (полосковых проводников) на подвешенной подложке сильное [129], поэтому для согласования каналов диплексера применена согласующая цепь, представляющая собой прямой полосковый проводник, короткозамкнутый одним концом и помещенный между входными резонаторами каналов. Общий порт подключался к разомкнутому концу этого проводника. Другими словами, СЦ представляет собой нерезонансный короткозамкнутый отрезок полосковой линии. Такая конфигурация согласующей цепи обеспечила необходимый уровень связи между общим портом и входными резонаторами каналов. При этом площадь подложки, занимаемая цепью согласования, осталась минимальной.

На рисунке 4.2 изображена топология полосковых проводников модели диплексера. Общий порт диплексера подключен к одному из концов согласующего проводника, второй конец которого замкнут на корпус. Два других порта (P2 и P3) подключены к проводникам, аналогичным по структуре согласующему проводнику.

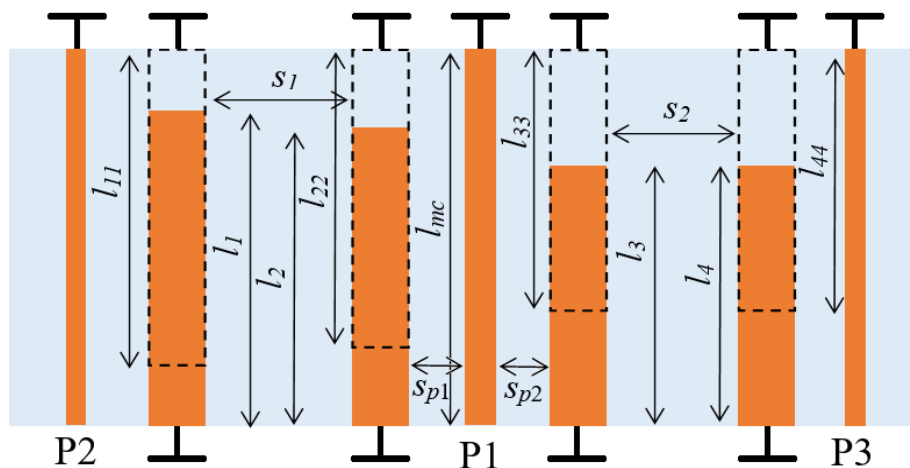


Рисунок 4.2 – Топология модели ПДПП и двухпроводниковых резонаторах.

Штриховыми линиями показаны проводники резонаторов,  
расположенные с противоположной стороны подложки

Диплексер, как и описанные в предыдущих главах устройства, моделировался с помощью программы *CST Microwave Studio* в аналогичном порядке. В результате моделирования получены следующие параметры структуры. Низкочастотный канал: длина полосковых проводников первого резонатора  $l_1=4,4$  мм,  $l_{11}=4,05$  мм; длина полосковых проводников второго резонатора  $l_2=3,9$  мм,  $l_{22}=3,8$  мм; их ширина  $w=1$  мм; зазор между резонаторами  $s_1=3,8$  мм; зазор между проводником порта P2 и крайним резонатором  $w_{c1}=0,8$  мм. Высокочастотный канал: длина полосковых проводников первого резонатора  $l_3=3,25$  мм,  $l_{33}=3,25$  мм; длина полосковых проводников второго резонатора  $l_4=3,25$  мм,  $l_{44}=3,25$ , мм; их ширина  $w=1$  мм; зазор между резонаторами  $s_2=4$  мм; зазор между проводником порта P3 и крайним резонатором  $w_{c2}=0,9$  мм. Размеры согласующего полоскового проводника следующие: его длина  $l_{mc}=5,5$  мм, ширина  $w_{mc}=0,5$  мм. Зазор между согласующим проводником и входным резонатором равен НЧ-канала равен 1,1 мм, между согласующим проводником и входным резонатором ВЧ-канала – 0,9 мм. Размеры подложки 18,8 мм × 5,5 мм, толщина подложки 0,5 мм. Расстояние между проводниками выходных портов и краями подложки 1 мм.

На рисунке 4.3 приведена амплитудно-частотная характеристика диплексера, полученная в результате моделирования. Центральные частоты НЧ- и ВЧ-каналов 1239 МГц и 1596 МГц. Их относительные ширины полос 10,2% и 8,6% для НЧ- и ВЧ-каналов соответственно. Минимальные потери в полосах пропускания 0,5 дБ и 0,55 дБ в НЧ- и ВЧ-каналах соответственно. Обратные потери в каналах не превышают минус 15 дБ. Развязка между каналами не менее 22 дБ.

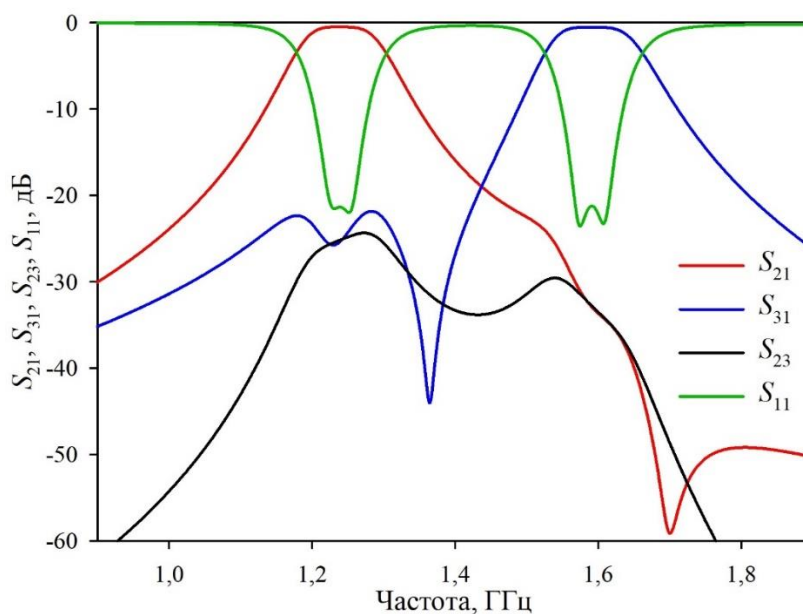


Рисунок 4.3 – АЧХ модели полоскового диплексера на подвешенной подложке на двухпроводниковых резонаторах

Таким образом, применив согласующую цепь в виде нерезонансного короткозамкнутого отрезка ПЛ, удалось осуществить согласование каналов с входным портом диплексера на подвешенной подложке и двухпроводниковых резонаторах. При этом диплексер оказался самым миниатюрным и имеет меньшие потери, по сравнению с рассмотренными выше, выполненными по микрополосковой технологии. Так размеры СЦ получились минимальными и габариты устройства определяются только лишь фильтрами каналов. Важно отметить, что согласующий проводник не является резонатором, т. е. его собственные резонансные частоты находятся далеко за пределами полос пропускания каналов (его первая мода находится на частоте 2076 МГц). Кроме этого, благодаря тому, что согласующий проводник сильно нагружен входным портом, добротность этих мод мала (резонансы в проводнике практически не возбуждаются). Иными словами, эти резонансы не влияют на характеристики диплексера.

## 4.2 Исследование коэффициентов связи согласующей цепи с входными резонаторами каналов

При проектировании диплексеров важно знать, как параметры СЦ влияют на ее взаимодействие с входными резонаторами каналов. С этой целью было исследовано влияние параметров СЦ на поведение коэффициента связи для НЧ- и ВЧ-каналов по отдельности.

Приведенная в предыдущих главах методика расчета частотно-зависимых коэффициентов связи разработана для описания взаимодействия двух отрезков микрополосковых линий. Однако создание расчетной модели и вывод выражений для коэффициентов связи на основе квазистатического расчета для двухпроводниковых структур на подвешенной подложке представляет собой задачу несравненно более сложную, чем для микрополосковых. В разделе 2.2.4 приведена методика, основанная на определении относительной ширины полосы пропускания фильтра канала, которая соответствует варьируемому параметру СЦ при оптимальном согласовании. Поэтому эта методика была использована для оценки степени взаимодействия СЦ с каналами диплексера.

Получены зависимости  $\Delta f/f_0$  от ширины согласующего проводника  $w_{mc}$ , приведенные на рисунке 4.4 для низкочастотного (а) и высокочастотного (б) каналов. Зависимости представлены для различных значений зазора  $s_p$  между проводником СЦ и входным резонатором канала. Характер поведения в том и другом канале одинаков. Видно, что зависимости имеют максимумы, соответствующие ширине  $w_{mc}=0,3\dots 0,4$  мм. Зазор  $s_p$  на положение максимума практически не влияет. При уменьшении ширины согласующего проводника менее  $w_{mc}=0,3$  мм наблюдается уменьшение относительной ширины полосы пропускания, что говорит о том, что величина связи уменьшается. Этот факт объясняется тем, что с уменьшением ширины увеличивается его импеданс, приводящий к ослаблению тока и, как следствие, к ослаблению величины связи. При увеличении ширины СЦ  $w_{mc}$  более 0,3 мм связь монотонно спадает, что, по-видимому, связано уменьшением плотности тока в проводнике.

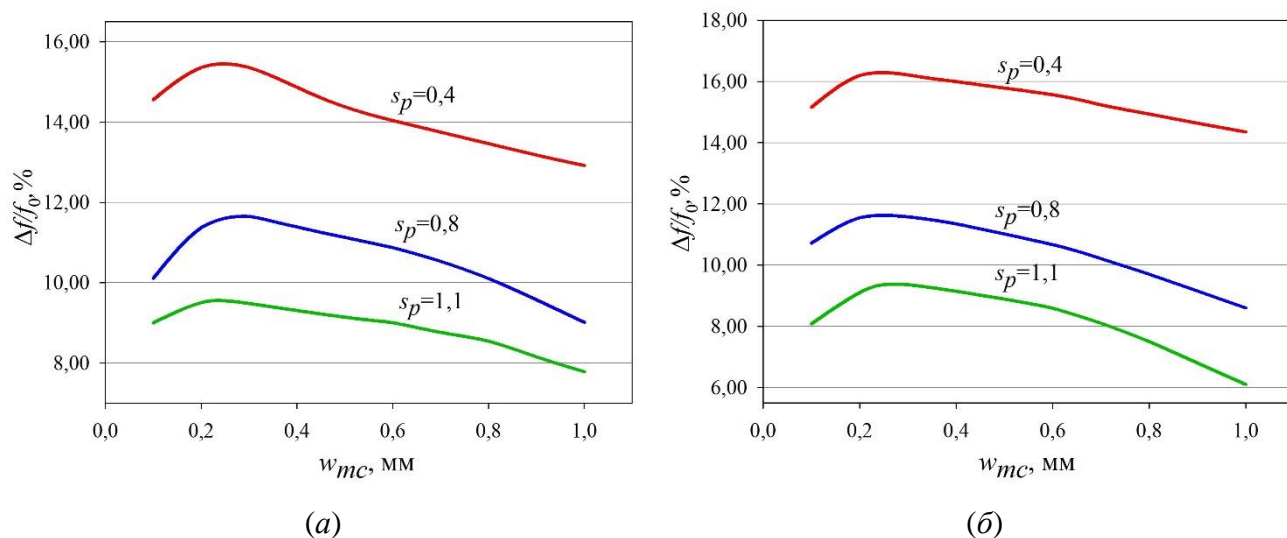


Рисунок 4.4 – Зависимости относительной ширины полосы пропускания канала от ширины согласующего проводника при различных зазорах  $s_p$  для НЧ- (а) и ВЧ- (б) каналов

Оказалось, что зависимость коэффициента связи согласующего проводника с фильтрами каналов немонотонна и имеет максимум при его ширине порядка 0,3 мм. Зная характер зависимости величины связи от ширины согласующего проводника, можно осуществлять тонкую настройку связи с входными резонаторами каналов, что является ключевым моментом в настройке диплексера в целом.

#### 4.3 Максимально достижимая относительная ширина полосы пропускания каналов диплексера

В разделах 2.3 и 3.3 проводились исследования, результаты которых показали возможность создания диплексеров с широкими полосами пропускания при использовании согласующей цепи в виде нерезонансного отрезка МПЛ и в виде нерегулярного **П**-образного короткозамкнутого проводника. Очевидно, что аналогичные исследования необходимо провести и для диплексера, согласование в котором выполнено с помощью нерезонансного короткозамкнутого отрезка ПЛ.

Для того чтобы оценить  $(\Delta f/f_0)_{max}$ , в программе *CST Microwave Studio* моделировались низкочастотный и высокочастотный каналы по отдельности.

