На правах рукописи

Соркин Александр Анатольевич

## КОМПАКТНЫЕ ВОЛНОВОДНЫЕ ФИЛЬТРЫ

Специальность 2.2.14 - «Антенны, СВЧ устройства и их технологии»

## ΑΒΤΟΡΕΦΕΡΑΤ

диссертации на соискание ученой степени кандидата технических наук

Красноярск 2025

Работа выполнена в федеральном государственном автономном образовательном учреждении высшего образования «Сибирский федеральный университет» (СФУ)

Научный руководитель:	Саломатов Юрий Петрович, кандидат технических наук, профессор, заведую- щий кафедрой радиотехники ФГАОУ ВО «Сибир- ский федеральный университет»
Официальные оппоненты:	Степанов Максим Андреевич доктор технических наук, доцент, заведующий ка- федрой радиоприемных и радиопередающих устройств ФГБОУ ВО «Новосибирский государ- ственный технический университет» Антипов Владимир Борисович кандидат физико-математических наук, инженер- исследователь лаборатории медицинских сплавов и имплантантов с памятью формы ФГАОУ ВО «Национальный исследовательский Томский госу- дарственный университет»
Ведущая организация:	Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования

«Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)»

Защита диссертации состоится «24» июня 2025г. в 11 часов 30 минут на заседании диссертационного совета 24.2.415.01, созданного на базе ФГБОУ ВО «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники», по адресу: 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, ауд. 201.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке ТУСУРа и на сайте: https://postgraduate.tusur.ru/urls/5gqw8lq8

Автореферат разослан «\_\_\_\_»\_\_\_2025г.

Ученый секретарь диссертационного совета доктор физ.-мат. наук

А.Е. Мандель

## ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ДИССЕРТАЦИОННОЙ РАБОТЫ

**Актуальность работы**. В современных системах спутниковой связи, радиолокации, тропосферной связи и специальной радиоаппаратуре широко применяются различные фильтры диапазона сверхвысоких частот (СВЧ).

Применение волноводных фильтров, например, в системах спутниковой связи Х-диапазона (для спутниковой связи 7,0-10,7 ГГц) в трактах передачи на выходе передатчика, обусловлено тем, что мощность передатчика больше 10 Вт. Использование микрополосковых фильтров в этом случае недопустимо. В трактах приема применение волноводных фильтров необходимо для обеспечения низкого уровня вносимых потерь, который микрополосковые фильтры не обеспечивают. Кроме того, микрополосковые фильтры не обладают требуемой крутизной амплитудно-частотной характеристики (АЧХ).

Особенностью X-диапазона в ССС (система спутниковой связи) является близкое расположение диапазона приёма (7,25-7,75 ГГц) и передачи (7,9-8,4 ГГц), поэтому использование волноводных фильтров на основе полуволновых объемных резонаторов с индуктивными диафрагмами с Чебышевской АЧХ является нецелесообразным. Такому фильтру приемного тракта для подавления частот передачи на 80 дБ требуется четырнадцать звеньев, при этом длина фильтра составляет около 360 мм. Применение подобных фильтров в приемопередающих трактах антенно-фидерных устройств (АФУ) не позволяет обеспечить приемлемые массогабаритные характеристики всей системы, возникает необходимость применения компактных фильтров в ССС Х-диапазона.

Одним из способов сокращения продольного размера является фильтр на свернутых полуволновых резонаторах. Увеличение крутизны ската АЧХ и требуемого уровня ослабления в полосе подавления (заграждения) у таких фильтров достигается увеличением количества полуволновых резонаторов, что приводит к росту массогабаритных характеристик. Более подходящими для Х-диапазона являются фильтры, формирующие нули передачи (полюсы затухания), что позволяет сократить количество звеньев.

В настоящее время существует множество способов, позволяющих уменьшать продольный размер. Примерно вдвое продольный размер можно сократить с помощью различных двухмодовых резонаторов. Примером является использование в фильтрах цилиндрических или сферических двухмодовых резонаторов, работающих на двух ортогональных модах. Такие типы фильтров формируют чебышевскую или эллиптическую АЧХ, это зависит от дополнительных связей между несоседними резонаторами. Однако такие фильтры требуют точного изготовления и являются сложными в настройке.

Применение в фильтрах двухмодовых гребневых резонаторов позволяет формировать нули передачи выше и ниже полосы прозрачности (пропускания). Данные фильтры являются компактными, но имеют ряд таких недостатков как увеличение потерь из-за емкости между широкой стенкой и верхней гранью гребневого резонатора. Эта емкость снижает и максимально допустимую мощность, что не позволяет применять такие фильтры в качестве выходных в трактах передачи при высоком уровне мощности. Кроме того, такие фильтры при числе звеньев больше шести становятся сложными в настройке.

Одним из способов, позволяющим получать компактные волноводные фильтры, является реализация резонаторов с помощью диафрагм. Связь между резонаторами может быть реализована четвертьволновыми волноводными отрезками, существует метод, позволяющий сократить длину межрезонаторной связи втрое. Недостатком таких резонаторов является малая добротность, что существенно ограничивает область их применения. Также существует методика проектирования фильтров на сложных резонансных диафрагмах, позволяющая получать эллиптические АЧХ. Недостатком использования многорезонансных диафрагм является наличие паразитной полосы ниже основной полосы пропускания.

Следует учитывать тот факт, что в Х-диапазоне фильтр приемного тракта должен иметь высокую крутизну ската АЧХ выше полосы прозрачности, а в передающем – ниже, что дает возможность применять фильтры с несимметричной АЧХ. Такие фильтры позволяют сократить количество звеньев и улучшить массогабаритные характеристики даже по сравнению с фильтрами, имеющими эллиптическую АЧХ.

С учётом вышеизложенного, существует необходимость создания компактных фильтров с возможностью формирования нулей передачи, расположенных симметрично и несимметрично относительно полосы прозрачности. Этим требованиям могут соответствовать новые типы волноводных объемных многомодовых резонаторов. Требуются исследования влияния их геометрических размеров на частотные характеристики и собственную добротность, которая определяет потери в полосе пропускания, и крутизну АЧХ. Необходимо исследовать и волноводные фильтры, резонаторы которых реализуются с помощью диафрагм, но при этом должны иметь низкие потери, высокую крутизну и обладать компактностью.

Целью диссертационной работы является исследование различных типов компактных волноводных фильтров с симметричной и несимметричной АЧХ, у которых на полуволновой длине укладывается не менее двух звеньев.

