

Федеральное государственное автономное образовательное учреждение
высшего образования
«Сибирский федеральный университет»

На правах рукописи



Соркин Александр Анатольевич

Компактные волноводные фильтры

Специальность 2.2.14

Антенны, СВЧ устройства и их технологии

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:

Саломатов Юрий Петрович

кандидат технических наук,

профессор

Красноярск – 2025

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	4
1 Современные способы увеличения крутизны АЧХ волноводных полосно-пропускающих фильтров	12
1.1 Фильтры на основе одномодовых объемных резонаторов.....	12
1.2 Фильтры с нерезонирующими узлами или неоднородностями.....	22
1.3 Двух- и трехмодовые резонаторы и фильтры на их основе.....	25
1.4 Другие типы фильтров с полюсами затухания.....	35
1.5 Выводы	42
2 Исследование волноводных фильтрующих устройств с односторонним и двухсторонним расположением шлейфов.....	44
2.1 Волноводные фильтры с магнитными связями	44
2.2 Волноводные фильтры с электрическими и комбинированными связями ..	61
2.3 Волноводные трансформаторы сопротивлений на квазисосредоточенных элементах.....	70
2.4 Выводы	82
3 Исследование волноводных многосекционных резонаторов и фильтров на их основе	84
3.1. Волноводные двухсекционные резонаторы связанные с входными волноводами в расщепленной части.....	84
3.2 Волноводные двухсекционные резонаторы с двумя нулями передачи	92
3.3 Фильтры на основе двухсекционных резонаторов.....	96
3.4 Многосекционные резонаторы и фильтры на их основе.....	106
3.5 Выводы.....	117
4 Исследование различных типов волноводных полуволновых резонаторов со шлейфом и фильтров на их основе	119
4.1. Волноводные объемные Т-образные резонаторы	119

4.2. Волноводные полосовые фильтры на объемных Т-образных резонаторах	125
4.3. Волноводные гребневые резонаторы с четвертьволновым шлейфом продольного и поперечного типов	135
4.4. Волноводные полосовые фильтры на гребневых резонаторах со шлейфом различных типов	140
4.5. Выводы	145
ЗАКЛЮЧЕНИЕ. ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ РАБОТЫ	146
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ	148
Список использованных источников	148
Приложение А	160
Приложение Б	161
Приложение Г	163
Приложение Д	164
Приложение Е	165

ВВЕДЕНИЕ

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 X-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 [1,2] 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 X-диапазона.

Одним из способов сокращения продольного размера является фильтр на свернутых полуволновых резонаторах [3]. 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 X-

диапазона являются фильтры [4-6], 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 [7,8]. 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 пропускания (пропускания) [9]. 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 [10]. 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 [11]. Недостатком использования многорезонансных диафрагм является наличие паразитной полосы ниже основной полосы пропускания.

Следует учитывать тот факт, что в X -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. Требуется исследование 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 X-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 путем измерения S-параметров при помощи векторного анализатора 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 $K_{30} \geq 10$ 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 $K_{20} \geq 2,5$;

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 $K_{30} \geq 6$;

4. Использование в волноводных фильтрах объемных и гребневых Т- и Y- образных 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_{101} .

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), СИР-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 РФ – 2 шт., патентов на полезную модель РФ – 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.

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

Первая глава диссертационной работы представляет собой обзор

современных конструкций волноводных полосовых фильтров, имеющих нули передачи. Задачей главы является описание способов получения нулей передачи, позволяющих увеличивать крутизну АЧХ, классификация различных конструкций фильтров, имеющих нули передачи. Особое внимание уделено массогабаритным характеристикам. Приведены достоинства и недостатки известных типов фильтров.

Вторая глава посвящена исследованию компактных волноводных трансформаторов, имеющих полосы подавления. Также описаны исследования волноводных полосовых фильтров с магнитными, электрическими и комбинированными связями с одно- и двухсторонними шлейфами.

Третья глава посвящена исследованию волноводных многосекционных резонаторов и фильтров на их основе.

Четвертая глава посвящена исследованию волноводных объемных Т-образных резонаторов и фильтров на их основе. Также в этой главе приводятся результаты исследований Т- и Y-образных гребневых резонаторов и фильтров на их основе.

1 Современные способы увеличения крутизны АЧХ волноводных полосно-пропускающих фильтров

Волноводные фильтры СВЧ являются неотъемлемой частью различных современных систем связи. Основными из главных требований, предъявляемых к современным волноводным фильтрам являются уменьшение массо-габаритных характеристик и увеличение селективности. Особые сложности вызывает X-диапазон, в котором полосы приема (7,25-7,75 ГГц) и передачи (7,9-8,4 ГГц) расположены очень близко. В обзоре рассматриваются различные способы увеличения крутизны АЧХ.

1.1 Фильтры на основе одномодовых объемных резонаторов

Широкое применение получили волноводные фильтры на основе одномодовых полуволновых резонаторов, в которых межрезонаторная связь осуществляется с помощью диафрагм. Для увеличения крутизны АЧХ с помощью формирования нулей передачи необходимо организовать связь между несоседними резонаторами, работающими на модах TE_{101} или TE_{102} [6,12] (рис. 1.1). Недостатком этих фильтров являются габаритные размеры из-за полуволновой длины каждого резонатора (здесь и далее геометрические размеры оцениваются относительно длины волны в волноводе).

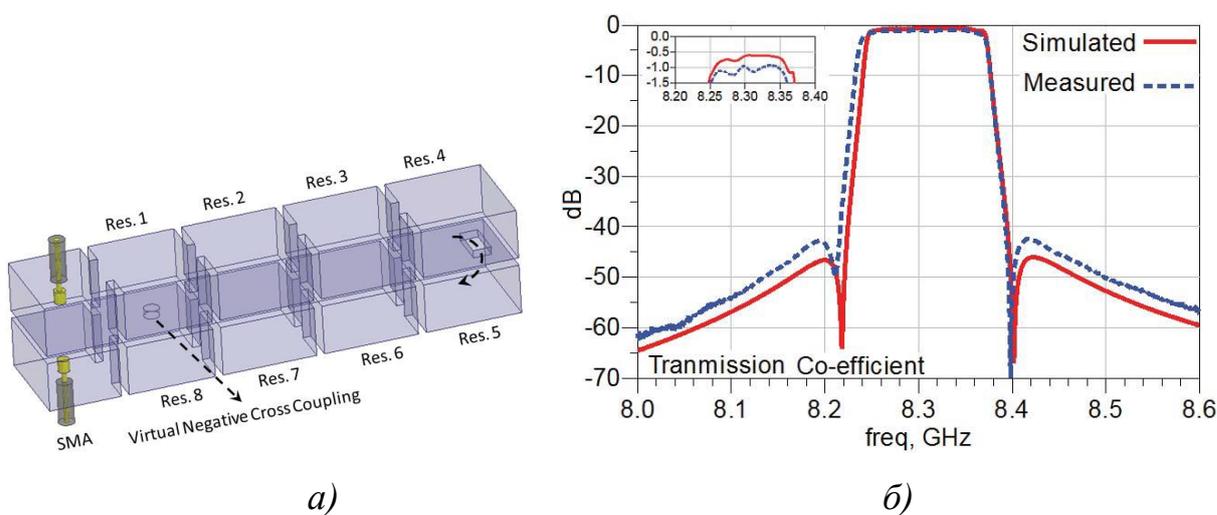


Рисунок 1.1 – *а)* – Волноводный фильтр на объемных полуволновых резонаторах с отрицательной связью между несоседними резонаторами и *б)* – его частотная характеристика

Сформировать связь между первым и последним резонаторами можно и в квадруплетах (рис. 1.2), которые представляют собой свернутый четырехзвенный фильтр [13]. Существенным недостатком данного фильтра является наличие двух паразитных полос пропускания ниже основной.