Моделирование проводилось следующим образом. Сначала уменьшался зазор между двумя резонаторами фильтра канала. Затем для усиления связи с подводными линиями уменьшался зазор между согласующим проводником и внутренним резонатором и между внешним портом и внешним резонатором. Эти шаги повторялись до тех пор, пока зазор между согласующей цепью и резонатором не стал равен 0,2 мм, что является минимальным для практической реализации в полосковой технологии. После этого снова уменьшался зазор между резонаторами, а увеличение связи с согласующим проводником достигалось за счет изменения его ширины. И в случае с низкочастотным каналом, и в случае с высокочастотным, приходилось уменьшать ширину  $w_{mc}$ . Увеличение ширины полосы пропускания каналов проводилось до тех пор, пока ширина согласующего проводника не стала равна 0,3 мм (ширина, при которой связь с общим портом максимальна). Стоит отметить, что при изменении связи между согласующим проводником и входным резонатором канала приходилось подстраивать частоту последнего.

Исследование максимальной относительной ширины полосы пропускания каналов привело к следующим результатам: для низкочастотного канала  $(\Delta f/f_0)_{max}$  составила 23%, для высокочастотного – 21%. Для проверки полученных результатов был смоделирован диплексер с широкополосными каналами. Результаты моделирования подтвердили, что использование в качестве согласующей цепи нерезонансного короткозамкнутого отрезка ПЛ позволяет разрабатывать ПДПП с каналами на основе двухпроводниковых резонаторов с широкими (до 21%) относительными полосами пропускания каналов.

#### **4.4 Экспериментальная модель полоскового диплексера на подвешенной подложке и двухпроводниковых резонаторах с трехзвенными каналами**

Для того чтобы экспериментально проверить работоспособность предложенной конфигурации согласующей цепи, разработан и изготовлен ПДПП с двухпроводниковыми резонаторами в каналах, согласование в котором выполнено с помощью нерезонансного короткозамкнутого отрезка ПЛ. На

рисунке 4.5 показаны топологии полосковых проводников устройства на верхней стороне подложки (а) и на нижней (б). Топология на нижней поверхности показана так, как она бы выглядела сквозь прозрачную подложку. Проводники 11, 22, 33 и 44 служат для ослабления связи между резонаторами [130], что позволило сделать миниатюрный диплексер с узкими полосами пропускания.

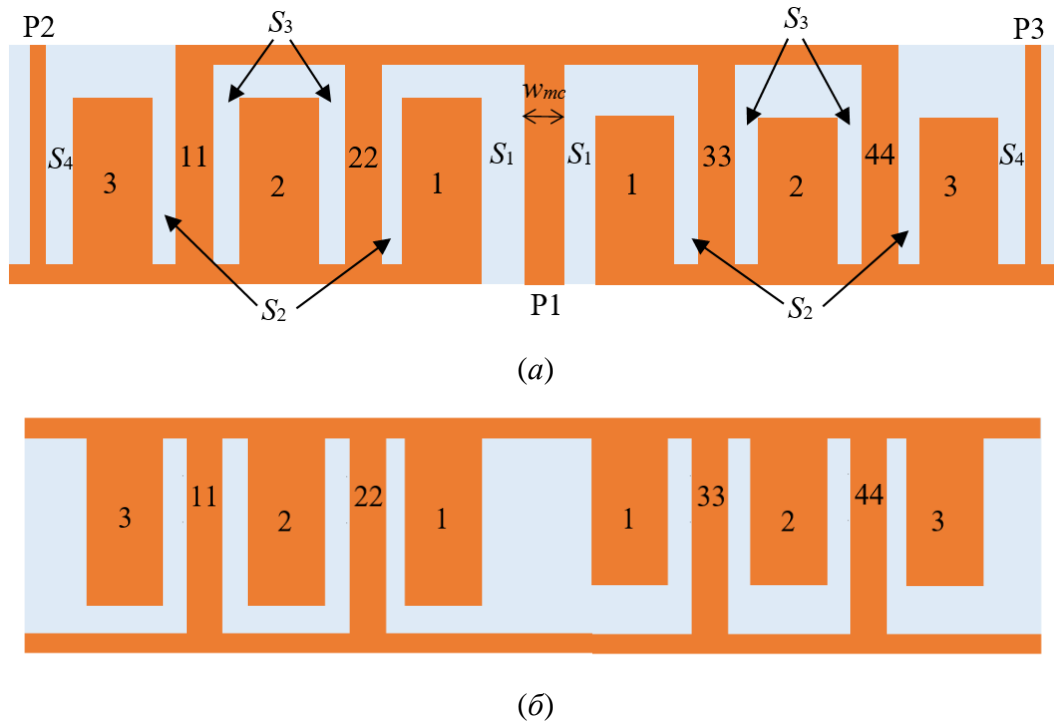


Рисунок 4.5 – Топология полосковых проводников диплексера на подвешенной подложке и двухпроводниковых резонаторах. Сверху (а) показаны проводники, расположенные на верхней части подложки, снизу (б) – на нижней

На рисунке 4.6 приведена фотография изготовленного макета диплексера. Диплексер изготовлен на подложке из керамики ТБНС ( $\epsilon=80$ ) толщиной 0,5 мм.

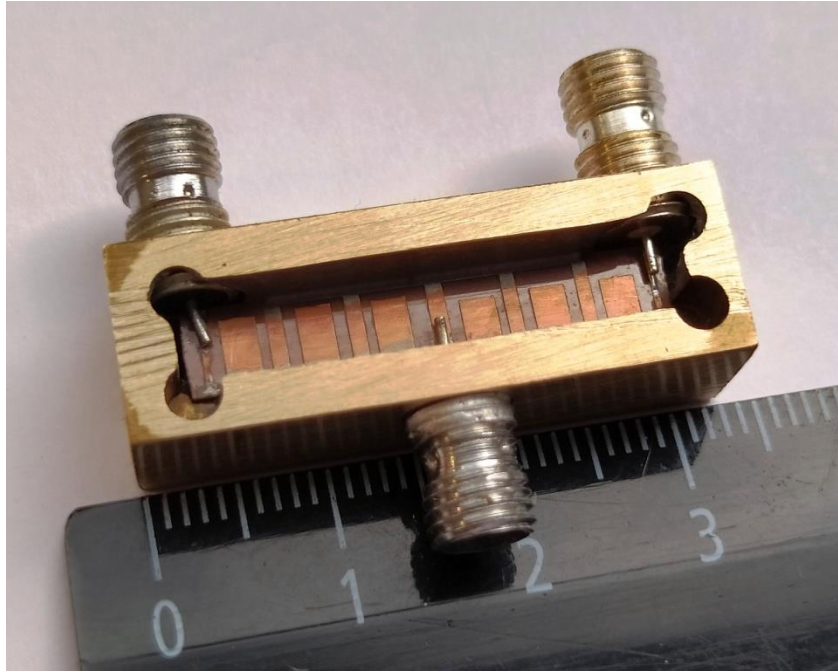


Рисунок 4.6 – Фотография изготовленного полоскового диплексера на подвешенной подложке и двухпроводниковых резонаторах

Сравнение частотных характеристик модели и изготовленного диплексера представлено на рисунке 4.7. Из АЧХ видно, что частота ВЧ-канала изготовленного диплексера сильно сместилась вниз. Это объясняется, по-видимому, плохим качеством монтажа из-за малых размеров корпуса. При этом полосы пропускания каналов немного расширились. Это произошло, предположительно, из-за небольшого «подтравы» проводников, ослабляющих взаимодействие резонаторов.



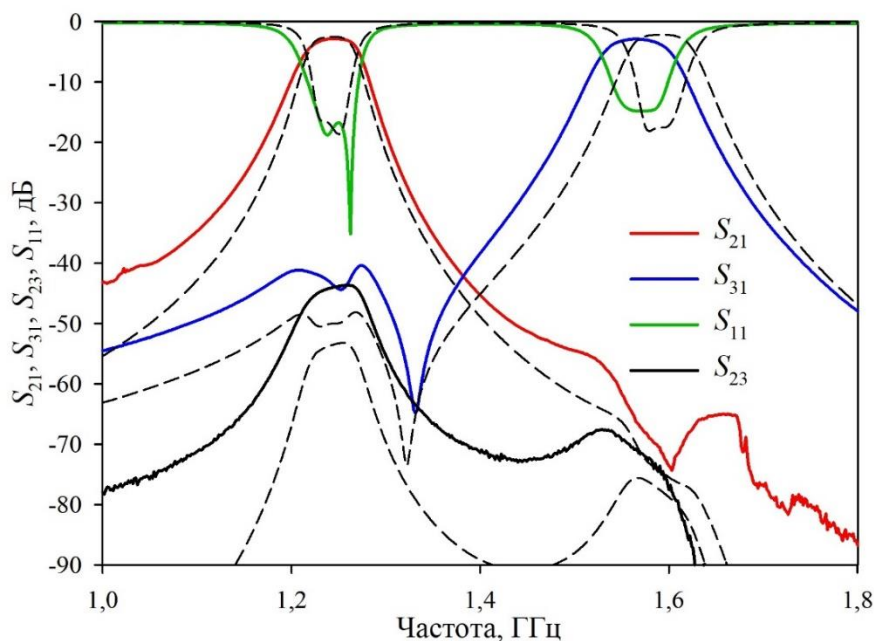


Рисунок 4.7 – Сравнение АЧХ изготовленного диплексера и модели.

Штриховая линия – результаты моделирования

В соответствии с обозначениями на рисунке 4.5 получены следующие параметры структуры, значения которых приведены в таблице 4.1.

Таблица 4.1 – Длина полосковых проводников резонаторов и зазоры

Номер резонатора/ зазор	Низкочастотный канал		Высокочастотный канал	
	Верхняя сторона, мм	Нижняя сторона, мм	Верхняя сторона, мм	Нижняя сторона, мм
1	4	3,95	3,25	3,3
2	4,25	4,2	3,4	3,35
3	4,15	4,05	3,3	3,3
S1	1,1	1,1	0,85	0,85
S2	0,5	0,5	0,5	0,5
S3	0,7	0,7	0,65	0,65
S4	0,75	0,75	0,85	0,85

Другие параметры следующие: ширина всех резонаторов 2 мм; ширина полоскового проводника СЦ 1 мм, его длина 4,9 мм; проводники для подключения портов P2 и P3 имеют ширину 0,4 мм; ширина проводников, ослабляющих связь между резонаторами, составила 0,95 мм в низкочастотном канале и 0,85 мм в высокочастотном; расстояния между полосковыми проводниками портов P2 и P3

до краев подложки 1,1 мм. Полосковые проводники, идущие вдоль широкого края подложки, служат для заземления: они припаиваются к корпусу по всей своей длине.

Основные характеристики диплексера следующие: размеры в корпусе 4,9 мм × 27,55 мм × 9,5 мм; Центральные частоты каналов 1245 МГц и 1567 МГц, их относительная ширина – 3,5%. Минимальные вносимые потери в каналах 2,8 дБ и 2,9 дБ, уровень обратных потерь не превышает минус 14 дБ; минимальная развязка между каналами составила 42 дБ. Столь большие потери объясняются узкополосными каналами и применением полосковых проводников для ослабления связи резонаторов, что снижает их добротность.

#### **4.5 Разработка полоскового диплексера на подвешенной подложке и двухпроводниковых резонаторах для СРНС ГЛОНАСС/GPS**

Основываясь на исследованной структуре диплексера, описанного в разделе 4.1, под необходимые технические требования для работы в приемниках СРНС ГЛОНАСС/GPS разработан ПДПП с двухпроводниковыми резонаторами в каналах, согласование в котором выполнено с помощью короткозамкнутого отрезка полосковой линии. НЧ-канал диплексера имеет пять резонаторов, ВЧ – четыре. Топологии верхней и нижней стороны подложки диплексера представлены на рисунке 4.8. Топология на нижней поверхности показана так, как она бы выглядела сквозь прозрачную подложку. Полосковые проводники центрального резонатора имеют уширение на конце, ослабляющее связь между резонаторами. Полосковые закороченные проводники в виде шпильки, находящиеся и на верхней и на нижней стороне подложки, образуют резонатор, который обеспечивает необходимое подавление на левом склоне низкочастотного канала. Диплексер смоделирован на подложке из керамики ТБНС ( $\epsilon=80$ ) толщиной 0,5 мм.