### Задачи диссертационного исследования:

1. Исследование компактных волноводных полосовых фильтров с различными типами межрезонаторных связей;

2. Исследование компактных волноводных трансформаторов сопротивлений;

3. Исследование влияния конструктивных параметров объемных многосекционных волноводных резонаторов на добротность и АЧХ. Создание компактных фильтров на их основе;

4. Исследование влияния конструктивных параметров волноводных полуволновых резонаторов со шлейфом на добротность и АЧХ. Исследование компактных фильтров на их основе.

**Объектом исследования** являются волноводные частотно-селективные устройства для трактов приема и передачи Х-диапазона станций спутниковой связи.

**Методы диссертационного исследования.** При решении задач диссертационного исследования использовались следующие методы: трехмерное электродинамическое моделирование с помощью САПР; экспериментальные исследования.

Основным методом исследования в данной диссертационной работе является электродинамическое моделирование различными методами (метод конечных элементов (finite element method-FEM), метод конечного интегрирования (finite integration method-FI)) в прикладных программных пакетах.

Использование современных САПР позволяет построить компьютерную электродинамическую модель, рассчитать АЧХ в нужном частотном диапазоне, создать конструкторскую документацию для последующего изготовления макетов.

Экспериментальные исследования проводились на векторном анализаторе цепей Keysight PNA-X N5245B.

### Научная новизна.

1. Предложены волноводные полосовые фильтры, реализованные по схемам с индуктивными, емкостными и смешанными связями, отличающиеся тем, что в качестве резонаторов используются диафрагмы, а в качестве элементов связей последовательные короткозамкнутые шлейфы.

2. Предложены новые типы волноводных трансформаторов сопротивлений, содержащие подводящие прямоугольные волноводы различных поперечных сечений, между которыми располагаются диафрагмы и отрезки волноводов, отличающиеся тем, что трансформаторы состоят из чередования диафрагм и односторонних или двухсторонних шлейфов.

3. Предложен новый тип волноводных полосовых фильтров на многосекционных резонаторах, отличающийся тем, что резонаторы состоят из резонирующих секций, связанных между собой посредством диафрагм связи.

4. Предложены новые типы волноводных полосовых фильтров на полуволновых резонаторах со шлейфом, отличающиеся тем, что резонаторы могут быть как объемными Т-образными, так и гребневыми Т- или Y-образной формы.

### Теоретическая и практическая значимость.

Изложенные и раскрытые в диссертационной работе результаты исследования и моделирования доказывают применимость разработанных подходов при проектировании малогабаритных фильтров, трансформаторов сопротивлений, дуплексеров и могут быть использованы как в новых станциях спутниковой и тропосферной связи, так и при их модернизации.

Практическая значимость результатов диссертационной работы:

1. Исследованы полосовые фильтры с магнитными и комбинированными связями с одно- и двухсторонними шлейфами, позволяющие формировать нули передачи выше полосы прозрачности или ниже, изготовлен макет сверхкомпактного фильтра десятого порядка с односторонними шлейфами; имеющего в полосе

прозрачности 7,25-7,75 ГГц вносимые потери не более 0,7 дБ, а уровень ослабления в полосе подавления 7,9-8,4 ГГц составляет не менее 75 дБ, продольный размер фильтра 30 мм;

2. Предложены и исследованы конструкции компактных волноводных трансформаторов с одно- и двухсторонними шлейфами с нулями передачи выше и ниже полосы прозрачности, которые формируют полосы подавления;

3. Изготовлен и исследован фильтр на двухсекционных резонаторах с вносимыми потерями в полосе прозрачности 7,9-8,4 ГГц не более 0,5 дБ и уровнем подавления не менее 73 дБ в полосе частот 7,25-7,75 ГГц, у которого на полуволновой длине укладывается 2 звена;

4. Предложены и исследованы варианты конструкций волноводных полосовых фильтров на объемных и гребневых Т- и Y- образных резонаторах с возможностью формирования нулей передачи ниже и выше полосы прозрачности.

### На защиту выносятся следующие положения:

1. Использование магнитных и электрических межрезонаторных связей в виде одно- и двухсторонних шлейфов в фильтрах на резонаторах в виде диафрагм позволяет получить крутизну одного ската АЧХ К<sub>30</sub> ≥10 при размещении на полуволновой длине фильтра до 9 звеньев;

2. Использование в структурах волноводных трансформаторов квазисосредоточенных элементов в виде диафрагм и шлейфов позволяет получить крутизну одного ската АЧХ К<sub>20</sub> ≥2,5;

3. Порядок волноводных фильтров на многосекционных резонаторах можно увеличивать путем добавления секций в одном резонаторе или каскадированием резонаторов с одинаковым или с различным количеством секций, что позволяет получить крутизну одного ската АЧХ К<sub>30</sub> ≥6;

4. Использование в волноводных фильтрах объемных и гребневых Т- и Yобразных резонаторов позволяют сформировать симметричную или несимметричную АЧХ при длине не менее чем в полтора раза меньшей по сравнению с фильтрами на полуволновых резонаторах с модой TE<sub>101</sub>.

Достоверность полученных результатов обеспечивается корректным использованием современных САПР для электродинамического моделирования с применением различных методов и точностей расчета, использовании высокоточного оборудования и апробированных экспериментальных методик для проведения экспериментальных исследований. Результаты работы являются воспроизводимыми и проверяемыми, наблюдается хорошее совпадение результатов моделирования, экспериментальных исследований и данных, известных из литературы.

### Внедрение результатов.

Результаты работы внедрены в несколько станций спутниковой связи, выпускаемых на АО «НПП «Радиосвязь».

Апробация работы. Результаты работы докладывались на конференциях: на 2001 Microwave Electronics: Measurement, Identification, Applications. Conference Proceedings. MEMIA'2001 (Новосибирск, 2001), Современные проблемы радиоэлектроники (Ростов-на-Дону, 2006), Борисовские чтения (Красноярск, 2021), 2022 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON) (Томск, 2022), СПР-2022 (Красноярск, 2022).

Публикации по теме работы. Всего по теме диссертации опубликовано 9 работ, в т. ч. 3 статьи в журналах из перечня ВАК; получено патентов на изобретение  $P\Phi - 2$  шт., патентов на полезную модель  $P\Phi - 3$  шт.