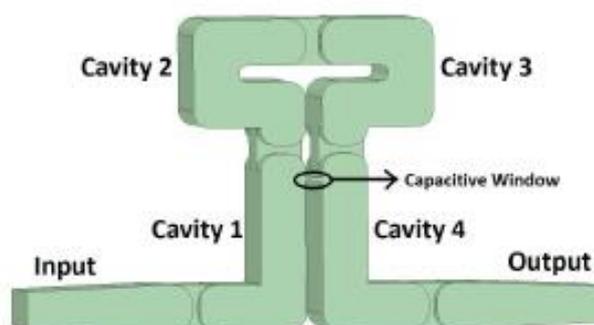


Рисунок 1.2 – Структура фильтра типа квадруплет

В работах [14,15] описывается конструкция и физическая реализация фильтров на гибридном свернутом прямоугольном волноводе, формирующих нули передачи ниже полосы прозрачности. Эти структуры обеспечивают возможность размещения нулей передачи в широком диапазоне частот. Были рассмотрены разные реализации, каждая из которых имеет определенные преимущества с точки зрения простоты производства, количества полюсов затухания и их расположения относительно полосы пропускания. Также описана простая процедура проектирования. Рассмотренные в этой статье структуры называются триплетами. Показаны волноводные конструкции (рис. 1.3) и различные схемы реализации триплетов (рис. 1.4). К недостаткам данных фильтров можно отнести наличие паразитной полосы прозрачности ниже рабочей полосы прозрачности.

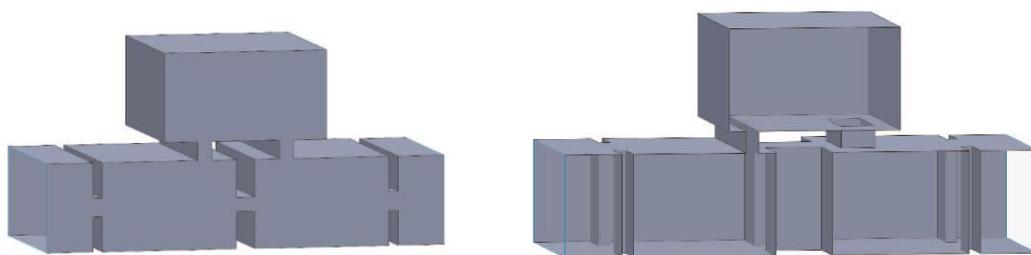


Рисунок 1.3 – Варианты волноводных триплетов

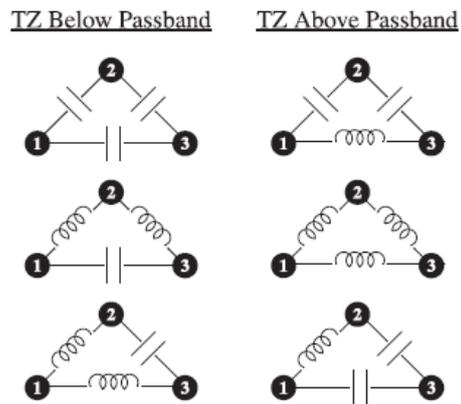


Рисунок 1.4 – Различные сочетания связей в триплете, формирующих нули передачи ниже или выше полосы прозрачности

Нули передачи можно формировать в фильтрах на прямоугольном волноводе с помощью чередования индуктивных и емкостных связей на продольной или лестничной конфигурации с использованием Т-образных соединений в Е-плоскости [16], где рассмотрены варианты улучшения внеполосной характеристики и селективности фильтра по отношению к известным. Приводятся конструкции нескольких прототипов гибридных фильтров, а также показана возможность улучшения крутизны как низкочастотного ската, так и высокочастотного. Все рассмотренные в этой работе фильтры выполнены на одномодовых полуволновых резонаторах, которые в разных конструкциях увеличивают продольные или поперечные размеры.

Увеличение крутизны можно достигнуть, если в полуволновые резонаторы ввести скачки волнового сопротивления [17,18]. В данных работах описывается методика проектирования компактных широкополосных фильтров на основе резонаторов со ступенчатым импедансом (stepped impedance resonator) и одновременное использование как емкостных, так и индуктивных диафрагм, что обеспечивает значительное улучшение внеполосных характеристик фильтра по отношению к известным. Фильтр на резонаторах со

ступенчатым импедансом, увеличивающий крутизну скатов АЧХ, представлен на рис. 1.5.

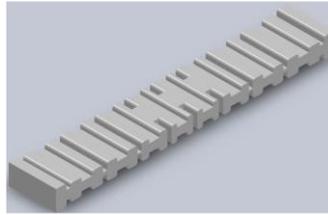


Рисунок 1.5 – Конструкция фильтра на резонаторах со ступенчатым импедансом

К недостаткам можно отнести то, что данная методика дает незначительное увеличение крутизны АЧХ по сравнению с классическими фильтрами, продольный размер сокращается неощутимо, поскольку фильтр состоит из полуволновых резонаторов.

В работе [19] исследованы два типа планарно-волноводных квазиэллиптических линейно-фазовых фильтров, использующих смешанные каскадно-соединенные частотно-зависимые триплеты и секции, формирующие полюсы затухания, предлагается синтез схемы и волноводная реализация для квазиэллиптических линейно-фазовых фильтров с использованием каскадных частотно-зависимых триплетов и секций, формирующих полюсы затухания. Синтез схемы для предлагаемых фильтров позволяет каскадировать частотно-зависимые триплеты и синглетные секции, таким образом, эффективно формируя псевдоэллиптический фильтр с линейной фазовой характеристикой. Для физической реализации представлены новые конфигурации связи TE-мод. Волноводный частотно-зависимый триплет показан на рис. 1.6.

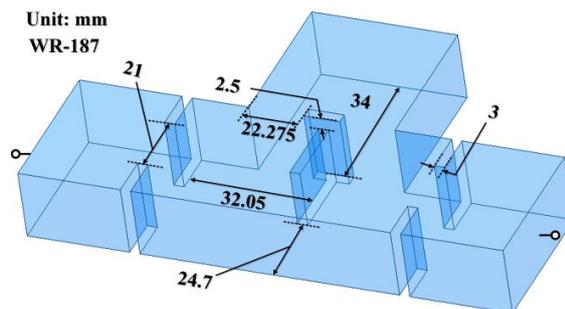


Рисунок 1.6 – Структура волноводного частотно-зависимого триплета

Недостатками этого триплета являются использование полуволновых резонаторов, также расположение одного из резонаторов значительно увеличивает ширину.