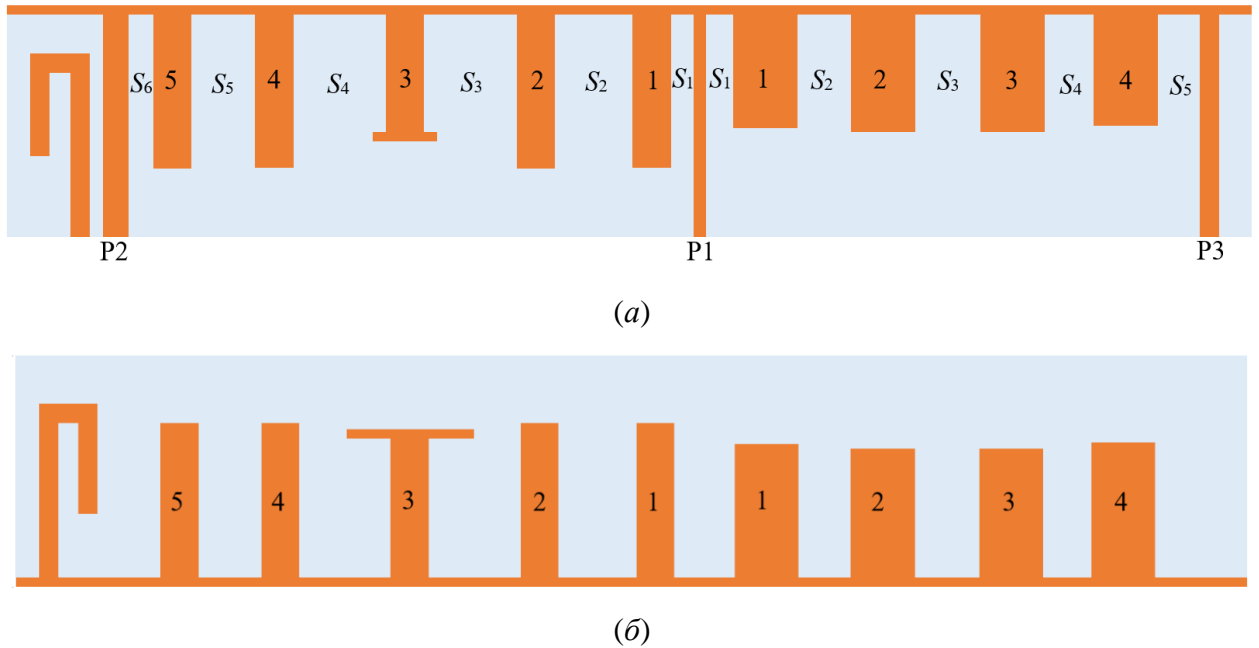


Рисунок 4.8 – Топология полосковых проводников диплексера на подвешенной подложке для СРНС ГЛОНАСС/GPS. Сверху (а) показаны проводники, расположенные на верхней части подложки, снизу (б) – на нижней

В соответствии с обозначениями на рисунке 4.8 получены следующие параметры структуры, значения которых приведены в таблице 4.2.

Таблица 4.2 – Длина полосковых проводников резонаторов и зазоры

Номер резонатора/ зазор	Низкочастотный канал		Высокочастотный канал	
	Верхняя сторона, мм	Нижняя сторона, мм	Верхняя сторона, мм	Нижняя сторона, мм
1	4,25	4,25	2,4	3,9
2	4,3	4,2	2,45	3,8
3	3,45	4	2,45	3,8
4	4,3	4,2	2,4	3,85
5	4,3	4,25	-	-
$S_1$	0,7	1,1	0,85	0,85
$S_2$	3	3	3,7	3,7
$S_3$	3,6	3,6	4,35	4,35
$S_4$	3,6	3,6	4	4
$S_5$	3,1	3,1	1,35	1,35
$S_6$	0,7	0,7	-	-

Остальные параметры следующие: размеры подложки 48 мм × 6 мм; ширина резонаторов НЧ-канала 1 мм, ВЧ – 2 мм; ширина полоскового проводника цепи согласования 0,4 мм, его длина 6 мм. Проводники для подключения портов P2 и P3 имеют ширину 0,6 мм и 0,5 мм соответственно. Полосковые проводники, идущие вдоль длинного края подложки, служат для заземления: они припаиваются к корпусу по всей своей длине.

Частотные характеристики электромагнитной модели диплексера представлены на рисунке 4.9.

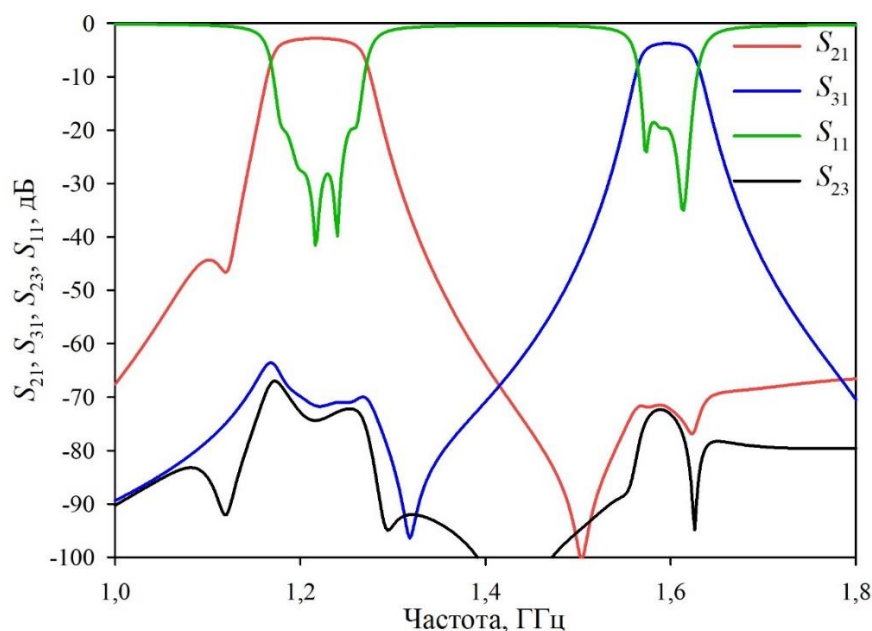


Рисунок 4.9 – АЧХ разработанного полоскового диплексера на подвешенной подложке для СРНС ГЛОНАСС/GPS

#### 4.6 Выводы по главе 4

Для согласования общего порта с каналами полоскового диплексера на подвешенной подложке с двухпроводниковыми резонаторами в каналах был предложен новый способ согласования с конфигурацией СЦ в виде нерезонансного короткозамкнутого отрезка полосковой линии. Использование двухпроводниковых резонаторов позволило добиться минимальных потерь в полосах пропускания каналов. Благодаря использованию подложки с высокой  $\epsilon_r$  и компактной

согласующей цепи удалось разработать миниатюрный диплексер, размеры подложки которого составили всего 18,8 мм × 5,5 мм.

Для того чтобы наглядно продемонстрировать преимущества применения двухпроводниковых резонаторов, необходимо провести сравнение размеров и электрических характеристик диплексеров, разработанных в ходе написания диссертации (таблица 4.3).

Таблица 4.3 – Сравнение характеристик диплексеров

Тип диплексера/ тип СЦ	$f_0$ , МГц/ $\Delta f/f_0$ , (%)		Вносимые потери, дБ		Развязка, дБ		Размеры подложки, мм/ размеры СЦ, мм
	НЧ- канал	ВЧ- канал	НЧ- канал	ВЧ- канал	НЧ- канал	ВЧ- канал	
Диплексер на основе полуволновых МПР/ нерезонансный отрезок МПЛ	1215/ 10,3	1594/ 7,4	0,56	0,72	23	29	16×25,5/ 0,2×15
Диплексер на основе четвертьволновых МПР/ нерегулярный П-образный полосковый проводник	1232/ 7,3	1591/ 6,8	0,93	0,78	34	54	16,8×9/ 1,5×7
ПДПП на основе двухпроводниковых резонаторов/ нерезонансный закороченный отрезок ПЛ	1239/ 10,2	1596/ 8,6	0,49	0,54	22	30	18,8×5,5/ 0,5×5,5

Из сравнительной таблицы видно, что ПДПП на основе двухпроводниковых резонаторов имеет малые вносимые потери (0,49 дБ и 0,54 дБ в НЧ- и ВЧ-каналах соответственно), а также обладает наименьшими размерами (18,8 мм × 5,5 мм).

Исследование поведения коэффициента связи при изменении ширины согласующего проводника показало, что его максимум локализован около значений  $w_{mc}=0,2\dots 0,3$  мм для обоих каналов.

Показано, что использование такой СЦ для согласования общего порта с каналами позволяет разрабатывать полосковые диплексеры на подвешенной

подложке и двухпроводниковых резонаторах с широкими (до 21%) относительными полосами пропускания каналов.

Также, используя полученные результаты главы, для СРНС ГЛОНАСС/GPS разработан компактный ПДПП с двухпроводниковыми резонаторами в каналах, согласование в котором выполнено с помощью разработанной согласующей цепи. Стоит отметить высокий уровень развязки между каналами, который составил не менее 65 дБ.

Результаты главы опубликованы в работах [131, 132].

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Показана возможность применения нерезонансного отрезка микрополосковой линии для согласования общего порта с фильтрами каналов микрополоскового диплексера для реализации миниатюрных устройств на подложке с высокой  $\epsilon_r$  [118].

На основе одномерных моделей субструктур каналов диплексера разработаны программы расчета частотно-зависимых коэффициентов связи согласующей цепи с входными резонаторами каналов. С их помощью исследовано влияние параметров согласующей цепи на поведение коэффициентов связи. Показано, что использование модифицированного энергетического подхода для расчета коэффициентов связи двух проводников различных конфигураций, резонансные частоты которых не совпадают, оправдано.

Также показано, что использование в качестве согласующей цепи нерезонансного отрезка микрополосковой линии позволяет разрабатывать микрополосковые диплексеры на полуволновых резонаторах, с использованием подложек с высокой  $\epsilon_r$  и широкими (до 15%) относительными полосами пропускания каналов.

2. Разработана новая конфигурация согласующей цепи в виде нерегулярного  $\Pi$ -образного короткозамкнутого полоскового проводника для согласования общего порта с каналами микрополоскового диплексера на основе четвертьволновых резонаторов. Использование подложки с высокой  $\epsilon_r$ , компактной согласующей цепи и четвертьволновых резонаторов в фильтрах каналов позволило уменьшить размеры диплексера более чем в два раза (по сравнению с ранее используемой конструкцией). Такая конфигурация согласующей цепи позволяет минимизировать взаимное влияние каналов, что облегчает разработку диплексеров такой конструкции.

На основе одномерных моделей субструктур каналов диплексера разработаны программы расчета частотно-зависимых коэффициентов связи согласующей цепи с входными резонаторами каналов. С их помощью исследовано

влияние параметров согласующей цепи на поведение коэффициентов связи. Показано, что использование в качестве согласующей цепи нерегулярного П-образного короткозамкнутого полоскового проводника позволяет разрабатывать миниатюрные микрополосковые диплексеры на четвертьволновых резонаторах, с использованием подложек с высокой  $\epsilon_r$  и широкими (до 17%) относительными полосами пропускания каналов.

3. Предложена конфигурация согласующей цепи в виде короткозамкнутого отрезка полосковой линии для согласования каналов с общим портом в полосковом диплексере на подвешенной подложке на основе двухпроводниковых резонаторов. Согласующая цепь электромагнитно связана с входными резонаторами каналов диплексера. Использование подложки с высокой  $\epsilon_r$  и компактные размеры согласующего проводника позволили разработать миниатюрный диплексер.

Исследовано влияние ширины проводника согласующей цепи на величину взаимодействия с фильтрами каналов. Показано, что использование такой согласующей цепи для согласования общего порта с каналами позволяет разрабатывать полосковые диплексеры на подвешенной подложке и двухпроводниковых резонаторах с широкими (до 21%) относительными полосами пропускания каналов.

4. Разработанные и исследованные способы согласования каналов в полосковых и микрополосковых диплексерах позволили реализовать ряд устройств для применения в радиотехнических системах, которые внедрены в серийное производство на предприятии АО «НПП «Радиосвязь», что подтверждается актом о внедрении (приложение Е).



**СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ**

- GPS – система глобального позиционирования  
(global positioning system)
- LTCC – низкотемпературная совместно обжигаемая керамика  
(low temperature co-fired ceramic)
- UHF – ультравысокие частоты  
(ultra high frequency)
- VHF – очень высокие частоты  
(very high frequency)
- АЧХ – амплитудно–частотная характеристика
- ВЧ – высокочастотный
- ГЛОНАСС – глобальная навигационная спутниковая система
- КСВ – коэффициент стоячей волны
- МПЛ – микрополосковая линия
- МПР – микрополосковый резонатор
- НЧ – низкочастотный
- ПДПП – полосковый диплексер на подвешенной подложке
- ПЛ – полосковая линия
- ППФ – полосно–пропускающий фильтр
- СВЧ – сверхвысокочастотный
- СРНС – спутниковая радионавигационная система
- СЦ – согласующая цепь

ТБНС – керамическая подложка  $\text{BaSm}_2\text{Ti}_4\text{O}_{12}$ – $\text{BaNd}_2\text{Yi}_4\text{O}_{12}$

ТЗ – техническое задание

ФВЧ – фильтр верхних частот

ФНЧ – фильтр нижних частот

ЧСУ – частотно–селективные устройства

$\varepsilon$  – диэлектрическая проницаемость, [б/р]

$\Delta f/f_0$  – относительная ширина полосы пропускания фильтра, [%]

$k_L, k_L(f)$  – коэффициент индуктивной связи резонаторов, [б/р]

$k_C, k_C(f)$  – коэффициент емкостной связи резонаторов, [б/р]

$k, k(f)$  – коэффициент полной связи резонаторов, [б/р]

$S_{11}$  – 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 3 в порт 2 в логарифмическом масштабе

**СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ**

1. Pozar, D. M. *Microwave Engineering* / D. M. Pozar // John Wiley, 2000. – 756 p.
2. Cameron, R. J. *Microwave Filters for Communication Systems* / R. J. Cameron // John Wiley, 2007. – 912 p.
3. Hong, J. S. G. *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications* / J. S. G. Hong, M. J. Lancaster // A Wiley-Interscience Publication, John Wiley & Sons, Inc., 2001. – 457 p.
4. Le, T.-H. A Novel Diplexer Integrated with a Shielding Case Using High Q-Factor Hybrid Resonator Bandpass Filters / T.-H. Le, X.-W. Zhu, C. Gai, T.-V Duong // *IEEE Microwave Wireless Components Letters*. – 2018. – Vol. 28. – P. 215–217.
5. Tsao, Y.-F. Planar Diplexer Design Using Hairpin Resonators Loaded with External Capacitors for Improvement of Isolation and Stopband Rejection Levels/ Y.-F. Tsao, T. J. Huang, H.-T. Hsu, C.-W. Wu // *Proceedings of the 49th European Microwave Conference (EuMC)*. – 2019. – P. 368–371.
6. Teberio, F. High-Performance Compact Diplexers for Ku/K-Band Satellite Applications/ F. Teberio, I. Arregui, P. Soto, M. A. G. Laso, V. E. Boria, M. Guglielmi // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 2017. – Vol. 65, № 10. – P. 3866–3876.
7. Pelliccia, L. Compact On-board L-band Dielectric-loaded Diplexer for High-power Applications/ L. Pelliccia, F. Cacciamani, A. Cazzorla, D. Tiradossi, P. Vallerotonda, R. Sorrentino, W. Steffe, F. Vitulli, E. Picchione, J. Galdeano // *49th European Microwave Conference (EuMC)*. – 2019. – P. 61–64.
8. Калинина, Т. И. Мультиплексеры со смежными полосами пропускания / Т. И Калинина // *Обзор по электронной технике. Серия «Электроника СВЧ»*. – 1978. – В. 9, (544). – С. 2–6.
9. Dean, J. E. Multiplexers and their integration with crystal video receivers / J. E. Dean, M. J. Thornton // *IEEPROC*. – 1982. – Vol. 129, № 3. – P. 138–142.

10. Ashiq, I. Ultra-broadband Contiguous Planar DC-35-65 GHz Diplexer Using Softboard Suspended Stripline Technology/ I. Ashiq, A. Khanna // IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Seattle. – 2013. – P. 1–4.
11. Chu, Y. A High Isolation and Low Loss Diplexer Based on SISL Platform / Y. Chu, K. Ma, Y. Wang // IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Philadelphia. – 2018. – P. 525–528.
12. Menzel, W. Quasi-Lumped Suspended Stripline Filters and Diplexers/ W. Menzel, A. Balalem // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2005. – Vol. 53, № 10. – P. 3230–3237.
13. Waheed, U. Suspended Stripline Diplexer Design Using Low Pass and High Pass Filters/ U. Waheed, A. Imtiaz, M. Shafqat // Proceedings of 15th International Bhurban Conference on Applied Sciences & Technologies (IBCAST), Islamabad. – 2018. – P. 850–852.
14. Кондратенко, А. В. Частотный квадраплексер на подвешенной подложке / А. В. Кондратенко, М. Л. Шевляков, А. А. Васин // Доклады ТУСУРа. – 2009. – № 2 (20). – С. 38–42.
15. Capstisk, M. H. Microstrip Lowpass-bandpass Diplexer Topology / M. H. Capstisk // Electronics Letters. – 1999. – Vol. 35, № 22. – P. 1958–1960.
16. Deng, P. H. Design of Microstrip Lowpass-Bandpass Diplexer / P. H. Deng, J. T. Tsai // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2013. – Vol. 23. – P. 332–334.
17. Deng, P. H. Design of a Microstrip Low-Pass-Bandpass Diplexer Using Direct-Feed Coupled-Resonator Filter / P. H. Deng, R. C. Liu, W. D. Lin // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2017. – Vol. 27. – P. 254–256.
18. Wang, Z. A Compact Quasi-Lumped LTCC Diplexer for Radar Application / Z. Wang, J. Lai, S. Bu, Z. Luo // International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology. – 2010. – P. 860–863.

19. Chen, F. C. Design of Microstrip Lowpass-Bandpass Triplexer With High Isolation / F. C. Chen, J. M. Qiu, H. T. Hu, Q.-X. Chu, M. J. Lancaster // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2015. – Vol. 25, №12. – P. 805–807.
20. 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. – 2019. – P. 76–78.
21. Кершис, С. А. Фазовые характеристики многополосных фильтров и диплексов СВЧ и поиск перспективных схемно-конструктивных решений их реализации: дис. ... канд. техн. наук: 05.12.07 / Кершис Сергей Александрович. – СПб. – 2014. – 141 с.
22. Hashim, M. Compact Ultra-Wideband Stepped-Impedance Low Pass Filter Utilizing Open Circuit Stub Resonator / M. Hashim, M. Shahrzazel // ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences. – 2015. – Vol. 10, № 19. – P. 9120–9126.
23. Wuren, T. A Miniaturized Microstrip Ring Resonator Lowpass Filter With Sharp Attenuation / T. Wuren, I. Sakagami, M. Fujii, M. Tahara // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. – 2008. – P. 535–538.
24. Kewei, Q. Miniaturised LTCC Diplexer with Low Insertion Loss for LTE Application / Q. Kewei // Electronics Letters. – 2020. – Vol. 56, № 1. – P. 39–41.
25. Deng, P.-H. Compact Microstrip Diplexers Based on a Dual-Passband Filter / P.-H. Deng, C.-H. Wang, C.-H. Chen // Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference (APMC). – 2006. – P. 1228–1232.
26. High Performance Diplexer and Method: пат. 6597258B2 США: МПК<sup>7</sup> H01P 1/213 / Rosenbaum G. V. – заявл. 30.08.2001; опубл. 22.07.2003.
27. Микрополосковый СВЧ диплексор: пат. 2623715 Российская Федерация: МПК<sup>7</sup> H01P 1/213 / Головков А. А., Кершис С. А.; заявитель и патентообладатель ФГАОУ ВО ЛЭТИ – № 2015146782; заявл. 29.10.2015; опубл. 28.06.2017, Бюл. №19.

28. Микрополосковый СВЧ диплексор: пат. 2533691 Российская Федерация: МПК<sup>7</sup> Н01Р 1/213 / Головков А. А., Кершис С. А., Гомонова А. И.; заявитель и патентообладатель ФГАОУ ВО ЛЭТИ – № 2013128071/08; заявл. 19.06.2013; опубл. 20.11.2014, Бюл. №32.
29. Lu, K. Design of Compact Planar Diplexer Based on Novel Spiral-Based Resonators / K. Lu, G-M. Wang, H-Y. Xu, X. Yin // *Radioengineering*. – 2012. – Vol. , № 1. – P. 528–533.
30. Hsieh, L. H. New Microstrip Diplexers Using Open-Loop Ring Resonators with Two Transmission Zeros / L. H. Hsieh, K. Chang // *Microwave and Optical Technology Letters*. – 2005. – Vol. 44. – P. 396–398.
31. Zeng, H. Y. Planar Diplexer Using Composite Right-Left-Handed Transmission Line Under Balanced Condition / H. Y. Zeng, G. M. Wang, D. Z. Wei, Y. W. Wang // *Electronics Letters*. – 2012. – Vol. 48, № 2. – P. 104–106.
32. Yang, R. Y. Design of A High Band Isolation Diplexer for GPS and WLAN System Using Modified Stepped-Impedance Resonator / R. Y. Yang, C. M. Hsiung, C. Y. Huang, C. C. Lin // *Progress In Electromagnetics Research*. – 2010. – Vol. 107. – P. 101–114.
33. Deng, H. W. Compact and High Isolation Microstrip Diplexer for GPS and UWB Application / H. W. Deng, Y. J. Zhao, F. Fu, X. J. Zhou, Y. Y Liu // *IET Electronics Letters*. – 2013. – Vol. 49, № 10. – P. 659–661.
34. Deng, H. W. Compact and High Isolation Microstrip Diplexer for Broadband and WLAN Application / H. W. Deng, Y. J. Zhao, Y. Fu, X. J. Zhou, J. Ding // *Progress In Electromagnetics Research*. – 2013. – Vol. 133. – P. 555–570.
35. Deng, H. W. Compact Diplexer with Slotline Resonators for Wideband and WLAN Applications / H. W. Deng, Y. J. Zhao, Y. He, H. Liu, H. L. Wang // *Microwave and Optical Technology Letters*. – 2014. – Vol. 56, № 11. – P. 2480–2484.
36. Ho, M. H. Bandpass Filter of Forked Step Impedance Resonator with Harmonic Suppression in Diplexer Applications / M. H. Ho, C. I. G. Hsu, C. M. Rao // *Microwave and Optical Technology Letters*. – 2007. – Vol.49. – P. 2665–2669.

37. Simpson, D. Planar RF Duplexer with Multiple Levels of Transfer-Function Reconfigurability / D. Simpson, R. Gómez-García, D. Psychogiou // Proceedings of the 45th European Microwave Conference, Madrid. – 2018. – P. 535–538.
38. Tang, C. W. Design of A Microstrip Filter Using Multiple Capacitively Loaded Coupled Lines / C. W. Tang // IET Microwaves, Antennas and Propagation. – 2007. – Vol 1, № 3. – P. 651–657.
39. Feng, W. Microstrip Diplexer Design Using Open/Shorted Coupled Lines / W. Feng, M. Hong, W. Che // Progress In Electromagnetics Research Letters. – 2016. – Vol. 59. – P. 123–127.
40. Bonache, J. Complementary Split Ring Resonators for Microstrip Diplexer Design / J. Bonache, I. Gil, J. Garcia-Garcia, F. Martin // Electronics Letters. – 2005. – Vol. 41, № 14. – P. 810–811.
41. Chen, C. F. High-Isolation and High-Rejection Microstrip Diplexer with Independently Controllable Transmission Zeros / C. F. Chen, C. Y. Lin, B. H. Tseng, S. F. Chang // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2014. – Vol. 24, № 12. – P. 851–853.
42. Chen, X. G. High-Order Triple-Mode Half-Mode Filter and Dual-Band Diplexer / X. G. Chen, G. H. Li, Z. W. Shi, S. D. Feng // Progress In Electromagnetics Research Letters. – 2020. – Vol. 89. – P. 77–84.
43. Gómez-García, R. Signal-Interference Stepped-Impedance-Line Microstrip Filters and Application to Duplexers / R. Gómez-García, J.-M. Muñoz-Ferreras, M Sánchez-Renedo // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2011. – Vol. 21, № 8. – P. 421–423.
44. Jang, S. H. A Miniaturized High- $Q$  Diplexer with Attenuation Poles Using Novel Microstrip Stacked Openloop Resonators / S. H Jang, J. S. Lee // Microwave and Optical Technology Letters. – 2005. – Vol. 46, № 1. – P. 69–72.
45. Wattikornsirikul, N. Dual-Mode Diplexer with High Isolation Based on Amplitude and Phase Cancellation Technique/ N. Wattikornsirikul, M. Kumngern // Progress In Electromagnetics Research M. – 2018. – Vol. 76. – P. 187–195.

46. Liu, H. Compact Diplexer Using Slotline Stepped Impedance Resonator / H. Liu, W. Xu, Z. Zhang, X. Guan // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2011. – Vol. 22, № 2. – P. 75–77.
47. Xia, L. 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.
48. Lo, W. T. K-Band Quasi-Planar Tapped Compline Filter and Diplexer / W. T. Lo, C.-K. C. Tzuang // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1993. – Vol. 41, № 2. – P. 215–223.
49. Shi, J. Diplexers Based On Microstrip Line Resonators with Loaded Elements / J. Shi, J.-X. Chen, Z.-H. Bao // Progress In Electromagnetics Research. – 2011. – Vol. 115. – P. 423–439.
50. Hsu, C.-H. Microstrip Diplexer Using High Permittivity Substrate / C.-H. Hsu, H.-H. Tung, C.-K. Hsu, J.-S. Lin, H.-W. Yang // Progress In Electromagnetics Research Symposium Proceedings, Suzhou. – 2011. – P. 497–500.
51. Yang, T. High Isolation and Compact Diplexer Using the Hybrid Resonators / T. Yang, P.-L. Chi, T. Itoh // IEEE Microwave Wireless Components Letters. – 2010. – Vol. 20. – P. 551–553.
52. Zhou, Y.-G. High Isolation Microstrip Diplexer with Enhanced Stopband Characteristics for GSM and WLAN Application/ Y.-G. Zhou, H.-W. Deng, Y.-J. Zhao // Microwave and Optical Technology Letters. – 2013. – Vol. 55. – P. 2990–2993.
53. Xu, W.-Q. Quasi-Lumped Design of UMTS Diplexer Using Combined CPW and Microstrip / W.-Q. Xu, M.-H. Ho, C.-I. G. Hsu // Microwave and Optical Technology Lett. – 2009. – Vol. 51, № 1. – P. 150–152.
54. Zakharov, A. V. Duplexer Designed on the Basis of Microstrip Filters Using High Dielectric Constant Substrates / A. V. Zakharov, S. A. Rozenko // Journal of Communications Technology and Electronics. – 2012. – Vol. 57, № 6. – P. 649–655.