### Личный вклад автора

Результаты исследований, представленные в диссертационной работе и сформулированные в виде научных положений, получены автором лично или при его непосредственном участии. Результаты работы и направления дальнейших научных исследований обсуждались с научным руководителем и другими членами научного коллектива. Личный вклад автора включает разработку конструкций/структуры фильтров и исследование их параметров, а также выполнение моделирования и экспериментальных исследований с последующей обработкой полученных данных и представлением их в виде графиков.

### Структура и объём диссертации.

Диссертация состоит из введения, 4 глав, заключения, списка сокращений и условных обозначений, списка литературы и 6 приложений. Общий объем диссертации – 165 страницы, включая 117 рисунков и 47 таблиц. Список литературы содержит 82 наименования.

# СОДЕРЖАНИЕ ДИССЕРТАЦИОННОЙ РАБОТЫ

Во введении приведено обоснование актуальности темы, сформулированы цели и задачи диссертационного исследования, приведены защищаемые положения, изложена научная и практическая значимость работы.

В первой главе собрана и обобщена краткая информация о фильтрах, позволяющих сократить продольный размер при этом увеличивающих крутизну АЧХ. С помощью проведенного анализа материалов обзора были определены способы реализации целей и задач диссертационного исследования. Из существующих решений выявлены следующие направления, позволяющие сокращать длину фильтров и при этом формировать нули передачи ниже и выше полосы прозрачности:

- исследование фильтров с резонаторами на квазисосредоточенных элементах, позволяющими значительно сократить продольный размер и формироваить нули передачи как ниже, так и выше полосы прозрачности;

- исследование фильтров на объемных резонаторах, в которых резонирующими являются несколько мод, включая одну или несколько мод TM<sub>110</sub>, сокращающих продольный размер;

- исследование фильтров на двухмодовых объемных и гребневых резонаторах, которые позволяют формировать нули передачи ниже и выше полосы прозрачности.

Во второй главе приводятся результаты исследований полосовых фильтров с резонаторами на диафрагмах, имеющих нули передачи. Показано, что в данных фильтрах можно использовать электрическую симметрию, при которой используются двухсторонние шлейфы и симметричные диафрагмы, либо-без электрической симметрии, с использованием односторонних шлейфов и несимметричных диафрагм.

В главе также исследованы различные типы волноводных трансформаторов сопротивлений на квазисосредоточенных элементах, имеющих полосы подавления, сформированные нулями передачи.

Полосовым фильтрам приемного тракта X-диапазона для обеспечения требуемого подавления частот передачи данного диапазона необходимо иметь высокую крутизну склона AЧX выше полосы прозрачности. В связи с этим, появляется потребность в исследовании различных типов полосовых фильтров с магнитными связями, которые формируют нули передачи выше полосы прозрачности.

На частоты приёма 7,25-7,55 ГГц был промоделирован и изготовлен (см. рис. 1) фильтр восьмого порядка с магнитными (индуктивными) связями с двухсторонним расположением шлейфов, полоса подавления которого 7,9-8,4 ГГц.

Для сравнения был спроектирован классический фильтр со связью между первым и восьмым резонаторами, описанный в работе [1], данные обоих фильтров занесены в таблицу 1.

Из таблицы 1 видно, что фильтр восьмого порядка с магнитными (индуктивными) связями с двухсторонним расположением шлейфов имеет меньшие вно-



Рисунок 1– Фильтр восьмого порядка с магнитными связями с двухсторонними шлейфами: *a*) – изготовленный образец фильтра, *б*) – частотные характеристики фильтра с магнитными связями (сплошные линии) и классического фильтра восьмого порядка со связью между первым и восьмым резонаторами (пунктирные линии)

симые потери и почти вдвое меньшую длину. Также у предложенного фильтра с магнитными связями крутизна АЧХ выше полосы прозрачности по уровню 30 дБ больше в 2,4 раза, а по уровню 80 дБ – в 5,35 раз.

Полосовые фильтры с магнитными связями с последовательными односторонними или двухсторонними шлейфами можно проектировать и сверхкомпакт-

	<u>1</u>	
Название параметра	Фильтр с индуктивными	Фильтр на полуволновых ре-
	связями с Е-плоскостной	зонаторах со связью между
	симметрией	несоседними резонаторами
длина, мм	56,4	107,5
ширина, мм	28,5	28,5
высота, мм	42	26,2
полоса пропускания, ГГц	7,25-7,55	7,25-7,55
вносимые потери, дБ	≤0,3	0,44
КСВН	≤1,3	≤1,3
полоса заграждения, ГГц	7,9-8,4	7,9-8,4
ослабление, дБ	≥80	≥80
крутизна АЧХ	K <sub>30B</sub> =6,86, K <sub>80B</sub> =3,62	K <sub>30B</sub> =2,869, K <sub>80B</sub> =0,675

Таблица 1-Параметры сравниваемых фильтров

ными. Идея сверхкомпактных фильтров основана на следующих фактах: уменьшение продольного размера диафрагм позволяет увеличивать собственную добротность, т.е. при уменьшении высоты окна тонкой диафрагмы не происходит значительного роста вносимых потерь в полосе прозрачности. Уменьшение длины шлейфов тоже не приводит к росту вносимых потерь в полосе прозрачности. Два этих свойства применялись при проектировании фильтра десятого порядка с магнитными связями с односторонними шлейфами одинаковой длины. Изготовленный на 3D-принтере макет фильтра и электрические характеристики показаны на рис. 2.



Рисунок 2 – Сверхкомпактный фильтр десятого порядка с магнитными связями с последовательными односторонними шлейфами одинаковой длины: *а)* –изготовленный макет фильтра десятого порядка, *б)* – частотные характеристики фильтра с магнитными связями (сплошные линии) и фильтра десятого порядка на TM-резонаторах (пунктирные линии)

Для сравнения был спроектирован фильтр десятого порядка на ТМрезонаторах, представленный в статье [2], данные обоих фильтров занесены в таблицу 2.

Из таблицы 2 видно, что фильтр десятого порядка с магнитными связями с односторонним расположением шлейфов имеет сравнимые вносимые потери и

raomina 2 mapamerphi epahinbaembix wimbroob				
Название параметра	Фильтр с индуктивными свя-	Фильтр на ТМ-		
	зями без Е-плоскостной	резонаторах		
	симметрии			
длина, мм	30	93		
ширина, мм	28,5	28,5		
высота, мм	22,7	29,4		
полоса пропускания, ГГц	7,25-7,75	7,25-7,75		
вносимые потери, дБ	0,6	0,69		
КСВН	≤1,2	1,32		
полоса заграждения, ГГц	7,9-8,4	7,9-8,4		
ослабление, дБ	≥80	≥95		
крутизна АЧХ	K <sub>30B</sub> =10,106, K <sub>80B</sub> =5,535	K <sub>30B</sub> =11,183, K <sub>80B</sub> =2,986		

более, чем втрое меньшую длину. У предложенного фильтра с магнитными свя-Таблица 2-Параметры сравниваемых фильтров

зями крутизна АЧХ выше полосы прозрачностипо уровню 30 дБ хуже в 1,1 раза, но по уровню 80 дБ лучше в 1,85 раз.