Процедура проектирования волноводного полосового фильтра на объемных полуволновых резонаторах с индуктивными диафрагмами, в котором часть резонаторов заменяется синглетами, представлена в [20,21]. Синглет- это резонатор, в котором есть одна дополнительная мода. В работе описаны фильтры с частотно-зависимой связью, цель такой конструкции - введение полюсов затухания в характеристику фильтра. Проектирование фильтра начинается с синтеза низкочастотного прототипа с частотно-зависимой связью. Затем низкочастотный прототип денормируется, чтобы получить эквивалентную схему фильтра, пригодную для волноводной реализации. Последний этап проектирования состоит из определения размеров физической структуры фильтра. Процедура проектирования может применяться независимо от конкретной структуры, реализующей частотно-зависимые связи. Представленные в статьях синглеты работают на различных модах: TE_{201} или TE_{301} и TE_{102} (рис. 1.7). К недостаткам таких фильтров можно отнести значительно увеличенную ширину за счет применения синглетов.

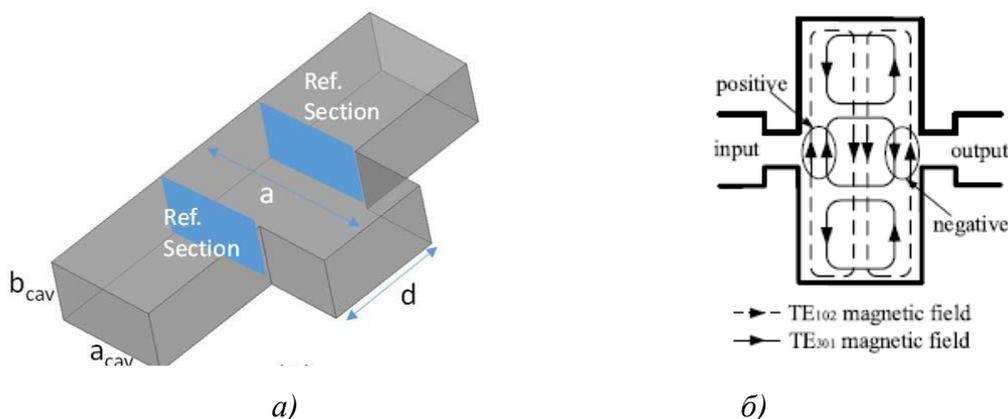


Рисунок 1.7 – Структура волноводных синглетов: а) – на моде TE_{201} , б) – на модах TE_{301} и TE_{102}

Описанию двух типов квазиэллиптических волноводных полосно-пропускающих фильтров, каждый из которых использует резонаторы с модами

высшего порядка, для организации межмодовой и перекрестной связи посвящено исследование [22]. В свернутой структуре, мода TE_{102} в крупногабаритном волноводном резонаторе используется для изменения направления магнитного поля, чтобы реализовать отрицательную перекрестную связь для формирования нулей передачи ниже и выше полосы прозрачности. В другом случае комбинации резонаторов на моде TE_{101} и моде TE_{201} необходимы для формирования двух нулей передачи около полосы прозрачности. Структуры фильтров показаны на рис. 1.8.

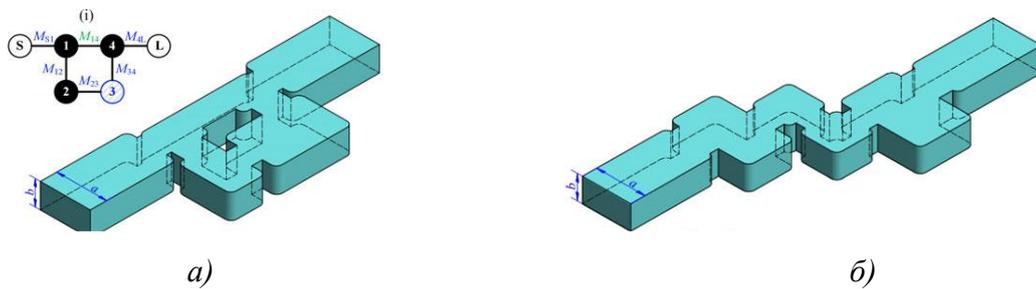


Рисунок 1.8 – Структуры волноводных квази-эллиптических фильтров: *а)* – свернутая структура, один из резонаторов которой работает на моде TE_{102} , *б)* – структура с парой резонаторов, работающих на моде TE_{201}

Интересное исследование свернутого фильтра описано в работе [23]. В этой работе представлены конструкции фильтров с улучшенной селективностью и подавлением внеполосных частот. В квадруплете формируются перекрестные связи на моде TE_{101} и связи между источником и нагрузкой, в результате чего получают две конфигурации квадруплета с перекрестной связью с тремя и семью нулями передачи соответственно. В первой конфигурации достигаются три нуля передачи, один из которых реализуется за счет перекрестной связи между двумя резонаторами увеличенного размера. Следовательно, необходима только одна апертура для перекрестной связи. Во второй конфигурации добавляется дополнительная апертура связи между источником и нагрузкой. Этот фильтр подходит для реализации до семи полюсов затухания путем объединения обоих эффектов.

Данные фильтры работают на модах TE_{101} , TE_{102} и TE_{201} , что не позволяет на полуволновой длине размещать хотя бы два звена без увеличения ширины.

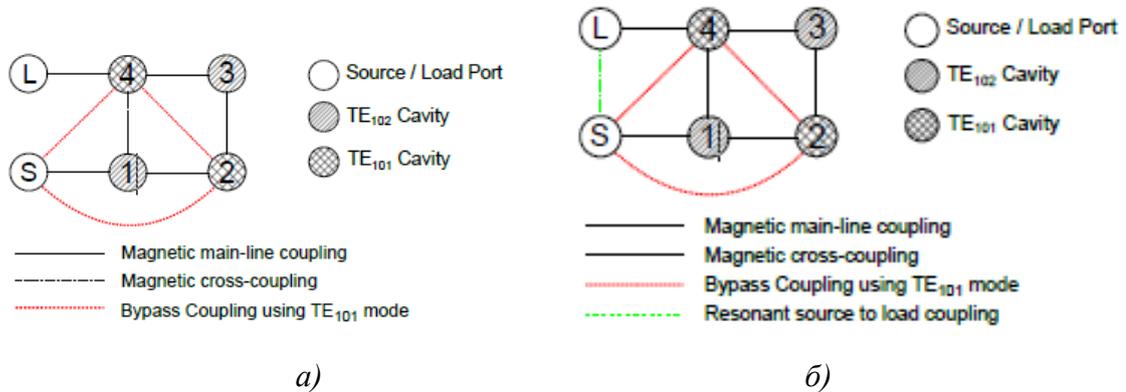


Рисунок 1.9 – Структурные схемы фильтров: а) – без связи между источником и нагрузкой, б) – со связью между источником и нагрузкой

Компактные псевдоэллиптические фильтры можно делать на резонаторах, которые работают на ТМ-модах [24,25]. Полюсы затухания формируются нерезонансными модами, которые обеспечивают дополнительные пути передачи энергии между соседними резонаторами. Таким образом, при различных способах возбуждения резонатора полюс получается либо выше полосы пропускания, либо - ниже.