55. Qiao, D. C. Design and Implementation of a Compact LTCC Diplexer at SHF-Band / D. C. Qiao, Y. S. Dai, Y. Liu // IEEE International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), Beijing. – 2016. – P. 327–329.
56. Collado, C. Compact Duplexer with Miniaturized Dual Loop Resonator / C. Collado, J. Pozo, J. Mateu, J. M. O’Callaghan // Proceedings of the European Microwave Conference. – 2005. – Vol. 1. – P. 1–3.
57. Djoumessi, E. E. Compact Packaged Diplexer Based on Highly Selective Dual-Mode Bandpass Filter / E. E. Djoumessi // IEEE Microwave Magazine. – 2011. – Vol. 12, № 1. – P. 89–93.
58. Guan, X. Novel Microstrip Diplexer with A Common Square Ring Resonator for WCDMA / X. Guan, W. Huang, H. Liu, P. Wen, Q. Chen, A. Ouyang, Y. A. Liu // IEEE International Workshop on Electromagnetics: Applications and Student Innovation Competition (iWEM), Nanjing. – 2016. – P. 1–3.
59. Yan, J.-M. Compact Diplexer Using Microstrip Half- and Quarter-Wavelength Resonators/ J.-M. Yan, H.-Y. Zhou, L.-Z. Cao // Electronics Letters. – 2016. – Vol. 52, № 19. – P. 1613–1615.
60. Chen, C.-F. Microstrip Diplexers Design with Common Resonator Sections For Compact Size, But High Isolation / C.-F. Chen, T.-Y. Huang, C.-P. Chou, R.-B. Wu // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2006. – Vol. 54. – P. 1945–1952.
61. Xiao, J. A Compact and High-Isolated Multiresonator-Coupled Diplexer / J. Xiao, M. Zhang, J. Ma // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2018. – Vol. 28, № 11. – P. 999–1001.
62. Wu, Y. Independently Controllable External Coupling for Resonant Junctions in Diplexers / Y. Wu, Y. Wang, L. Sun // IEEE/MTT-S International Microwave Symposium – IMS. – 2018. – P. 1068–1071.
63. Zhang, F. A Microstrip Lossy Diplexer with Flat Channel Passbands / F. Zhang, Y. Wu, L. Sun, Y. Gao, Y. Wang, J. Xu // Progress In Electromagnetics Research M. – 2020. – Vol. 90. – P. 99–108.

64. Deng, P.-H. Novel Diplexer and Triplexer Designs Avoiding Additional Matching Circuits Outside Filters/ P.-H. Deng, S.-W. Lei, W. Lo, M.-W. Li // IEEE Access. – 2020. – Vol. 8. – P. 14714–14723.
65. Weng, M.-H. Design Of Compact Microstrip Diplexer with Simple Coupled Resonators / M.-H. Weng, H.-W. Wu, K. Shu // Microwave and Optical Technology Letters. – 2007. – Vol. 49. – P. 1222–1225.
66. Tantivivat, S. Wide-Stopband, Compact Microstrip Diplexer with Common Resonator Using Stepped-Impedance Resonators / S. Tantivivat, N. Intarawiset, R. Jeenawong // TENCON Spring Conference, Sydney. – 2013. – P. 174–177.
67. Chen, C.-F. A Miniaturized Microstrip Common Resonator Triplexer without Extra Matching Network / C.-F. Chen, T.-Y. Huang, T.-M. Shen, R.-B. Wu // Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference (APMC). – 2006. – P. 1439–1442.
68. Yang, T. Three-Pole 1.3–2.4-GHz Diplexer and 1.1-2.45-GHz Dual-Band Filter With Common Resonator Topology and Flexible Tuning Capabilities / T. Yang, G. M. Rebeiz // IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques. – 2013. – Vol. 61, № 10. – P. 3613–3624.
69. Chen, D. A Novel Planar Diplexer Using Slotline-Loaded Microstrip Ring Resonator / D. Chen, L. Zhu, H. Bu, C. Cheng // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2015. – Vol. 25. – P. 706–708.
70. Weng, M.-H. Design of Compact Microstrip Diplexer with Simple Coupled Resonators / M.-H. Weng, H.-W. Shu, K. Wu // Microwave and Optical Technology Letters. – 2007. – Vol. 49, № 5. – P. 1222–1225.
71. Belyaev, B. A. A Dual-Mode Split Microstrip Resonator and Its Application in Frequency Selective Devices / B. A. Belyaev, A. M. Serzhantov, V. V. Tyurnev // Microwave and Optical Technology Letters. – 2013. – Vol. 55. – P. 2186–2190.
72. Микрополосковый диплексер: пат. 2488200 Российская Федерация: МПК<sup>7</sup> H01P 1/213 / Беляев Б. А., Тюрнев В. В., Сержантов А. М.; заявитель и патентообладатель ФГАОУ ВО СФУ – № 2012103871/08; заявл. 03.02.2012; опубл. 20.07.2013, Бюл. №20.

73. Chuang, M.-L. Microstrip Diplexer Design Using Common T-Shaped Resonator / M.-L. Chuang, M.-T. Wu // *Microwave and Optical Technology Letters*. - 2011. – Vol. 21. – P. 583-585.
74. Yahya, S. I. Wide Stopband Microstrip Diplexer Using a Novel Configuration for Frequency Division Duplex and GSM-4G Applications / S. I. Yahya, A. Rezaei, L. Noori, M. H. Jamaluddin // *International Conference on Engineering, Science, and Industrial Applications (ICESI)*, Tokyo. – 2019. – P. 1–5.
75. Guan, X. Compact and High-Isolation Diplexer Using Dual-Mode Stub-Loaded Resonators / X. Guan, F. Yang, H. Liu, L. Zhu // *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. – 2014. – Vol. 24. – P. 385–387.
76. Yang, T. P. Compact quarter-wave resonator and its applications to miniaturized diplexer and triplexer / T. P. Yang, L. Chi, T. Itoh // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 2011. – Vol. 59, № 2. – P. 260–269.
77. Theerawisitpong, S. Microstrip Diplexer Using Folded Single Stepped-Impedance Resonator for 3G Microcell Stations / S. Theerawisitpong, P. A. Pinpathomrat // *International Journal of Information and Electronics Engineering*. – 2016. – Vol. 6, № 3. – P. 171–174.
78. Chen, F.-C. Design of Wide-Stopband Bandpass Filter and Diplexer Using Uniform Impedance Resonators / F.-C. Chen, H.-T. Hu, R.-H. Li, J.-F. Chen, D. Luo, Q.-X. Chu, M. J. Lancaster // *IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques*. – 2016. – Vol. 64, № 12. – P. 4192–4203.
79. Chen, X. Design of High-Performance Microstrip Diplexers with Stub-Loaded Parallel-Coupled Lines / X. Chen, X. Yu, S. Sun // *Electronics Letters*. – 2017, Vol. 53, № 15. – P. 1052-1054.
80. Chen, C.-F. Compact Microstrip Dual-Band Bandpass Filter and Quad-Channel Diplexer Based On Quint-Mode Stub-Loaded Resonators / C.-F. Chen, G.-Y. Wang, J.-J. Li // *IET Microwaves, Antennas and Propagation*. – 2018. – Vol. 12. – P. 1913–1919.

81. Chinig, A. A Novel Design of an H-shaped Microstrip Diplexer / A. Chinig, H. Bennis // *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*. – 2017. – Vol. 16, № 4. – P. 966–981.
82. Tantivivat, S. Miniature Triple-Mode Diplexer with Good Selectivity / S. Tantivivat, S. Z. Ibrahim, M. H. Razalli // *Progress In Electromagnetics Research Letters*. – 2017. – Vol. 70. – P. 75–80.
83. Choocadee, S. Compact Microstrip Diplexer Using Triple-mode Stub Loaded Resonators / S. Choocadee, N. Intarawiset, S. Tantivivat // *IEEE MTT-S International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility (ICMIM)*. – 2017. – P. 9–12.
84. Huang, F. Compact Microstrip Balun Diplexer Using Stub-Loaded Dual-Mode Resonators / F. Huang, J. Wang, L. Zhu, W. Wu // *Electronics Letters*. – 2016. – Vol. 52, № 24. – P. 1994–1996.
85. Zhu, A. Compact Quad-Channel Diplexer Using Defected Stepped Impedance Resonators / A. Zhu, H. Zhou, J. Chen, J. Li // *Progress In Electromagnetics Research Letters*. – 2018. – Vol. 80. – P. 127–133.
86. Li, Z. Tunable Diplexer with Identical Passband and Constant Absolute Bandwidth / Z. Li, X. Tang, D. Lu, M. Yu // *IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques*. – 2020. – Vol. 68, № 2. – P. 721–731.
87. Jiang, W. Compact Microstrip Diplexer Based on A Novel Coupling Topology / W. Jiang, T. Wang, W. Shen, L. Zhou, G. Wang // *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Phoenix*. – 2015. – P. 1–3.
88. Zeng, S.-J. Compact and High-Isolation Quadruplexer Using Distributed Coupling Technique / S.-J. Zeng, J.-Y. Wu, W.-H. Tu // *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. – 2011. – Vol. 21, № 4. – P. 197–199.
89. Brown, A. R. A High-Performance Integrated K-Band Diplexer / A. R. Brown, G. M. Rebeiz // *IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques*. – 1999. – Vol. 47, № 8. – P. 1477–1481.

90. Packiaraj, D. Design of Wideband Diplexer in Suspended Substrate Stripline Medium / D. Packiaraj, A. T. Kalghatgi, M. Ramesh, V. S Reddy // International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering. – 2006. – Vol. 16, № 6. – P. 625–628.
91. Mezaal, Y. S. New Microstrip Diplexer for Recent Wireless Applications / Y. S. Mezaal, S. A. Hashim, A. H. Alfatlawi, H. A. Hussein // International Journal of Engineering and Technology. – 2018. – Vol. 7. – P. 96–99.
92. Weng, S.-C. Switchable and High-Isolation Diplexer with Wide-Stopband / S.-C. Weng, K.-W. Hsu, W.-H. Tu // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2014. – Vol. 24, № 6. – P. 373–375.
93. Gao, L. Design of Tunable Multi-Pole Multi-Zero Bandpass Filters and Diplexer with High Selectivity and Isolation / L. Gao, T. W. Lin, G. R. Rebeiz // IEEE Transactions On Circuits and Systems–I: Regular Papers. – 2019. – Vol. 66, № 10. – P. 3831–3842.
94. Srisathit, S. High Isolation and Compact Size Microstrip Hairpin Diplexer / S. Srisathit, S. Patisang, R. Phromloungsri, S. Bunnjaweht, S. Kosulvit, M. Chongcheawchamnan // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2005. – Vol. 15, № 2. – P. 101–103.
95. Weng, M.-H. A Hairpin Line Diplexer for Direct Sequence Ultra-Wideband Wireless Communications / M.-H. Weng, C.-Y. Hung, Y.-K. Su // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2007. – Vol. 17, № 7. – P. 519–521.
96. Xiao, J. K. High Selective Microstrip Bandpass Filter and Diplexer with Mixed Electromagnetic Coupling / J. K. Xiao, M. Zhu, Y. Li, L. Tian, J. G. Ma // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2015. – Vol. 25, № 12. – P. 781–783.
97. Chen, Y.-W. Design of Microstrip Filter And Diplexer with A Multiple Harmonics Suppression for Mobile Communication / Y.-W. Chen, M.-H. Ho // Microwave and Optical Technology Letters. – 2006. – Vol. 48. – P.1812–1816.
98. Velidi, V. K. Design of Compact Microstrip Diplexer with High Selectivity / V. K. Velidi, U. Prabhakaran, A. V. G. Subramanyam // International Conference on Signal Processing and Communications (SPCOM), Bangalore. – 2012. – P. 1–4.