Исследования показали, что использование шлейфов одинакового волноводного сечения увеличивают уровень подавления, а использование двухсторонних шлейфов расширяют ширину полосы подавления. Также показана возможность размещения на полуволновой длине 9 звеньев, что позволяет делать фильтры данного типа сверхкомпактными.

Для увеличения крутизны АЧХ ниже полосы прозрачности вместо магнитных связей требуется применение электрических связей (емкостных), однако при таком подходе данный фильтр обладает характеристикой квази-ФВЧ, т.е выше полосы прозрачности уровень подавления низкий, не более 10 дБ. Для повышения уровня подавления выше полосы прозрачности произведем замену связей у крайних резонаторов с электрической на магнитную, такой фильтр назовем фильтром со смешанными (комбинированными) связями. На рис.3 показан фильтр восьмого порядка со смешанными связями с односторонним расположением шлейфов.



Рисунок 3– Полосовой фильтр восьмого порядкасо смешанными связями с последовательными односторонними шлейфами: *a*) – электродинамическая модель фильтра, *б*) – изготовленный образец фильтра, *в*) – теоретические и экспериментальные частотные характеристики фильтра

К фильтру при моделировании предъявлялись следующие требования: -полоса прозрачности 7,25–7,54 ГГц;

-допустимый уровень вносимых потерь в полосе прозрачности 0,45 дБ;

-допустимый уровень КСВН в полосе прозрачности 1,3 (S<sub>11</sub>=-17,7 дБ);

-минимальный уровень ослабления на частоте 7,045 ГГц 60 дБ.

Уровень вносимых потерь полосового фильтра в полосе прозрачности 0,36 дБ, уровень КСВН в полосе прозрачности 1,22 (S<sub>11</sub>=-20,08 дБ) и ослабление на частоте 7,045 ГГц составляет 97 дБ. Фильтра имеет ширину 28,5 мм, высоту 22,3 мм и продольный размер 48.8 мм, входные волноводы имеют сечение 28,5х12,6 мм. Графики на рис. 7,*в* демонстрируют хорошее совпадение теоретических и экспериментальных характеристик. Изготовленный фильтр состоит из двух стенок, соединенных посередине широкой стенки волновода. Фильтр обладает массой 100 грамм. Данный фильтр изготовлен из алюминия с покрытием

Хим.Н12.М6.Ср.6 и полностью соответствует предъявляемым требованиям при моделировании.

Поскольку у данных полосовых фильтров резонаторы выполняются диафрагмами, то уменьшение продольного размера шлейфов не должно сильно увеличивать потери. Эти доводы приводят к возможности реализации сверхкомпактного фильтра со смешанными связями с односторонним расположением шлейфов одинаковой длины.

Исследования полосовых фильтров со смешанными связями показало, что использование шлейфов одинакового волноводного сечения увеличивает крутизну ската АЧХ ниже полосы прозрачности. Также показана возможность размещения на менее чем полуволновой длине 8 звеньев, что позволяет делать фильтры данного типа сверхкомпактными.

Часто в трактах приема и передачи возникает необходимость в волноводных трансформаторах сопротивлений, классические типы которых (ступенчатые и плавные) не способны формировать полосы подавления.

Соединение двух волноводов разного сечения обычно осуществляется либо



Рисунок 4– Волноводный трансформатор сопротивлений с двухсторонним расположением шлейфов: *а)* –электродинамическая модель трансформатора, *в)* – частотные характеристики трансформатора с двухсторонним расположением шлейфов (сплощные линии) и трансформатор, рассчитанный по работе [3] (пунктирные линии)

плавным переходом, либо с помощью многосекционных четвертьволновых преобразователей. Длина перехода определяется шириной полосы частот и уровнем КСВН ( $S_{11}$ ) в ней. Такие переходы рассчитываются с помощью таблиц. Другой подход заключается в том, что переход состоит из отрезков волноводов и дополнительных резонансных диафрагм, что сокращает продольный размер.

Конструкция на сосредоточенных реактивных элементах позволяет значительно уменьшить длину трансформатора. Параллельные емкости реализуются емкостными диафрагмами, а последовательные индуктивности - последовательными двухсторонними шлейфами, следовательно, волноводный трансформатор сопротивлений основан на ФНЧ-структуре (см. рис.4).

Волноводный трансформатор импедансов на ФНЧ-структуре с последовательными двухсторонними шлейфами имеет уровень вносимых потерь 0,08 дБ в полосе прозрачности 7,12-8,5 ГГц, КСВН в полосе прозрачности 1,2 (S<sub>11</sub>≤-20,8 дБ), ослабление в полосе подавления 9,82-12,36 ГГц не менее 40 дБ. Паразитная полоса прозрачности начинается с частоты 13,3 ГГц.

Для сравнения был рассчитан волноводный трансформатор по работе [3]. Габаритные размеры перехода следующие: длина 16,2 мм, ширина 47,9 мм, высота 16,2 мм, потери в полосе прозрачности 0,02 дБ (меньше на 0,06 дБ), КСВН 1,1 ( $S_{11}$ =-26,44 дБ)(меньше на 0,1), но данный переход не формирует полосу подавления в диапазоне частот 9,82-12,36 ГГц (см. рис.4, $\delta$ ). Таким образом, волноводный трансформатор сопротивлений с двухсторонними шлейфами при более, чем вдвое меньшей ширине имеет уровень ослабления в полосе подавления 40 дБ.

Следует отметить, что в трансформаторах можно использовать и односторонние шлейфы, благодаря которым почти вдвое уменьшается высота. Однако, применение односторонних шлейфов приводит к сужению полосы подавления и к уменьшению уровня ослабления в ней.

Трансформаторы можно также делать на структуре квази-ФВЧ (фильтр верхних частот). Для этого последовательные емкости, как и у рассмотренных фильтров с емкостными или смешанными связями, можно реализовывать односторонними или двухсторонними шлейфами.