В первом случае, когда направления распространения сигналов во входном и выходном волноводах противоположны, полюсы затухания располагаются в верхней боковой полосе полосы пропускания. На рис. 1.10 показана топология связей структуры с одним резонатором и одним нулем передачи. Связь между нерезонансной модой в резонаторе и модой TE_{10} во входном и выходном волноводах эквивалентна связи между источником и нагрузкой. Нули передачи в любом положении могут быть достигнуты путем правильной настройки связи и фазы между модами. Электродинамическая модель и электрические (частотные) характеристики приведены на рис. 1.11,а.

Во втором случае, когда направления распространения сигналов во входном и выходном волноводах одинаковы, нули передачи располагаются в нижней боковой полосе полосы пропускания. В этом случае структура связи

такая же, как и при расположении нулей передачи в верхней боковой полосе. Как показано на рис. 1.11,б, входной и выходной волноводы симметричны относительно резонатора, показаны также частотные характеристики. В этом случае фаза моды TE_{10} во входном и выходном волноводах обратна рассмотренной выше, а полюс затухания может быть получен в нижней боковой полосе полосы пропускания.

Рассмотренная выше реализация одного нуля передачи в одном резонаторе обусловлена двумя связями. Как показано на рис. 1.10, одна из связей — это связь между резонансной модой TM_{110} в резонаторе и модой TE_{10} во входном и выходном волноводах, а другая — связь между источником и нагрузкой, обеспечиваемая модой TE_{10} во входном и выходном волноводах.

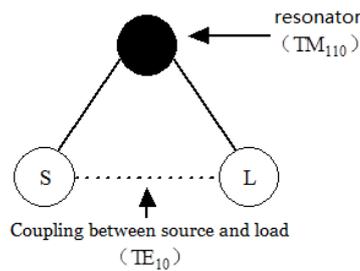
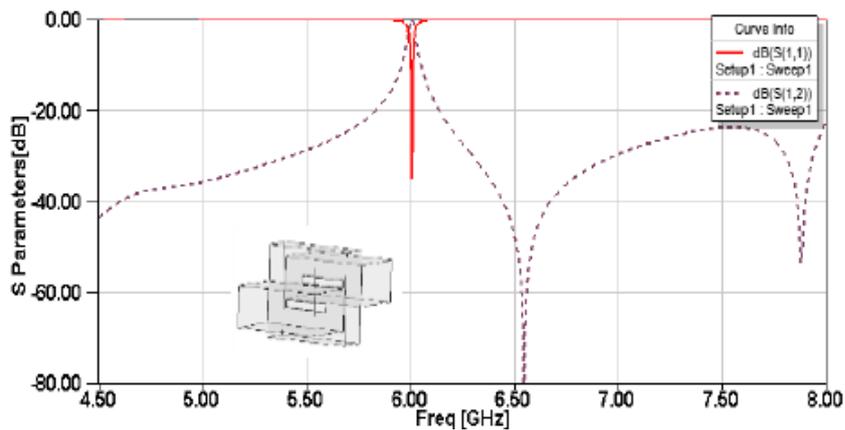
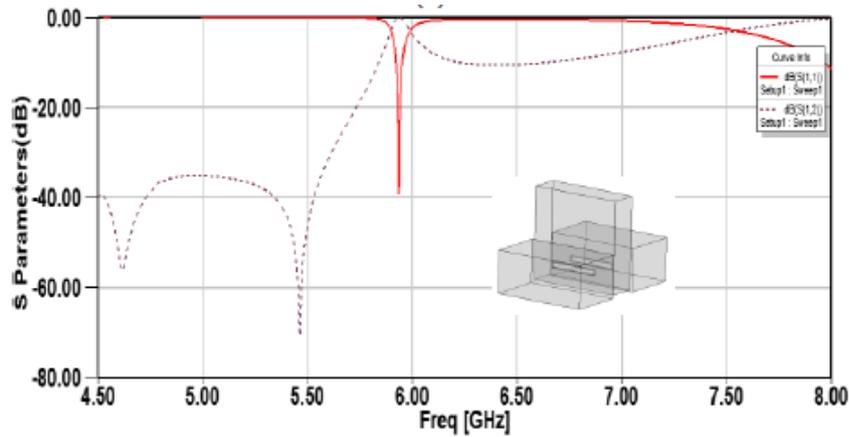


Рисунок 1.10 — Схема связей резонатора на моде TM_{110}



a)



б)

Рисунок 1.11 – Волноводный TM_{110} -резонатор: а) – структура резонатора, формирующего ноль передачи выше полосы прозрачности, б) – структура резонатора, формирующего ноль передачи ниже полосы прозрачности

Для увеличения уровня ослабления и сдвига паразитной полосы пропускания была представлена новая конструкция полосовых фильтров на прямоугольных волноводах с улучшенными характеристиками в полосе заграждения [26]. Задав положение окна связи, можно ослабить связь мод высокого порядка, что затрудняет формирование паразитных полос пропускания. Это позволяет значительно улучшить подавление в полосе заграждения фильтра без введения дополнительных элементов. Кроме того, вся

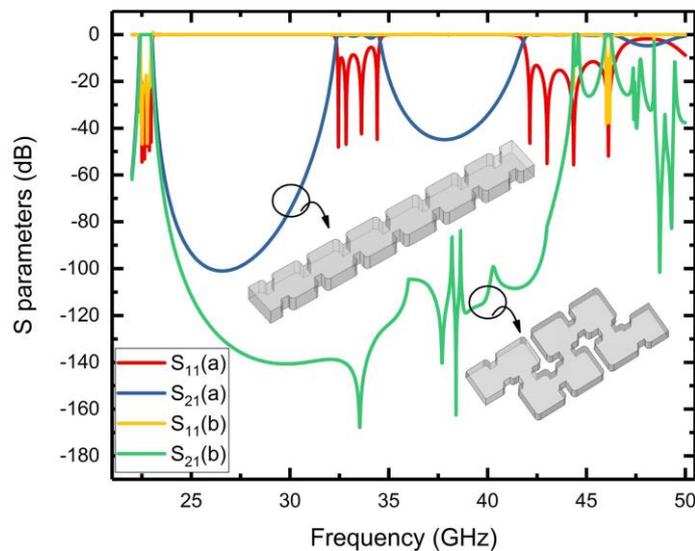


Рисунок 1.12 – а) – частотные характеристики классического фильтра и б) – нового фильтра с улучшенной полосой подавления выше полосы прозрачности

конструкция может быть изготовлена с использованием традиционной технологии фрезерования с числовым программным управлением (ЧПУ). Данный фильтр представляет собой типичную структуру, свернутую в плоскости Н (рис. 1.12). К недостаткам такого фильтра можно отнести два факта: при вдвое увеличенной ширине и увеличенном уровне ослабления выше полосы прозрачности крутизна АЧХ не возрастает.