99. Huang, C.-Y. A High Band Isolation and Wide Stopband Diplexer Using Dual-Mode Stepped-Impedance Resonators / C.-Y. Huang, M.-H. Weng, C.-S. Ye, Y.-X. Xu, // Progress In Electromagnetics Research. – 2010. – Vol. 100. – P. 299–308.
100. Sugchai, T. A Design of Wide-Stopband Microstrip Diplexers with Multiorder spurious-Mode Suppression Using Stepped-Impedance Resonators/ T. Sugchai, J. Rattapon, K. Sommart // Spring World Congress on Engineering and Technology. – 2012. – P. 1–4.
101. Chinig, A. A New Microstrip Diplexer Using Open-Loop Resonators / A. Chinig, J. Zbitou, A. Errkik, L. Elabdellaoui, A. Tajmouati // Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications. – 2014. – Vol. 13, № 2. – P. 185–196.
102. Peng, H.-S. Microstrip Diplexer Constructed with New Types of Dual-Mode Ring Filters / H.-S. Peng, Y.-C. Chiang // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2015. – Vol. 25, № 1. – P. 7–9.
103. Wang, R. Synthesis of Microwave Resonator Diplexers Using Linear Frequency Transformation and Optimization / R. Wang, J. Xu, M.-Y. Wang, Y.-L. Dong, // Progress In Electromagnetics Research. – 2012. – Vol. 124. – P. 441–455.
104. Wu, Y. Microstrip Wideband Diplexer with Narrow Guard Band Based On All-Resonator Structures / Y. Wu, Y. Wang, E. A. Ogbodo // 46th European Microwave Conference (EuMC), London. – 2016. – P. 1163–1166.
105. Wu, Y. A Compact Coupling Structure for Diplexers and Filtering Power Dividers / Y. Wu, R. Wu, Y. Wang // Progress In Electromagnetics Research M. – 2018. – Vol. 69. – P. 161–170.
106. Zhoua, J. A Novel Microstrip Diplexer Based On Coupled Line / Zhoua, J., J.-L. Lia, C.-G. Suna, H. Lia, S.-S. Gaob // Electromagnetics. – 2018. – Vol. 38, № 2. – P. 1–9.
107. Rezaeia, A. Compact Low-Loss Microstrip Diplexer Using Novel Engraved Semi-Patch Cells for GSM and WLAN Applications / A. Rezaeia, L. Noorib //

International Journal of Electronics and Communications. – 2018. – Vol. 87. – P. 158–163.

108. Sheta, A. F. Miniature Microstrip Stepped Impedance Resonator Bandpass Filters and Diplexers for Mobile Communications / A. F. Sheta, J. P. Coupez, G. Tanne, S. Toutain, J. P. Blot // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. – 1996. – P. 607–610.

109. Беляев, Б. А. Исследование микрополосковых резонаторов и устройств СВЧ на их основе / Б. А. Беляев, В. В. Тюрнев, А. К. Елисеев, Г. М. Рагзин // Препринт №415Ф ИФ СО АН СССР, Красноярск. – 1987. – 55 с.

110. CST Microwave Studio [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.3ds.com> (дата обращения 01.01.2020).

111. Тюрнев, В. В. Взаимодействие параллельных микрополосковых резонаторов / В. В. Тюрнев, Б. А. Беляев // Электронная техника. Серия электротехника СВЧ. – 1990. – № 4 (428). – С. 25–30.

112. Беляев, Б. А. Особенности коэффициентов связи регулярных микрополосковых резонаторов / Б. А. Беляев, А. А. Лексиков, Н. В. Лалетин, А. М. Сержантов // Радиотехника и электроника. – 2003. – Т. 48, № 1. – С. 39–46.

113. Беляев, Б. А. Исследование коэффициентов связи шпильковых резонаторов / Б. А. Беляев, А. М. Сержантов // Радиотехника и электроника. – 2004. – Т. 49, № 1. – С. 24–31.

114. Беляев, Б. А. Особенности коэффициентов связи микрополосковых четвертьволновых резонаторов / Б. А. Беляев, А. М. Сержантов // Радиотехника и электроника. – 2004. – Т. 49, № 4. – С. 300–307.

115. Беляев, Б. А. Коэффициент связи нерегулярных микрополосковых резонаторов / Б. А. Беляев, М. М. Титов, В. В. Тюрнев // Известия вузов. Радиофизика. – 2000. – Т. 43, № 8. – С. 722–727.

116. Tyurnev, V. V. Coupling Coefficients of Resonators in Microwave Filter Theory / V. V. Tyurnev // Progress in Electromagnetics Research B. – 2010. – Vol. 21. – P. 47–67.

117. Беляев, Б. А. Коэффициенты связи нерегулярных микрополосковых резонаторов и частотно-селективные свойства двухзвенной секции на их основе / Б. А. Беляев, Н. В. Лалетин, А. А. Лексиков // Радиотехника и Электроника. – 2002. – Т. 47, № 1. – С. 14–23.

118. Лексиков, Ан. А. Микрополосковый диплексер для радионавигационной системы ГЛОНАСС/GPS / Ан. А. Лексиков, А. А. Лексиков, А. О. Афонин, А. В. Угрюмов // Сборник тезисов V Всероссийской научно-технической конференции «Системы Связи И Радионавигации» (ВНТК-2018), Красноярск. – 2018. – С. 151–154.

119. Афонин, А. О. Исследование связи согласующей цепи с входными резонаторами каналов в микрополосковом диплексере / А. О. Афонин, Ан. А. Лексиков, А. А. Лексиков, И. В. Говорун, А. М. Сержантов, А. В. Угрюмов // XXII Всероссийская научно-техническая конференция «Современные Проблемы Радиоэлектроники»: сборник научных трудов, Красноярск. – 2020. – С. 90–99.

120. Агафонов, К. В. Автоматизированный координатограф для изготовления микрополосковых плат методом гравировки по лаку / К. В. Агафонов, Б. А. Беляев, А. А. Лексиков // Материалы 16-ой Международной Крымской Конференции «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2006), Севастополь. – 2006. – С. 637–638.

121. Leksikov, A. A. Microstrip Diplexer with  $\Pi$ -shaped Matching Circuit / A. A. Leksikov, A. M. Serzhantov, I. V. Govorun, A. O. Afonin, A. V. Ugryumov, An. A Leksikov // Progress in Electromagnetics Research Letters. – 2020. – Vol. 88. – P. 59–65.

122. Лексиков, А. А. Микрополосковый Диплексер 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. – Т. 58, № 8/2. – С. 325–327.

123. Leksikov, A. A. The Compact Microstrip Diplexer for Radionavigation Systems GPS/GLONASS / 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. 543–544.

124. Афонин, А. О. Исследование частотно-зависимых коэффициентов связи согласующей цепи с входными резонаторами каналов в микрополосковом диплексере / А. О. Афонин, А. В. Угрюмов, А. А. Лексиков, И. В. Говорун, А. М. Сержантов, Ан. А. Лексиков // Сборник трудов VII Международной научно-технической конференции «Актуальные Проблемы Радиофизики» (АПР-2017), Томск. – 2017. – С. 16–20.

125. Афонин, А. О. Исследование частотно-зависимых коэффициентов связи П-образной согласующей цепи с входными резонаторами каналов в микрополосковом диплексере / А. О. Афонин, А. А. Лексиков // Сборник тезисов конкурс-конференции ФИЦ КНЦ СО РАН для молодых ученых, аспирантов и студентов. Секция «Физика», Красноярск. – 2019. – С. 5.

126. Афонин, А. О. Разработка микрополоскового диплексера для радионавигационных систем ГЛОНАСС/GPS / А. О. Афонин, И. В. Говорун, А. А. Лексиков // Всероссийская научно-техническая конференция «Современные проблемы радиоэлектроники»: сборник научных трудов, Красноярск. – 2015. – С. 306–308.

127. Микрополосковый диплексер: пат. 2691999 Российская Федерация: МПК<sup>7</sup> Н01Р 1/203 / Беляев Б. А., Афонин А. О., Лексиков Ан. А., Сержантов А. М., Лексиков А. А., Говорун И. В.; заявитель и патентообладатель ФГБНУ ФИЦ КНЦ СО РАН – № 2018107089; заявл. 26.02.2018; опубл. 19.06.2019, Бюл. №17.

128. Belyaev, V. A. Suspended Substrate Stripline Filter / V. A. Belyaev, A. A. Leksikov, V. V. Tyurnev, A. V. Kazakov // 15th International Crimean Conference «Microwave and Telecommunication Technology» (CriMiCo'2005), Sevastopol. – 2005. – P. 506–507.

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

130. Balva, Y. F. Investigation of Coupling Coefficients of Stripline Resonators in The Filter Based on Suspended Substrate / Y. F. Balva, A. M. Serzhantov, A. S. Voloshin // 19th International Crimean Conference «Microwave and Telecommunication Technology» (CriMiCo'2009), Sevastopol. – 2015. – P. 517–518.

131. 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. – Т. 58, №10/3. – С. 150–152.

132. 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.

133. 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 // Материалы XIII Международной научно-технической конференции «Актуальные проблемы электронного приборостроения» (АПЭП-2016), Новосибирск. – 2016. – Т. 6. – С. 30–33.

## Приложение А – Микророслосковский диплексер на полуволновых резонаторах для систем ГЛОНАСС/GPS

По результатам моделирования диплексера, описанного в разделе 2.4, изготовлен микророслосковский диплексер на полуволновых резонаторах, который предназначен для работы в приемниках СРНС ГЛОНАСС/GPS. Его фотография приведена на рисунке А.1. На рисунке А.2 приведена его частотная характеристика. Штриховыми линиями показан результат моделирования, сплошными цветными – результат измерения.

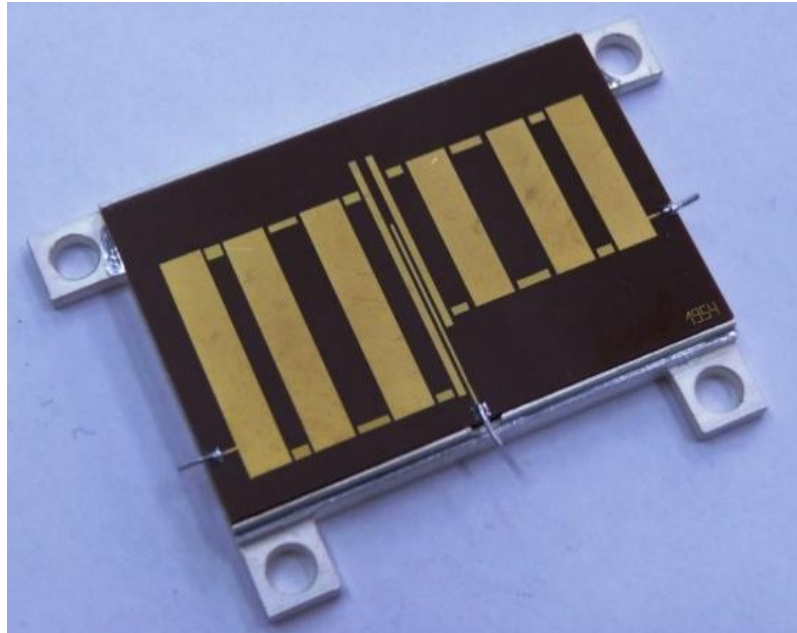


Рисунок А.1 – Фотография изготовленного микророслоскового диплексера на полуволновых резонаторах с четырехзвенными каналами

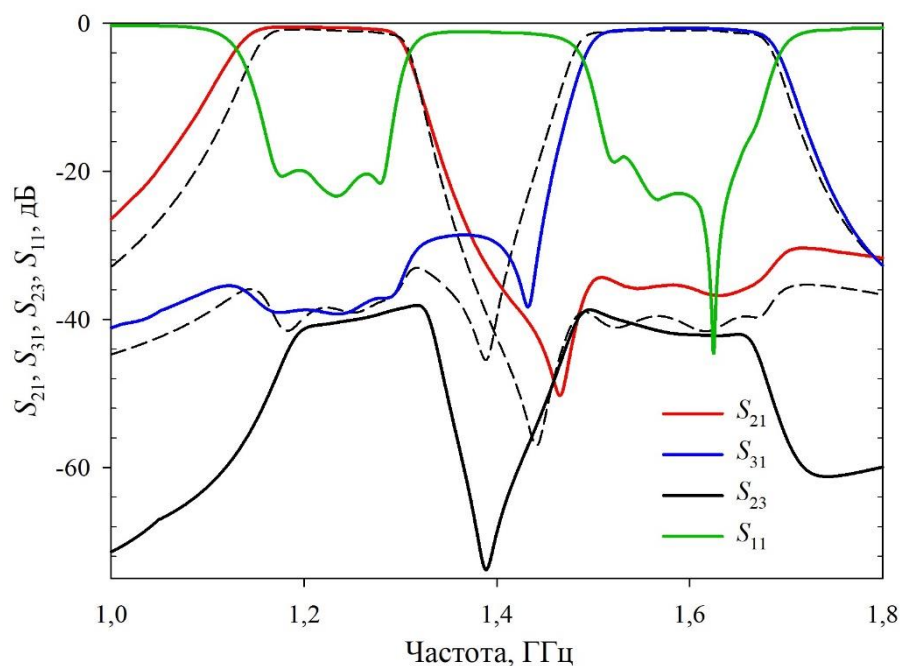


Рисунок А.2 – Сравнение АЧХ изготовленного диплексера и модели. Штриховые линии – результат моделирования, сплошные линии – результат измерения

Основные характеристики диплексера следующие: размеры в корпусе 36,0 мм × 25,3 мм × 9,7 мм. Центральные частоты каналов 1229 МГц и 1583 МГц, их относительная ширина – 13,0%. Минимальные вносимые потери в каналах 0,84 дБ и 0,95 дБ. Минимальная развязка между каналами составила 36 дБ. Уровень обратных потерь не превышает значения минус 15 дБ. Стоит отметить, что диплексер достаточно прост в регулировке и имеет небольшие вносимые потери в каналах.