В третьей главе описаны многосекционные резонаторы и полосовые фильтры с их использованием с нулями передачи. Показано, что двухсекционные резонаторы являются двухмодовыми с нулем передачи ниже или выше полосы прозрачности в зависимости от высоты нерасщепленной части. Также такие резонаторы при разных способах подключения входных волноводов могут формировать один ноль передачи или два. Последующее увеличение числа секций позволяет увеличивать количество связанных мод в резонаторе, были исследованы резонаторы от трех- до двенадцатисекционного. Показана возможность каскадирования многосекционных резонаторов.

Предложены принципы создания сверхкомпактных фильтров и исследованы их частотные характеристики.

На основе двухсекционных резонаторов был промоделирован, а затем изготовлен полосовой фильтр восьмого порядка, показанный на рис. 5,*a*.

Габаритные размеры фильтра: продольный размер 87мм (включая переходы на входе и выходе с сечения 28,5х12,6 на 35х15 по 12 мм каждый), ширина 47 мм (ширина приведена по волноводному фланцу), высота 62,6 мм, включая регулировочные винты, масса алюминиевого фильтра 220 г, подводящие волноводы имеют сечение 35х15 мм, ширина резонаторов 22 мм.



Рисунок 5 – Волноводный полосовой фильтр восьмого порядка: *a*) – изготовленный образец фильтра, *б*) – частотные характеристики фильтра

Алюминиевый полосовой фильтр обладает максимальным уровнем вносимых потерь в полосе прозрачности 0,41 дБ, минимальный уровень ослабления в полосе подавления 73,45 дБ, максимальный уровень КСВН в полосе прозрачности 1,27 ( $S_{11} \le -18,49$  дБ). Паразитная полоса данного фильтра находится в диапазоне частот от 10,67 ГГц до 10,8 ГГц. Эту паразитную полосу формируют входные диафрагмы связи. Теоретические и экспериментальные частотные характеристики фильтра показаны на рис. 5, $\delta$ , видно, что они хорошо совпадают. Фильтр полностью соответствует предъявляемым требованиям.



Рисунок 6 – Малогабаритный волноводный полосовой фильтр восьмого порядка: *a*) – электродинамическая модель фильтра; *б*) – частотные характеристики фильтра

Также был разработан компактный полосовой фильтр восьмого порядка, к которому при моделировании предъявлялись те же требования, что и к вышерассмотренному фильтру.

Электродинамическая модель фильтра восьмого порядка и его частотные характеристики (сплошные линии) показаны на рис. 6. Для сравнения был промоделирован волноводный фильтр восьмого порядка с НУ, который описан в работе [4]. Данные обоих фильтров занесены в таблицу 3.

Название параметра	Фильтр на двухмодовых	Фильтр на полуволновых
	резонаторах	резонаторах с НУ
длина, мм	34,8	195,3
ширина, мм	28,5	46,1
высота, мм	34,5	12,6
полоса пропускания, ГГц	7,9-8,4	7,9-8,4
вносимые потери, дБ	≤0,58	0,58
КСВН	≤1,3	≤1,26
полоса заграждения, ГГц	7,25-7,75	7,25-7,75
ослабление, дБ	≥71	≥80
крутизна АЧХ	К <sub>30H</sub> =8,183, К <sub>70H</sub> =3,133	K <sub>30H</sub> =8,902, K <sub>70H</sub> =3,251
	K <sub>30B</sub> =3,048, K <sub>70B</sub> =0,933	K <sub>30B</sub> =1,698, K <sub>70B</sub> =0,211

Таблица 3- Параметры сравниваемых фильтров

Из таблицы 3 видно, что фильтр восьмого порядка на двухсекционных резонаторах имеет длину более чем в 5,5 раз меньшую, чем у фильтра восьмого порядка с НУ. Также фильтр на двухсекционных резонаторах имеет уровень ослабления в полосе подавления 9-10 ГГц не менее 80 дБ, а фильтра восьмого порядка с НУ только 25 дБ. У предложенного фильтра на двухсекционных резонаторах крутизна АЧХ выше полосы прозрачности по уровню 30 дБ лучше в 1,8 раза, а по уровню 70 дБ - в 4,4 раза.

Селективные свойства резонатора можно улучшать путем добавления секций. Увеличение их количества добавляет резонирующие моды в резонаторе и



Рисунок 7– Волноводные многосекционные резонаторы: *а)* – электродинамическая модель четырехсекционного резонатора, *б)* – электродинамическая модель десятисекционного резонатора, *в)* – частотные характеристики резонаторов улучшает крутизну скатов АЧХ. Для подтверждения этого, были промоделированы резонаторы с числом секций от трех до двенадцати, на рис. 7 показаны четырех- и десятисекционный резонаторы и их частотные характеристики.

Четырехсекционный резонатор из алюминия имеет вносимые потери 0,48 дБ в полосе пропускания 7,26-7,653 ГГц и КСВН 1,3 ( $S_{11} \leq -17,69$  дБ), ослабление на частотах 7,01 ГГц и 7,762 ГГц составляет не менее 20 дБ, а на частотах 6,888 ГГц и 7,814-9,09 ГГц - не менее 30 дБ. Паразитная полоса начинается на частоте 10,88 ГГц. Габаритные размеры 17x28,5x32,55 мм (длина, ширина, высота). Также был рассчитан десятисекционный резонатор, имеющий вносимые потери 1,16 дБ в полосе прозрачности 7,25-7,75 ГГц и КСВН 1,4 ( $S_{11} \leq -15,56$  дБ), ослабление на частотах 7,01 ГГц и 6,845 ГГц составляет 40 дБ и 60 дБ соответственно, а на частоте 7,843 ГГц - не менее 60 дБ. Ослабление в диапазоне частот 7,843-9,49 ГГц не менее 80 дБ.

Увеличивать крутизну АЧХ также можно каскадированием многосекционных резонаторов. Для подтверждения выдвинутых утверждений был рассчитан шестизвенный фильтр на двух трехсекционных резонаторах (рис. 8,*a*), в этом случае резонаторы связаны между собой с помощью диафрагмы, расположенной в расщепленных частях.

Для сравнения был промоделирован фильтр шестого порядка на паре трехмодовых резонаторов, описанный в статье [5]. Данные обоих фильтров занесены в таблицу 4.