В [27] представлена методика создания перестраиваемых полосовых фильтров (ППФ) с одним перестраиваемым нулем передачи, в которой перестройка полосы прозрачности и смещение нуля передачи могут осуществляться одновременно простой перестройкой резонансных частот резонаторов. Теоретически ноль передачи можно симметрично перемещать между нижней и верхней сторонами полосы прозрачности при сохранении того же уровня обратных потерь (S_{11}). В предложенной структуре ноль передачи можно получать ниже или выше полосы прозрачности, на рис. 1.13 изображена электродинамическая модель фильтра, где все связи реализованы диафрагмами. В этой схеме резонаторы 1 и 4 работают на основной моде TE_{010} , резонаторы 2 и 3 работают на двух модах TE_{120} и TE_{210} . Все винты находятся в максимумах электрического поля каждого из резонаторов. Положение нуля передачи напрямую зависит от длины винтов в каждом резонаторе. К недостаткам этого фильтра четвертого порядка можно отнести его полутораволновую длину, при этом фильтр формирует лишь один ноль передачи.

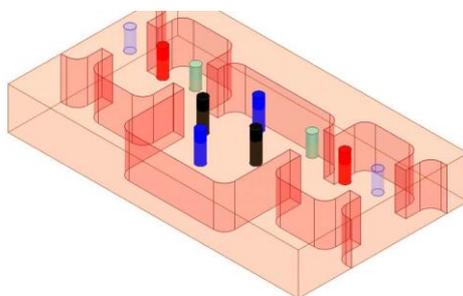


Рисунок 1.13 – Электродинамическая модель фильтра с настроечными винтами

1.2 Фильтры с нерезонирующими узлами или неоднородностями

В работах [28,29] разработан и представлен основанный на синтезе подход к проектированию волноводных фильтров, включающих синглеты. Как известно, синглетный блок содержит один резонатор, связанный с источником и нагрузкой, плюс дополнительную связь между источником и нагрузкой. Таким образом, создается пара полюс-ноль, что позволяет ввести ноль передачи в частотную характеристику. Построение структур с использованием каскадных синглетов (особенно реализованных на волноводах) успешно применяется для реализации псевдоэллиптических фильтров. Однако, у такой конфигурации есть существенный недостаток: дело в том, при каскадном соединении блоков, требуются нерезонирующие узлы (НУ).

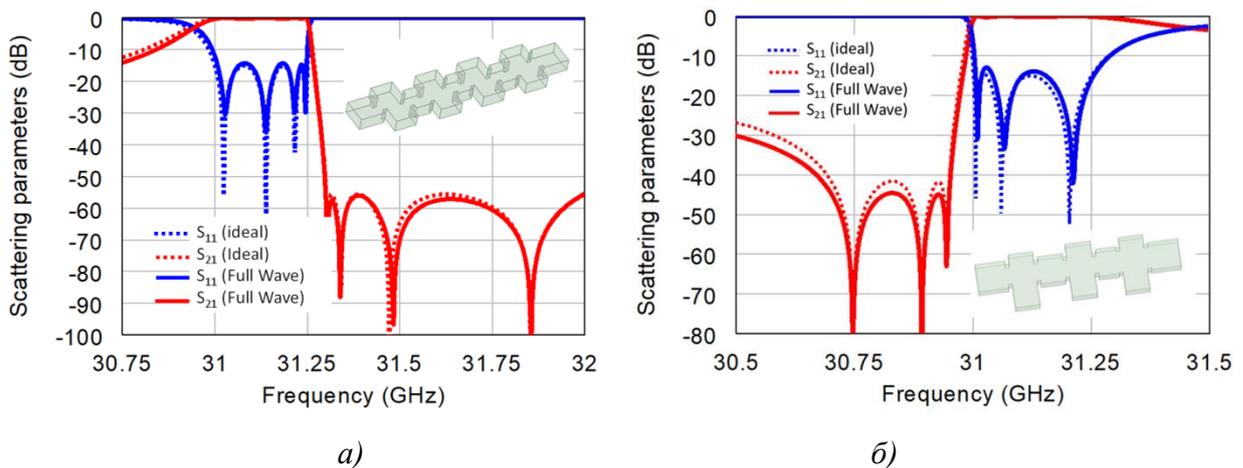


Рисунок 1.14 – Фильтры на синглетах: *а)* – фильтр четвертого порядка и его частотные характеристики, *б)* – фильтр третьего порядка и его частотные характеристики

Следовательно, результирующая топология фильтров состоит как из перекрестных связей, так и НУ, для которых до сих пор нет точного синтеза. Две фильтрующие структуры на синглетах могут формировать нули передачи ниже или выше полосы прозрачности (рис. 1.14).

На основе концепции использования НУ для реализации введения нулей передачи в [30] предложены волноводные фильтры, имеющие квазиэллиптическую характеристику. Базовая структура представляет собой

волноводное Т-образное соединение с объемным резонатором на моде TE_{101} . Т-образное соединение формирует произвольно размещенный полюс затухания, улучшающий частотную избирательность. Квазиэллиптические волноводные фильтры могут быть спроектированы путем каскадирования нескольких резонаторов с Т-образным соединением и классических полуволновых резонаторов.

Ноль передачи однозначно определяется резонансной частотой объемного резонатора. На рис. 1.15 представлены буквенные обозначения геометрических размеров волноводного Т-образного соединения. Варьируя параметры $W2$ и $L2$, нули передачи можно разместить произвольно ниже или выше полосы прозрачности.

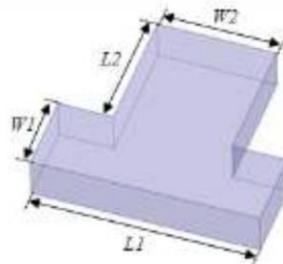


Рисунок 1.15 – Волноводное Т-образное соединение с буквенными обозначениями геометрических размеров

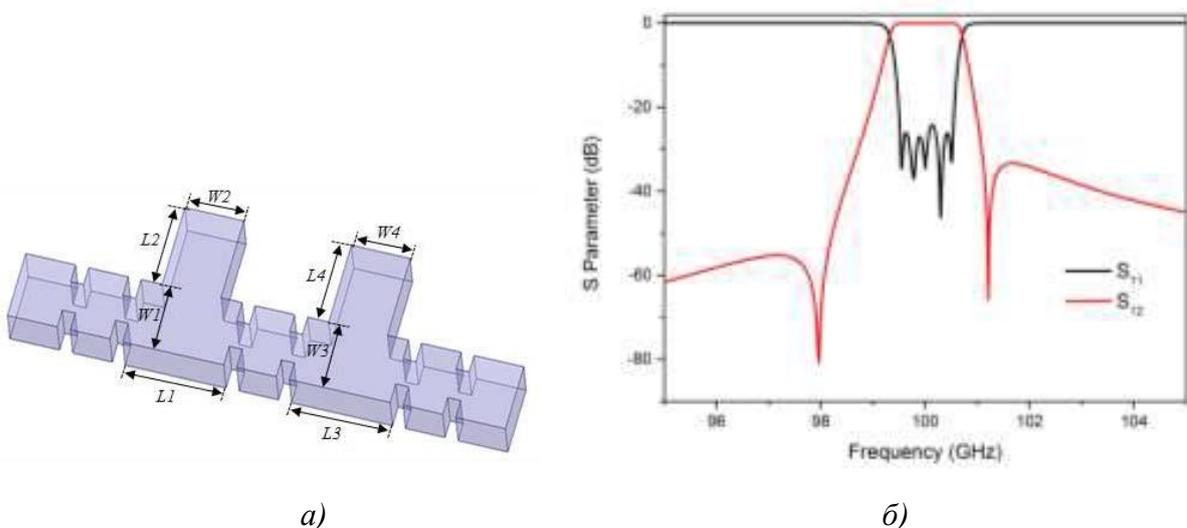


Рисунок 1.16 – а) – пятизвенный волноводный фильтр с НУ, б) – его частотные характеристики

На рис. 1.16 показана электродинамическая модель фильтра пятого порядка с двумя Т-образными соединениями (НУ), которые формируют нули передачи ниже и выше полосы прозрачности.