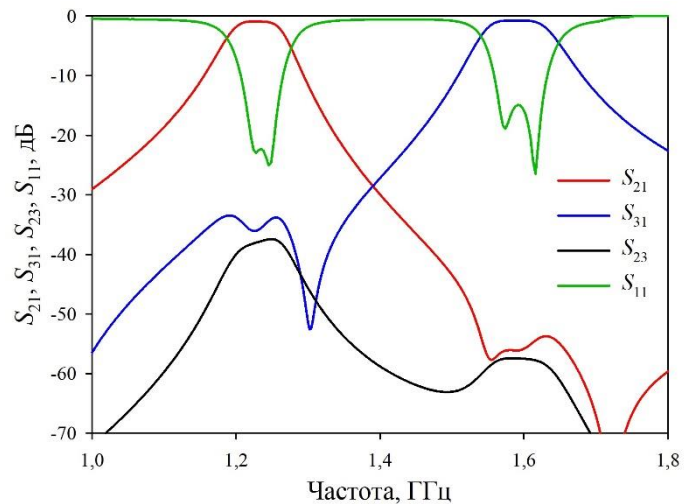
Диплексер внедрен в серийное производство на предприятии АО «НПП «Радиосвязь», что подтверждается актом о внедрении (приложение Е).

## Приложение Б – Микрополосковые диплексеры на четвертьволновых резонаторах для систем ГЛОНАСС/GPS

По результатам моделирования двухзвенной конструкции диплексера, описанного в разделе 3.1, изготовлен миниатюрный микрополосковый диплексер на основе четвертьволновых резонаторов с двухзвенными каналами для работы в приемниках СРНС ГЛОНАСС/GPS, фотография которого представлена на рисунке Б.1, *а*. На рисунке Б.1, *б* приведены его измеренные амплитудно-частотные характеристики.



(а)



(б)

Рисунок Б.1 – Изготовленный микрополосковый диплексер с двухзвенными каналами (а) и его измеренная АЧХ (б).

Центральные частоты каналов диплексера составили 1234 МГц и 1597 МГц; относительная ширина полосы пропускания составляет 7,3% и 6,8% для НЧ- и ВЧ-каналов соответственно. Минимальные вносимые потери составляют 1,05 дБ в НЧ-канале и 1,08 дБ в ВЧ. Уровень обратных потерь составляет минус 20 дБ и минус 15 дБ в НЧ- и ВЧ-каналах соответственно. Минимальная развязка между каналами составила 35 дБ в НЧ-канале и 55 дБ в ВЧ-канале. Диплексер имеет

минимальные размеры (среди микрополосковых диплексеров): 16,8 мм × 9,0 мм × 6,4 мм в корпусе.

Также по результатам моделирования диплексера, описанного в разделе 3.4, для работы в приемниках СРНС ГЛОНАСС/GPS изготовлен микрополосковый диплексер с четвертьволновыми резонаторами в каналах, фотография которого представлена на рисунке Б.2. Низкочастотный диплексера двухзвенный, высокочастотный – трехзвенный. На рисунке Б.3 приведены его частотные характеристики. Штриховыми линиями показан результат моделирования сплошными цветными – результат измерения.

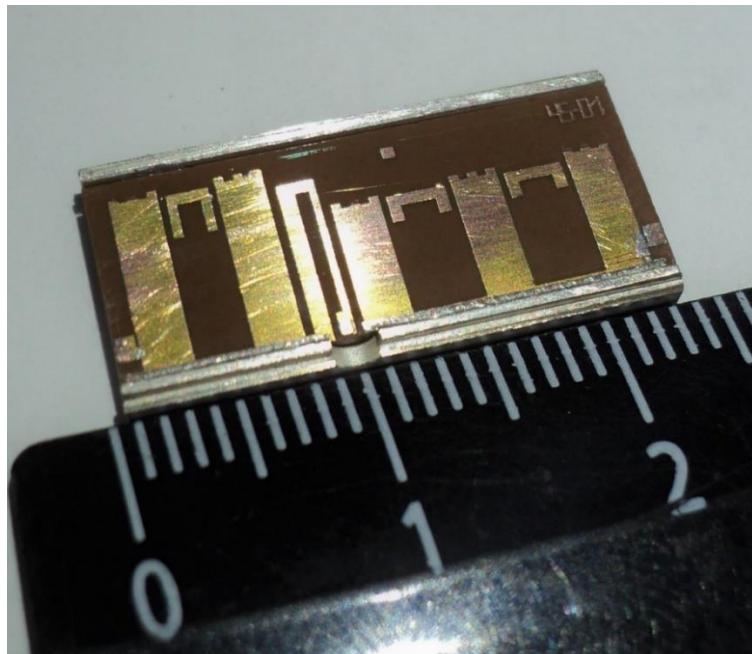


Рисунок Б.2 – Фотография изготовленного микрополоскового диплексера на четвертьволновых резонаторах

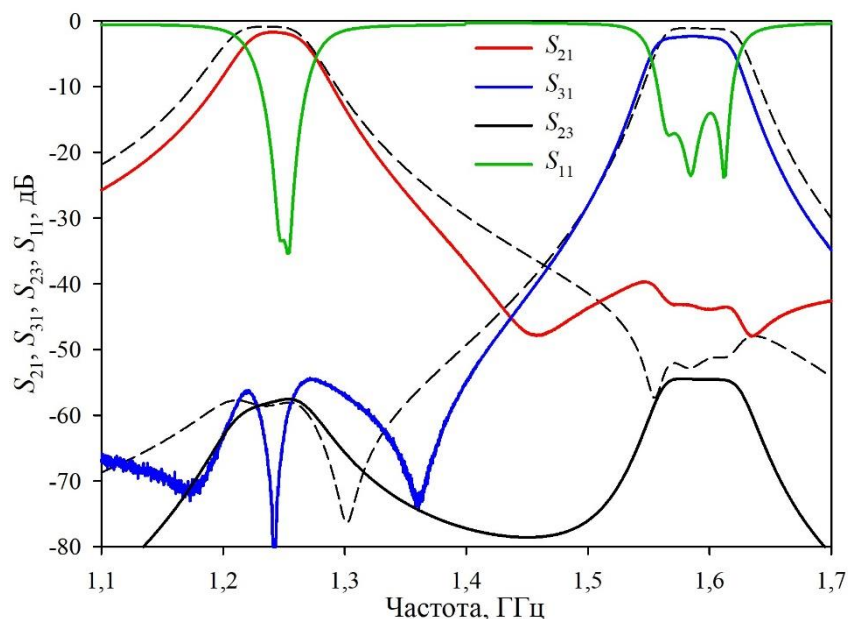


Рисунок Б.3 – Сравнение АЧХ изготовленного диплексера и модели. Штриховые линии – результат моделирования, сплошные линии – результат измерения

Основные характеристики диплексера следующие: размеры в корпусе 29,4 мм × 9,0 мм × 6,4 мм. Центральные частоты каналов 1249 МГц и 1587 МГц, их относительная ширина – 4,8% и 4,4% для НЧ- и ВЧ-каналов соответственно, минимальные вносимые потери в каналах 1,7 дБ и 2,3 дБ, уровень обратных потерь не превышает минус 14 дБ; минимальная развязка между каналами 40 дБ. Высокочастотная полоса заграждения по уровню –40 дБ простирается до 2,5 ГГц.

Диплексеры внедрены в серийное производство на предприятии АО «НПП «Радиосвязь», что подтверждается актом о внедрении (приложение Е).

### Приложение В – Полосковый диплексер на подвешенной подложке для систем ГЛОНАСС/GPS

По результатам моделирования диплексера, описанного в разделе 4.5, изготовлен миниатюрный ПДПП с двухпроводниковыми резонаторами в каналах, фотография которого представлена на рисунке В.1. На рисунке В.2 приведены его частотные характеристики. Штриховыми линиями показан результат моделирования, сплошными цветными – результат измерения.

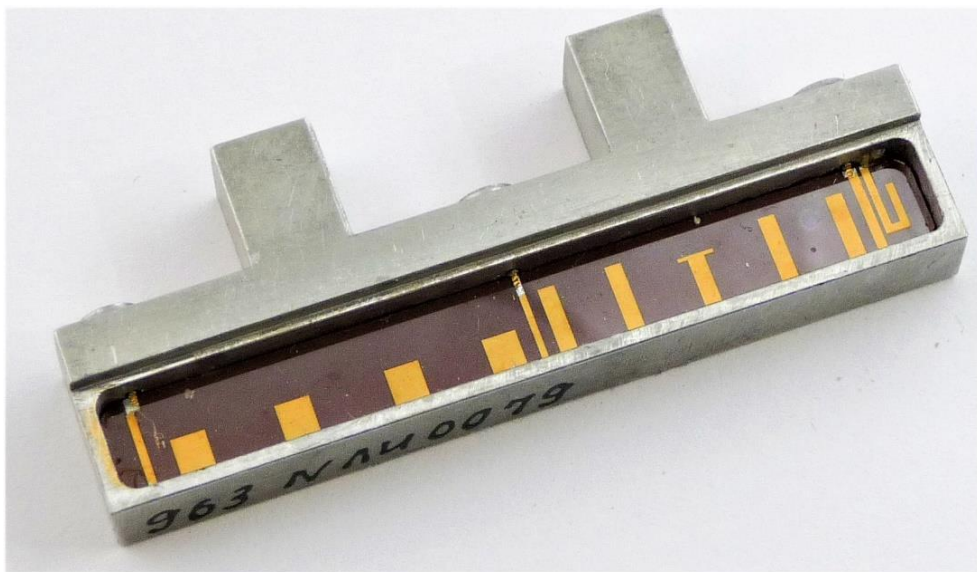


Рисунок В.1 – Фотография изготовленного полоскового диплексера на подвешенной подложке и двухпроводниковых резонаторах



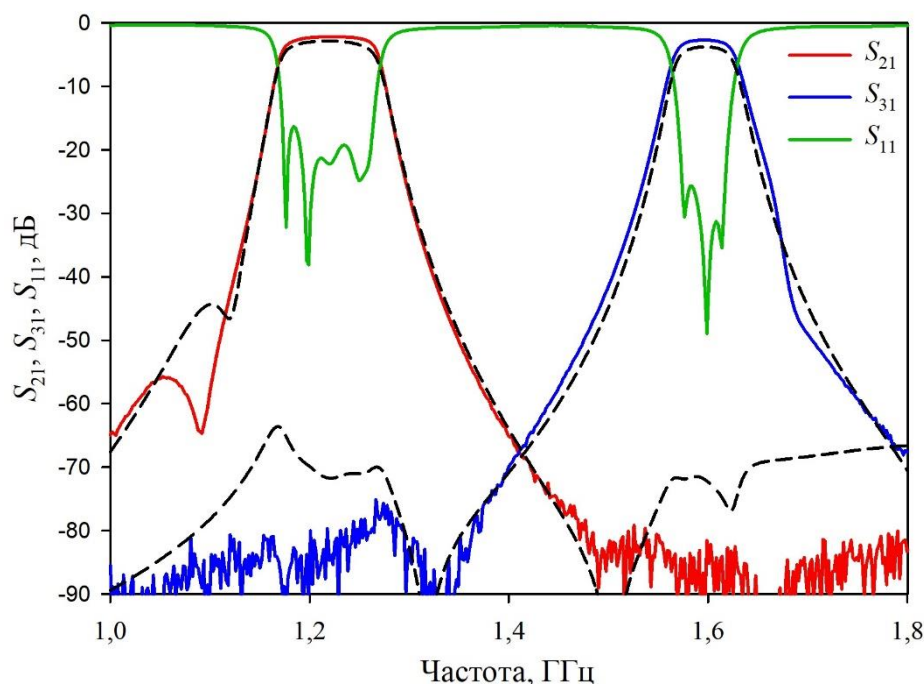


Рисунок В.2 – Сравнение АЧХ изготовленного диплексера и модели. Штриховые линии – результат моделирования, сплошные линии – результат измерения

Основные характеристики диплексера следующие: размеры в корпусе 50,0 мм × 11,4 мм × 6,8 мм; центральные частоты каналов 1221 МГц и 1595 МГц, их относительная ширина – 7,9% и 3,8% для НЧ- и ВЧ-каналов соответственно; минимальные вносимые потери в каналах 2,2 дБ и 2,7 дБ; уровень обратных потерь не менее минус 15 дБ; минимальная развязка между каналами 75 дБ. Высокочастотная полоса заграждения по уровню ниже –70 дБ простирается вплоть до 2,5 ГГц.