Рисунок 8 – *a*) — электродинамическая модель фильтра шестого порядка на двух трехсекционных резонаторах, *б*) — частотные характеристики фильтра на двух трехсекционных резонаторах (сплошные линии) и известного фильтра на двух трехмодовых резонаторах (пунктирные линии)

Из таблицы 4 видно, что фильтр на двух трехсекционных резонаторах имеет длину на треть меньшую, чем известный фильтр на двух трехмодовых резонаторах. Также фильтр на двух трехсекционных резонаторах имеет паразитную полосу прозрачности, начинающуюся с частоты 11,1 ГГц, а известный- с частоты 9,4 ГГц. Крутизна АЧХ сравниваемых фильтров ниже и выше полосы прозрачности по уровню 30 дБ мало отличается.

ruomidu i mupumerphi epublimbuembix emilipeb				
Название параметра	Фильтр на трехсекционных	Известный фильтр на трех-		
	резонаторах	модовых резонаторах		
длина, мм	40	60,49		
ширина, мм	28,5	28,5		
высота, мм	30,25	29,65		
полоса пропускания, ГГц	7,39-7,63	7,39-7,63		
вносимые потери, дБ	0,62	0,6		
КСВН	1,25	1,35		
полоса заграждения, ГГц	7,9-8,4	7,9-8,4		
ослабление, дБ	≥60	≥56		
крутизна АЧХ	K <sub>30H</sub> =3,933, K <sub>30B</sub> =1,722	$K_{30H}=3,109, K_{30B}=1,94$		

Таблица 4- Параметры сравниваемых фильтров

Если фильтр восьмого порядка делать на одном четырех - и паре двухсекционных резонаторах, то по одному нулю передачи с каждой стороны от полосы прозрачности будет формировать четырехсекционный резонатор, еще два нуля передачи ниже или выше полосы прозрачности сформируют два двухсекционных резонатора. На рис.9 показан фильтр восьмого порядка на одном четырехсекционном и паре двухсекционных резонаторов и его частотные характеристики, при этом фильтр имеет продольную симметрию относительно центра. Фильтр обладает продольным размером 33 мм при ширине 28,5 мм и высоте 35,9 мм. Полоса прозрачности фильтра 7,25-7,55 ГГц, в которой максимальный уровень вносимых



Рисунок 9 -Фильтр восьмого порядка на одном четырехсекционном и паре двухсекционных резонаторов: *а*) — электродинамическая модель фильтра, *б*) — частотные характеристики фильтра

потерь 0,61 дБ, фильтр имеет сверхнизкий уровень КСВН, не превышающий значения 1,05 (S<sub>11</sub>≤-32,25 дБ), Уровень ослабления в полосе подавления (7,9-9,5 ГГц) не менее 80 дБ. Наличие нуля передачи ниже полосы прозрачности формирует уровень ослабления до частоты 7,14 ГГц не менее 40 дБ.

В четвертой главе описаны различные типы волноводных полуволновых резонаторов, содержащих четвертьволновый шлейф и полосовых фильтров на их основе. Показано, что расположение четвертьволнового шлейфа в середине волноводного полуволнового резонатора позволяет сформировать второй резонанс в полосе прозрачности и один ноль передачи выше или ниже полосы прозрачности.

Для демонстрации преимуществ использования в фильтре Т-образных резонаторов были промоделированы следующие фильтры: классический фильтр четвертого порядка и фильтр на Т-образных резонаторах первого типа (всего их четыре) тоже четвертого порядка. Размеры этих фильтров в миллиметрах приведены на рис. 10,*а*. Фильтровые структуры выполнены на волноводах сечением 28,5х12,6 мм. Частотные характеристики фильтров изображены на рис.10,*б*.

Из рис. 10 видно, что полосовой фильтр на объемных Т-образных резонаторах имеет продольный размер 50,15 мм, а классический – 96,4 мм, т.е. фильтр на Т-образных резонаторах имеет почти вдвое меньший продольный размер. Максимальный уровень КСВН обоих фильтров в полосе прозрачности 7,25-7,75 ГГц 1,25 ( $S_{11}\leq-19,08$  дБ), максимальный уровень вносимых потерь в полосе прозрачности у фильтра на Т-образных резонаторах 0,15 дБ (у классического – 0,21 дБ). У фильтра на Т-образных резонаторах крутизна низкочастотного ската АЧХ составляет  $K_{20H}=6,413$ , а высокочастотного –  $K_{20B}=3,925$ , а у классического-  $K_{20H}=2,262$  и  $K_{20B}=1,084$ . Таким образом, крутизна склонов АЧХ фильтра на Т-образных резонаторах более чем в 2,8 раза.



Рисунок 10– Фильтры четвертого порядка классический и на Т-образных резонаторах: *a*) – структуры фильтров, *б*) – теоретические частотные характеристики классического фильтра (пунктирные линии) и фильтра на Т-образных резонаторах (сплошные линии)

Для подтверждения теоретических расчетов были промоделированы и изготовлены два дуплексера: один для тракта приема, состоящий из десятизвенного фильтра с магнитными связями и четырехзвенного фильтра на двух Т-образных резонаторах, другой - для тракта передачи, состоящий из восьмизвенного фильтра на двухсекционных резонаторах и пятизвенного фильтра на двух Т-образных и одном полуволновом резонаторах.



Рисунок 11 – Волноводный дуплексер: a) – изготовленный макет дуплексера,  $\delta$ ) – частотные

#### характеристики дуплексера

Изготовленный образец - на рис. 11, а, а расчетные и экспериментальные характеристики- на рис. 11,6. Габаритные размеры дуплексера следующие: ширина 47,8 мм, высота 105,2 мм и длина 136 мм, масса 0,63 кг. Изготовленный дуплексер из алюминия с покрытием Хим.Н12.М6.Ср.6 обладает следующими параметрами: максимальный уровень вносимых потерь В полосе прозрачности (7,25-7,75 ГГц) 0,7 дБ, максимальный уровень КСВН в полосе прозрачности 1,3 (S<sub>11</sub>≤-17,7 дБ), уровень ослабления в диапазоне 7,9-8,4 ГГц не менее 80 дБ, максимальный уровень вносимых потерь в диапазоне 7,9-8,4 ГГц 0,2 дБ, максимальный уровень КСВН в полосе прозрачности фильтра на Т-образных резонаторах первого типа 1,3 (S<sub>11</sub>≤-17,7 дБ), уровень ослабления в диапазоне 7,25-7,75 ГГц не менее 38 дБ.