Авторами исследования [31,32] описаны фильтры с НУ. По сравнению с обычными реализациями полюсов затухания, в которых полости физически перекрестно связаны, предложенный метод формирования полюса затухания не требует диафрагмы для перекрестной связи. Вообще, резонатор, формирующий полюс затухания, соединяется с основной частью фильтра посредством НУ, которые обычно реализуются сильно расстроенными резонаторами или отрезками линий передачи. Положение полюса затухания определяется резонансной частотой резонатора, связанного с НУ. Типичная реализация резонатора, формирующего полюс затухания, в волноводной технике с индуктивной связью показана на рис. 1.17. Для широких полос пропускания внешний вид резонатора, формирующего полюс затухания, можно изменить на симметричный. В этих работах несколько симметричных увеличенных полостей с извлеченными полюсами затухания используются для реализации улучшенных характеристик фильтра.

Недостатками фильтров, рассмотренных в этом параграфе, являются наличие различных НУ, значительно увеличивающих продольные и поперечные размеры.

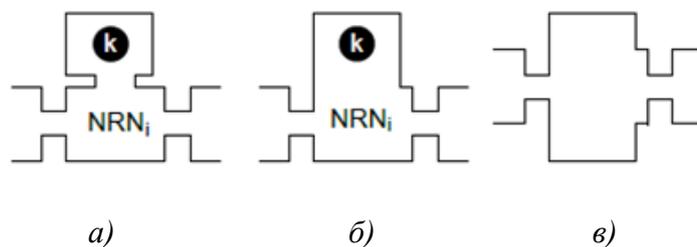


Рисунок 1.17 – *а)* – обычная реализация резонатора, имеющего полюс затухания, *б)* – реализация резонатора, имеющего полюс затухания, для широкой полосы пропускания и *в)* – реализация резонатора, имеющего полюс затухания, в волноводе с Н-плоскостной симметрией

1.3 Двух- и трехмодовые резонаторы и фильтры на их основе

Полюсы затухания можно получать с помощью прямоугольных волноводных фильтров, включающих резонаторы со штырем в центре [33]. Внедрение центрального штыря в прямоугольную полость позволяет резонансную частоту моды TE_{301} сблизить с резонансной частоте моды TE_{201} . Обе резонансные моды связаны с соседними одномодовыми резонаторами с помощью индуктивных диафрагм. Дублетную структуру может применять при проектировании фильтров, имеющих характеристики с нулями передачи. На рис.1.18 показан семизвенный фильтр, у которого каждый резонатор с центральным штырем имеет один ноль передачи ниже полосы прозрачности. Недостатком является способ формирования полюсов затухания с помощью дублетных топологий, имеющих полуволновую длину и увеличенную ширину.

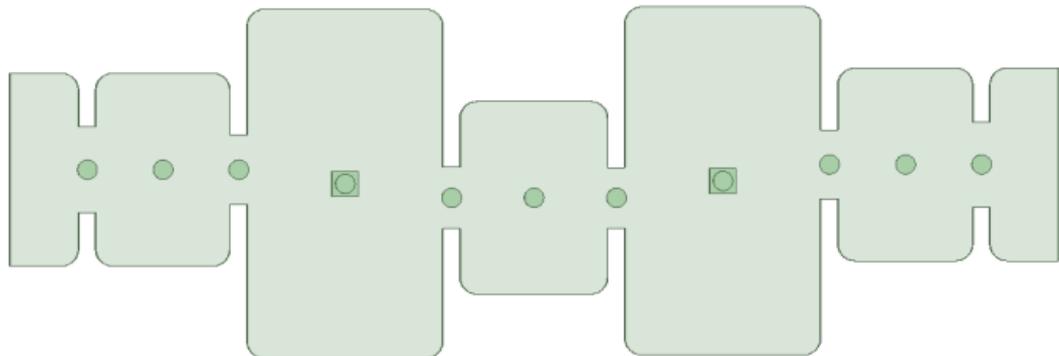


Рисунок 1.18 – Структура семизвенного фильтра, включающего в себя два резонатора с центральным штырем

Псевдоэллиптические фильтры можно делать на резонаторах со структурой, предложенной в [34] (см. рис. 1.19). Базовая структура состоит из резонатора на моде TE_{201} , который нагружен в центре либо емкостным, либо индуктивным штырем (см. рис. 1.20,1.21). Благодаря штырю мода резонатора более низкого порядка (TE_{101}) теперь может резонировать на тех же рабочих частотах, что и мода TE_{201} , тем самым создавая двухрезонансную структуру. Структура реализует поперечную дублетную топологию, которая способна

генерировать один или два полюса затухания. Эти полюсы могут быть расположены в верхней или нижней полосе заграждения с помощью индуктивного или емкостного штырей соответственно, положение полюсов можно точно контролировать, регулируя положение входного и выходного волноводов. К недостаткам резонатора можно отнести сдвиг вдоль продольной оси левой части относительно правой, что увеличивает продольный размер, и увеличение ширины, поскольку одной из резонирующих мод является мода TE_{201} .

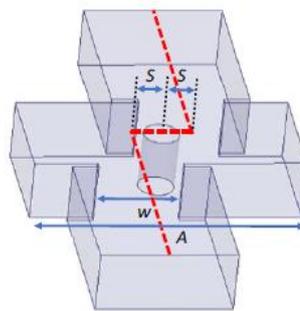


Рисунок 1.19 – Двойной резонансный волноводный резонатор с входным и выходным волноводами. Смещение S представляет собой расстояние между центром волновода и центром штыря

В работе [35] описывается эффективный процесс проектирования двухмодового полосового фильтра. Фильтр состоит из прямоугольных

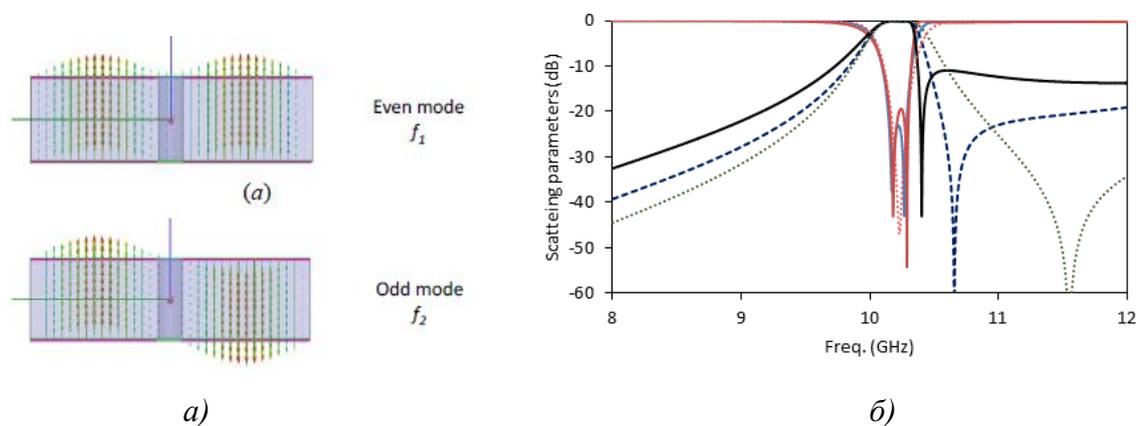


Рисунок 1.20 – *a)* – резонатор с индуктивным штырем и распределение поля E четной и нечетной мод, *б)* – частотные характеристики резонатора с индуктивным штырем

гребневых резонаторов, соединенных боковыми диафрагмами в волноводе. Это позволяет получить компактную структуру, в которой возможен полный контроль над всеми связями.