Диплексер внедрен в серийное производство на предприятии АО «НПП «Радиосвязь», что подтверждается актом о внедрении (приложение Е).

### **Приложение Г – Полосковый диплексер на подвешенной подложке для работы на стыке VHF/UHF диапазонов**

Частоты на стыке VHF/UHF диапазонов (область метровых и дециметровых волн) являются «трудными» с точки зрения реализации микрополосковых частотно-селективных устройств: размеры последних становятся слишком большими для использования подложек стандартных размеров. Также для микрополосковых резонаторов с понижением частоты происходит значительное уменьшение собственной добротности. При этом имеется потребность в диплексерах, имеющих полосы пропускания каналов 246...286 МГц и 345...385 МГц. Подавление на частотах соседнего канала должно быть не хуже 30 дБ. В главе 4 было показано, что сравнительно просто можно разработать миниатюрный ПДПП с использованием двухпроводниковых резонаторов в каналах. Поэтому актуальной является задача по разработке диплексера на основе таких резонаторов для работы на стыке VHF/UHF диапазонов.

Предварительные исследования показали, что для получения требуемого подавления на частотах соседнего канала, каждый из них должен содержать по четыре резонатора. Кроме того, оказалось, что применить на таких низких частотах согласующую цепь, аналогичную той, что была использована для диплексера из главы 4, невозможно – слишком слабой получалась её связь с фильтрами каналов. Поэтому для согласования каналов в данном диплексере согласующая цепь была модернизирована путем добавления закороченного проводника на нижнюю часть подложки. Другими словами, структура согласующей цепи тоже стала двухпроводниковой. 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. Для миниатюризации устройства была применена подложка из керамики ТБНС ( $\epsilon=80$ ) толщиной 0,5 мм.

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

рисунке Г.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. Размеры подложки равны 30,0 мм × 21,6 мм. 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 P1.

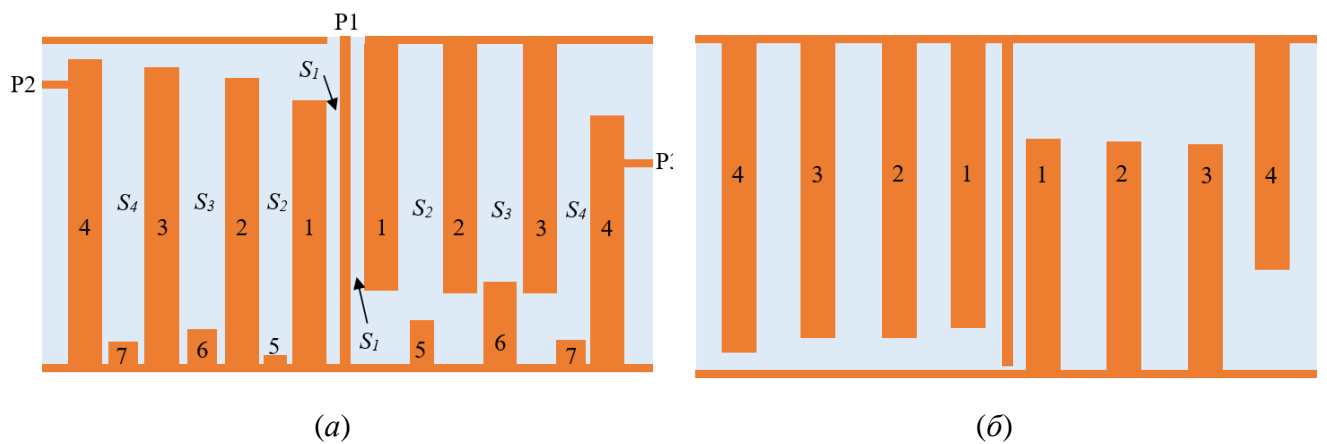


Рисунок Г.1 – Топология полосковых проводников диплексера на подвешенной подложке на двухпроводниковых резонаторах. Слева (а) показаны проводники, расположенные на верхней части подложки, справа (б) – на нижней.

Длины полосковых проводников, образующих резонаторы диплексера, и зазоры между ними приведены в таблице Г.1.

Таблица Г.1 – Длина полосковых проводников резонаторов и зазоры

Номер резонатора/ зазор	Низкочастотный канал		Высокочастотный канал	
	Верхняя сторона, мм	Нижняя сторона, мм	Верхняя сторона, мм	Нижняя сторона, мм
1	17,9	18,5	14,4	16
2	18,8	18,9	14,4	15,3
3	19,5	18,9	14,4	15,1
4	20,2	20,3	15,9	14,3
$S_1$	0,9	0,9	1,05	1,05
$S_2$	1,7	1,7	1,95	1,95
$S_3$	2,2	2,2	2,4	2,4
$S_4$	1,7	1,7	1,95	1,95

Полосковые проводники 5, 6 и 7 в обоих каналах служат для тонкой подстройки взаимодействий между резонаторами. Их длина соответственно 1,5 мм, 2,7 мм, 0,5 мм и 3,5 мм, 7,0 мм, 1,5 мм, а ширина 1,1 мм, 1,5 мм, 1,1 мм и 1,35 мм, 1,8 мм, 1,35 мм соответственно. По краям подложки, вдоль длинных её сторон проходят полосковые проводники шириной 0,5 мм, служащие 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 P1. Порты P2 и P3 подключены кондуктивно к крайним резонаторам устройства на расстоянии 18,6 мм и 12,4 мм соответственно, считая от заземленного конца.

По результатам моделирования изготовлен ПДПП с двухпроводниковыми резонаторами в каналах, предназначенный для работы в VHF/UHF диапазонах, фотография которого представлена на рисунке Г.2. На рисунке Г.3 приведены его амплитудно-частотные характеристики. Штриховыми линиями показаны результаты моделирования, сплошными цветными – результат измерения.

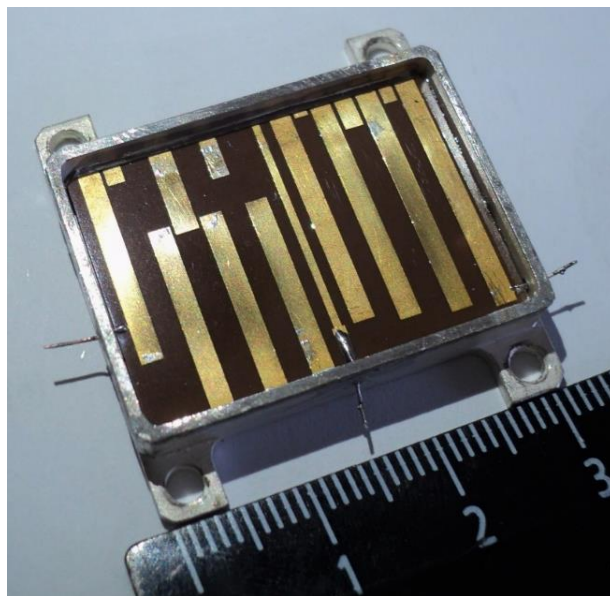


Рисунок Г.2 – Фотография изготовленного полоскового диплексера на подвешенной подложке для VHF/UHF диапазонов

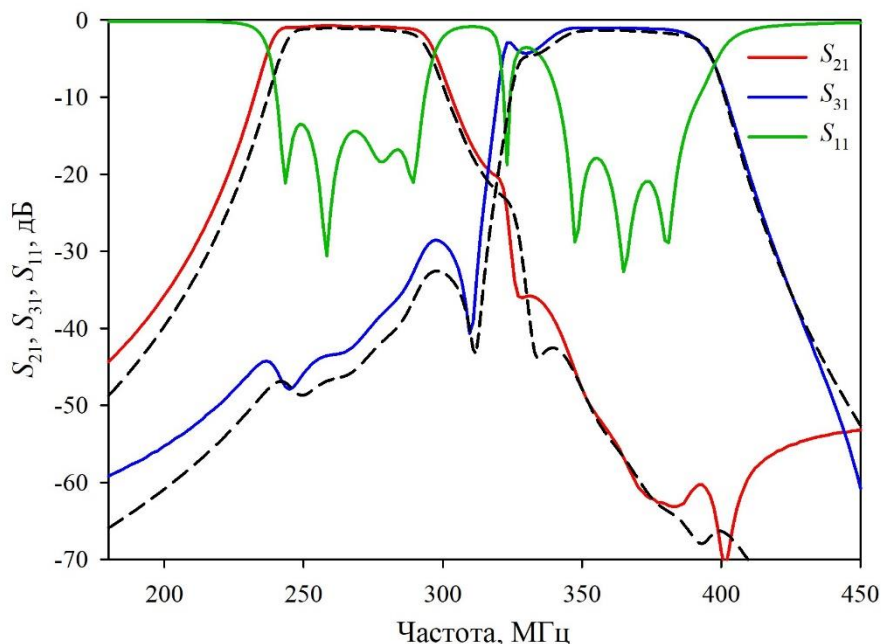


Рисунок Г.3 – Сравнение АЧХ изготовленного диплексера и модели. Штриховые линии – результат моделирования, сплошные линии – результат измерения

Основные характеристики диплексера следующие: размеры в корпусе 36,0 мм × 25,3 мм × 9,7 мм; минимальные вносимые потери в полосе пропускания низкочастотного канала равны 1,04 дБ, высокочастотного – 1,34 дБ. Полосы пропускания по уровню –1 дБ 245...290 МГц и 342...391 МГц соответственно. Подавление в высокочастотном канале на частотах соседнего не менее 30 дБ, а в низкочастотном – более 40 дБ. Уровень обратных потерь не превышает минус 14 дБ.

Результаты опубликованы в работе [133]. Диплексер внедрен в серийное производство на предприятии АО «НПП «Радиосвязь», что подтверждается актом о внедрении (приложение Е).

## Приложение Д – Патент на изобретение

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

**ПАТЕНТ**

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2691999

**МИКРОПОЛОСКОВЫЙ ДИПЛЕКСЕР**

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

Авторы: *Беляев Борис Афанасьевич (RU), Афонин Алексей Олегович (RU), Лексиков Андрей Александрович (RU), Сержантов Алексей Михайлович (RU), Лексиков Александр Александрович (RU), Говорун Илья Валериевич (RU)*

Заявка № 2018107089

Приоритет изобретения 26 февраля 2018 г.

Дата государственной регистрации в

Государственном реестре изобретений

Российской Федерации 19 июня 2019 г.

Срок действия исключительного права

на изобретение истекает 26 февраля 2038 г.

Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности

 Г.П. Ивлиев



## Приложение Е – Акт о внедрении



УТВЕРЖДАЮ

Технический директор  
АО «НПП «Радиосвязь»  
г. Е.В. Богатырев  
2020 г.

### АКТ

**о внедрении (использовании) результатов  
диссертационной работы Афонина Алексея Олеговича на тему  
«Полосковые диплексеры для навигационных систем ГЛОНАСС/GPS и  
исследование коэффициентов связи согласующих цепей  
с входными резонаторами фильтров каналов»**

Мы, нижеподписавшиеся, комиссия в составе председателя комиссии – технического директора Богатырева Е.В., членов комиссии: начальника сектора 4101 Гребенникова А.В., начальника отдела 4000 Стифиенко Д.А. составили настоящий акт о том, что материалы диссертационной работы Афонина Алексея Олеговича:

1. Диплексер L1-L2L3-215-AM УЭ2.067.961;
2. Мультиплексер L1/L2 УЭ2.067.946;
3. Диплексер L1/L2 УЭ2.067.938;
4. Фильтр диплексер L1-L2L3-PT УЭ2.067.963;
5. Диплексер10АД УЭ2.067.957

внедрены в серийное производство на предприятии АО «НПП «Радиосвязь».

**Председатель комиссии**  
Технический директор

Е.В. Богатырев

**Члены комиссии:**  
Начальник сектора 4101

А.В. Гребенников

Начальник отдела 4000

Д.А. Стифиенко