У данного фильтра четвертого порядка с несимметричной АЧХ крутизна низкочастотного ската составляет  $K_{20H}$ =16,868, а у классического фильтра четвертого порядка -  $K_{20H}$ =2,236, то есть в 7,54 раза меньше при сокращении длины в 1,89 раз.

Изготовленный макет другого дуплексера показан на рис. 12,*a*, а теоретические и экспериментальные частотные характеристики - на рис. 12,*b*. Размеры Ширина фильтра пятого порядка 35 мм, радиусы всех скруглений под фрезу 1,5 мм. Габаритные размеры дуплексера следующие: ширина 47 мм, высота 137,4 мм и продольный размер 145 мм, масса 0,68 кг. Изготовленный дуплексер из алюминия с покрытием Хим.Н12.М6.Ср.6 обладает следующими параметрами: максимальный уровень вносимых потерь в полосе прозрачности (7,25-7,75 ГГц) 0,3 дБ, максимальный уровень КСВН в полосе прозрачности 1,35 (S<sub>11</sub> $\leq$ -16,54 дБ), уровень ослабления в диапазоне 7,9-8,4 ГГц не менее 30 дБ, максимальный уровень вносимых потерь в диапазоне 7,9-8,4 ГГц 0,5 дБ, максимальный уровень КСВН в полосе прозрачности фильтра восьмого порядка 1,35 (S<sub>11</sub> $\leq$ -16,54 дБ), уровень ослабления в диапазоне 7,25-7,75 ГГц не менее 73 дБ.



Рисунок 12 – Волноводный дуплексер: *a*) – изготовленный макет дуплексера, *б*) –частотные характеристики дуплексера

У фильтра на двух Т-образных и одном полуволновом резонаторах крутизна высокочастотного ската АЧХ составляет  $K_{20B}=23,435$ , а у классического фильтра пятого порядка с аналогичной полосой прозрачности -  $K_{20B}=1,9$ , то есть в 12,33 раз меньше при уменьшении длины в 1,63 раз.

Выше были представлены результаты исследований волноводных объёмных Т-образных резонаторов и фильтров, в состав которых они входят. Волноводный Т-образный резонатор можно реализовать и по-другому, в виде Т- или Үобразных гребней, расположенных продольно или поперечно в волноводе.

У гребневого Т-образного резонатора нижняя грань заземляется на нижнюю широкую стенку волновода, а верхняя грань гребня образует с верхней широкой стенкой емкостной зазор. С одной стороны уменьшение емкостного зазора (увеличение высоты гребня) понижает резонансные частоты и тем самым уменьшает размеры резонатора, с другой - уменьшает собственную добротность и увеличивает вносимые потери в полосе прозрачности. Данный тип резонаторов можно располагать продольно или поперечно внутри волновода.



Рисунок 13 – Фильтр четвертого порядка на двух продольных гребневых Т-образных резонаторах: *a*) – структура фильтра, *б*) – результаты моделирования сравниваемых фильтров: на продольных гребневых резонаторах и классического

Фильтр четвертого порядка из алюминия на продольных гребневых резонаторах с нижним и верхним расположением нулей передачи показан на рис. 13. Этот фильтр имеет следующие электрические характеристики: в полосе прозрачности 7,25-7,75 ГГц максимальный уровень вносимых потерь фильтра составил 0,63 дБ, максимальный уровень КСВН в полосе прозрачности 1,36 (S<sub>11</sub> $\leq$ -16,33 дБ), уровень ослабления до частоты 7,13 ГГц не менее 17 дБ, в диапазоне частот 7,85-9,97 ГГц не менее 22 дБ, паразитная полоса прозрачности начинается с частоты 10,39 ГГц. Фильтр обладает продольным размером 48,1 мм при ширине 28,5 мм и высоте 12,6 мм, что вдвое меньше длины фильтра на индуктивных диафрагмах (классического), при этом крутизна АЧХ низкочастотного ската больше в 2,89 раза ( $K_{20H}$ =6,542 и  $K_{20H}$ =2,262), а высокочастотного – в 3,63 раза ( $K_{20B}$ =3,935 и  $K_{20B}$ =1,084).

Также был исследован с помощью моделирования фильтр четвертого порядка из алюминия на поперечных гребневых резонаторах с нижним и верхним расположением нулей передачи, показанный на рис. 14. Этот фильтр имеет следующие электрические характеристики: в полосе прозрачности 7,48-7,83 ГГц максимальный уровень вносимых потерь фильтра составил 0,5 дБ, максимальный уровень КСВН в полосе прозрачности 1,22 (S<sub>11</sub> $\leq$ -20,08 дБ), уровень ослабления до частоты 7,38 ГГц не менее 16 дБ, в диапазоне частот 7,94-9,47 ГГц не менее 20 дБ, паразитный резонанс на частоте 9,48 ГГц. Фильтр обладает продольным размером 44,9 мм при ширине 28,5 мм и высоте 12,6 мм, что вдвое меньше длины фильтра на индуктивных диафрагмах (классического), при этом крутизна АЧХ низкочастотного ската больше в 2,12 раза ( $K_{20H}$ =4,613 и  $K_{20H}$ =2,168), а высокочастотного – в 2,66 раза ( $K_{20B}$ =3,711 и  $K_{20B}$ =1,395).



Рисунок 14 – Фильтры четвертого порядка: *a*) – структура фильтра на поперечных Т-образных резонаторах, *б*) – результаты моделирования сравниваемых фильтров: на поперечных гребневых резонаторах и классического

**В заключении** изложены основные научные и практические результаты работы, а также перспективы дальнейших исследований.

### ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ РАБОТЫ

1) Предложены и исследованы полосовые волноводные фильтры с магнитными, электрическими и комбинированными связями с помощью электродинамического моделирования, показано, что фильтры с магнитными связями формируют нули передачи выше полосы прозрачности, т.е. увеличивают крутизну высокочастотного ската АЧХ, а фильтры с электрическими связями- низкочастотного. Фильтры с комбинированными связями увеличивают крутизну как низкочастотного ската, так и высокочастотного. Показана возможность реализации сверхкомпактного десятизвенного фильтра с магнитными связями с полосой пропускания на частотах приема Х-диапазона, с подавлением частот передачи Х-диапазона не менее 80 дБ, при этом фильтр имеет длину 30 мм и потери в полосе пропускания 0,6 дБ.

2) Предложены компактные волноводные трансформаторы сопротивлений, обладающие полосой заграждение, на основе структур квазиФНЧ и квазиФВЧ.