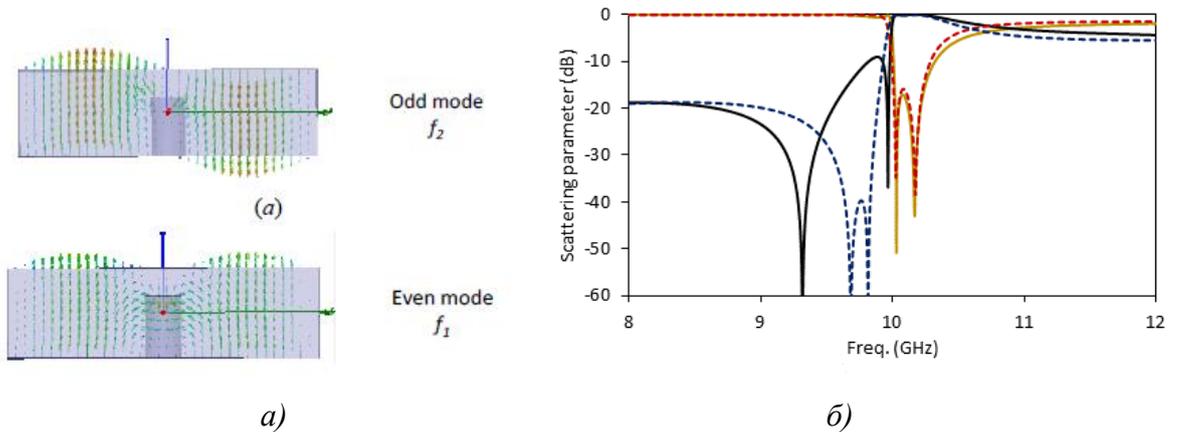


Рисунок 1.21 – *a)* – резонатор с емкостным штырем и распределение поля E четной и нечетной мод, *б)* – частотные характеристики резонатора с емкостным штырем

Рассматриваемый резонатор, обеспечивающий компактность конструкции, представляет собой двухмодовый гребневый резонатор. Резонатор состоит из прямоугольного волновода с большим квадратным

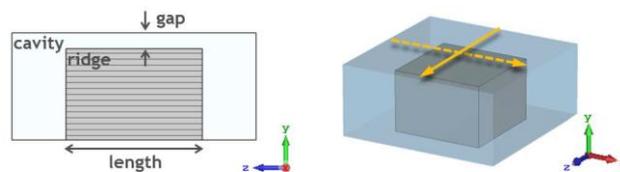


Рисунок 1.22 – Волноводный гребневый резонатор, стрелками указаны направления токов каждой из двух мод

гребнем, как показано на рис. 1.22. В узкой щели могут существовать две ортогональные квази-ТЕМ-моды между гребнем и верхней стенкой волновода. Стрелки на рис. 1.22 указывают направления токов каждой моды на гребне. Как

следствие зазор вместе с размером гребня напрямую определяют резонансные частоты этих мод, а также полосу заграждения.

Способ каскадирования резонаторов в фильтре представлен на рис. 1.23.

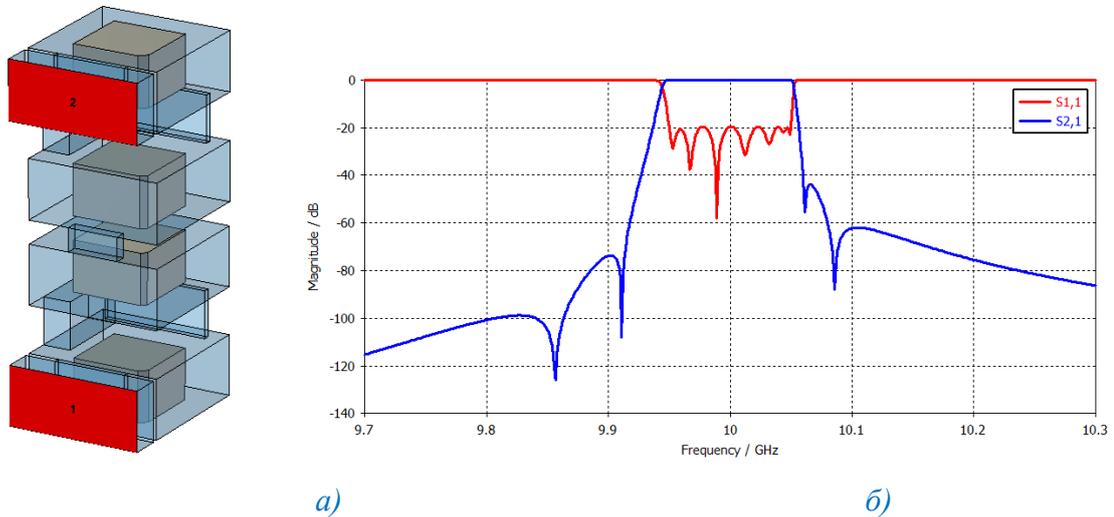


Рисунок 1.23 – *а)* – волноводный фильтр восьмого порядка на четырех гребневых резонаторах, *б)* – его частотные характеристики

АЧХ с полюсами затухания может быть реализована с использованием равностороннего треугольного волновода [36]. Одним из основных преимуществ этой предложенной структуры является ее широкая полоса без паразитных составляющих по сравнению с другими двухмодовыми фильтрами. Кроме того, моды равностороннего треугольного волновода также являются аналитическими, и электродинамическое проектирование может быть выполнено с помощью эффективного метода согласования мод. Таким образом, этот тип реализации оказывается таким же подходящим, как и другие структуры на волноводах. Данный двухмодовый резонатор работает на несимметричной моде TE_{10}^A и симметричной моде TE_{10}^S , распределение полей этих мод показано на рис. 1.24. Структура четырехзвенного волноводного фильтра на двухмодовых треугольных резонаторах и его электрические характеристики изображены на рис. 1.25. К существенным недостаткам

фильтров на треугольных волноводах можно отнести наличие паразитных полос пропускания на частотах $0,8f_0$ и $1,23f_0$.