3) Предложены и исследованы многосекционные резонаторы на моде  $TE_{101}$  и связанных модах  $TM_{110}$ . Показано, что фильтры на данном типе резонаторов способны формировать нули передачи выше и ниже полосы прозрачности. Был изготовлен полосовой фильтр восьмого порядка на двухсекционных резонаторах на частоты передачи Х-диапазона с подавлением частот приема этого же диапазона, максимальный уровень вносимых потерь фильтра в полосе прозрачности не более 0,5 дБ, минимальный уровень ослабления на частотах приема 73 дБ, при этом продольный размер фильтра 63 мм. Промоделирован и более компактный вариант этого фильтра, который обладает продольным размером 34,8 мм и имеет в полосе прозрачности максимальный уровень вносимых потерь 0,58 дБ, а минимальный уровень ослабления 71 дБ.

4) Исследования волноводных объемных и гребневых Т- и Y-образных резонаторов показали возможность формирования нуля передачи как выше, так и ниже полосы прозрачности, следовательно, фильтры на данном типе резонаторов формируют либо симметричную AЧХ, либо несимметричную.

Таким образом, показано несколько типов полосовых фильтров, позволяющих существенно сократить продольный размер без значительного ухудшения вносимых потерь, при этом все исследованные фильтры способны увеличивать крутизну скатов АЧХ.

### СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

АЧХ – амплитудно-частотная характеристика
КСВН – коэффициент стоячей волны по напряжению
НУ – нерезонирующий узел
ФВЧ – фильтр высоких частот
ФНЧ – фильтр нижних частот
САПР – система автоматизированного проектирования
СВЧ – сверхвысокие частоты

### СПИСОК ПУБЛИКАЦИЙ

### Статьи, входящие в перечень рекомендуемых ВАК изданий:

1. Соркин А.А. Компактные полосно-пропускающие волноводные фильтры с индуктивными связями с *E*-плоскостной симметрией и без *E*-плоскостной симметрии. Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, № 5. С. 32–41.

2. Соркин А.А. Волноводный трехмодовый резонатор. Письма в ЖТФ, №22, 2023. -С.16-18.

3. Соркин А.А. Волноводные двухмодовые полосно-пропускающие фильтры на полуволновых резонаторах со шлейфами. Доклады ТУСУР. том 26, №1, 2023. -С.26-33.

#### Патенты

1. Пат. № 229602, Российская Федерация. Волноводный двухмодовый фильтр СВЧ / Соркин А. А., заявитель и патентообладатель ФГАОУ ВО «СФУ». – № 2024117480, заявл. 25.06.2024, опубл. 16.10.2024.

2. Пат. № 229951, Российская Федерация. Волноводный фильтр СВЧ/ Соркин А. А., заявитель и патентообладатель ФГАОУ ВО «СФУ». – № 2024123682, заявл. 16.08.2024, опубл. 06.11.2024.

3. Пат. № 230097, Российская Федерация. Волноводный двухмодовый фильтр СВЧ/ Соркин А. А., заявитель и патентообладатель ФГАОУ ВО «СФУ». – № 2024125271, заявл. 25.06.2024, опубл. 14.11.2024.

4. Пат. № 2829705, Российская Федерация. Фильтр СВЧ/ Соркин А. А., заявитель и патентообладатель ООО НПО «ЮСТ . – № 2022125089, заявл. 26.09.2022, опубл. 05.11.2024.

5. Пат. № 2830498, Российская Федерация. Волноводный двухмодовый фильтр СВЧ/ Соркин А. А.,заявитель и патентообладатель ООО НПО «ЮСТ». – № 2022130187, заявл. 21.11.2022, опубл. 20.11.2024.

### Статьи и тезисы в трудах российских и международных конференций:

1. A.A. Sorkin. Compact Bandpass Waveguide Filters with Capacitive or Mixed Couplings with E-plane Symmetry and without E-plane Symmetry. 2022 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON), pp.1-4.

2. Соркин А.А., Саломатов Ю.П. Компактные полосно-пропускающие волноводные фильтры с индуктивными связями с Е-плоскостной симметрией и без Е-плоскостной симметрии. СПР-2022, с.257-262.

3. Соркин А.А., Саломатов Ю.П. Волноводные полосно-пропускающие фильтры на полуволновых резонаторах со шлейфами. СПР-2022, с.216-220.

4. Соркин А.А, Соркин А.Р. Волноводный фильтр с индуктивными связями. Современные проблемы радиоэлектроники. Ростов-на-Дону.-2006.-С.241-243.

5. A.R. Sorkin, A.A. Sorkin. The waveguide transformer on the lumped elements. 2001 Microwave Electronics: Measurement, Identification, Applications. Conference Proceedings. MEMIA'2001 (Cat. No.01EX474), pp.112-114. DOI: 10.1109/MEMIA.2001.982332 6. A.A. Sorkin. Waveguide passband filters on half-wave resonators with stubs. Борисовские чтения, Красноярск, 2021, с.279-282.

## Список использованных источников

1. Reddy D.S. Virtual negative coupling in folded waveguide cavity filter for space applications / D.S. Reddy, B. Gowrish, V.K. Velidi, A.V.G. Subramanyam, V.V. Srinivasan, Y. Mehta // 2015 IEEE MTT-S International Microwave and RF Conference (IMaRC). –2015. –P. 118–120. DOI:10.1109/IMaRC.2015.7411373.

2. Tang B. The Design of Linear TM Mode Filters with Nonresonating TE Mode / B. Tang, Y. Yang, X. Zheng // 2021 International Conference on Computer, Control and Robotics (ICCCR). -2021. -P. 246-249. DOI:10.1109/ICCCR49711.2021.9349394.

3. Б. В. Прокофьев, М. А. Мартыненко. Короткие волноводные трансформаторы сопротивлений. Журнал Радиоэлектроники, №11, 2013, с.1-12.

4. Xiao H. Design of W-band Quasi-Elliptic Waveguide Filters Using Non-Resonating Nodes / H. Xiao, J. Duan, B. Zhang, C. Huang, Y.Tian // 2018 IEEE International Conference on Computer and Communication Engineering Technology (CCET). –2018. –P. 176–180. DOI:10.1109/CCET.2018.8542207.

5. Mattes M. Six-pole triple mode filters in rectangular waveguide / M. Mattes, J. Mosig, M. Guglielmi // 2000 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.00CH37017). –2000. –P. 1775–1778. DOI: 10.1109/MWSYM.2000.862323.