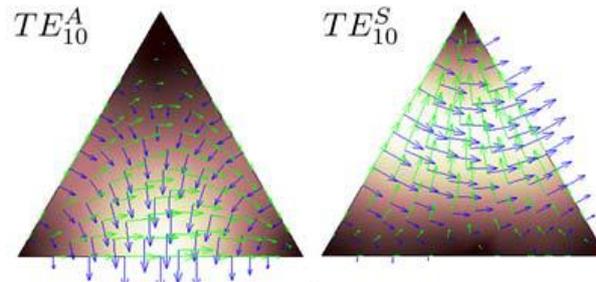


Рисунок 1.24 – Картина электрического и магнитного полей двух фундаментальных вырожденных мод (синяя и зеленая стрелки соответственно)

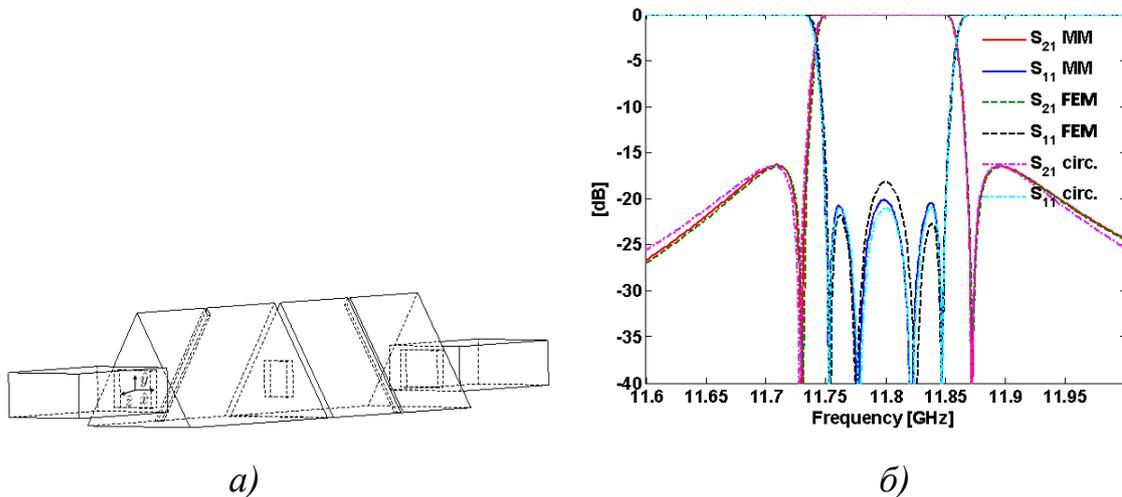


Рисунок. 1.25 – *a)* – структура четырехзвенного волноводного фильтра на двух треугольных резонаторах, *б)* – его частотные характеристики

Реализация АЧХ с нулями передачи выше полосы прозрачности и топология связей демонстрируется на волноводном полосовом фильтре на трех цилиндрических резонаторах [37]. Настройка такого фильтра позволяет независимо контролировать нули передачи. На рис. 1.26 представлен асимметричный полосовой фильтр на цилиндрических резонаторах с двумя нулями передачи, расположенными выше полосы прозрачности.

Входная и выходная прямоугольные диафрагмы реализуют связи M_{S1} и M_{6L} . Межрезонаторные крестообразные диафрагмы 1 и 2, указанные на рис.

1.26, должны реализовать связи M_{14} , M_{23} и M_{45} , M_{36} соответственно. Для узкополосного фильтра такие диафрагмы обычно проектируются отдельно путем сопоставления двухпортовых S-параметров на центральной частоте фильтра (f_c) физической модели диафрагмы и схемы инвертора импеданса К, затем определяется параметр инвертора К. Инвертор К затем масштабируется, чтобы стать значением связи М. Таким образом, можно использовать простую процедуру деления пополам для поиска размера диафрагмы, который обеспечивает требуемое значение связи. Резонаторы работают на модах TE_{11} горизонтальной и вертикальной.

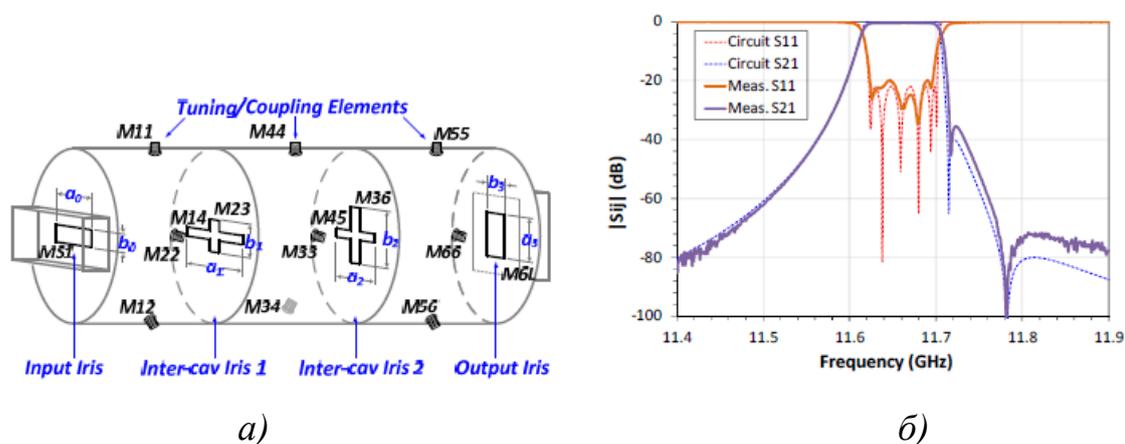


Рисунок 1.26 – а) – структура шестизвенного волноводного полосового фильтра на двухмодовых цилиндрических резонаторах, б) – расположение связей и его частотные характеристики

У фильтров на двухмодовых цилиндрических резонаторах можно существенно уменьшить потери в полосе пропускания, для этого нужно увеличить добротность резонаторов. Полосовые фильтры на цилиндрических резонаторах со сверхвысокой добротностью исследованы в [38,39]. Диаметр резонаторов рассчитывается для работы на моде TE_{221} , структуры полей двух ортогональных мод TE_{22} в резонаторе изображены на рис. 1.27.

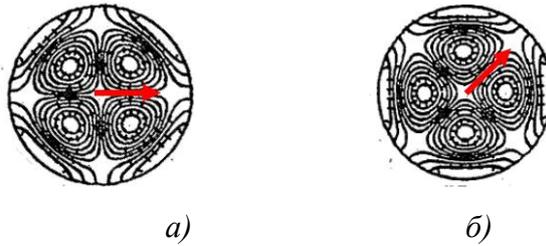


Рисунок 1.27 – Структуры полей двух ортогональных мод TE_{22} цилиндрического резонатора со сверхдобротностью: *a)* – мода 1, *б)* – мода 2

По сравнению с двухмодовым резонатором с модой TE_{011} с добротностью 20000, резонатор с модой TE_{221} имеет добротность 31000. Структура фильтра показана на рис. 1.28. Недостатками фильтров на двухмодовых цилиндрических резонаторах являются значительное увеличение поперечного размера из-за диаметра (не менее $3b$, b -высота подводящих волноводов) и наличие паразитных полос пропускания на частотах $0,95f_0$ и $1,035f_0$ при относительной ширине полосы пропускания 0,22%.

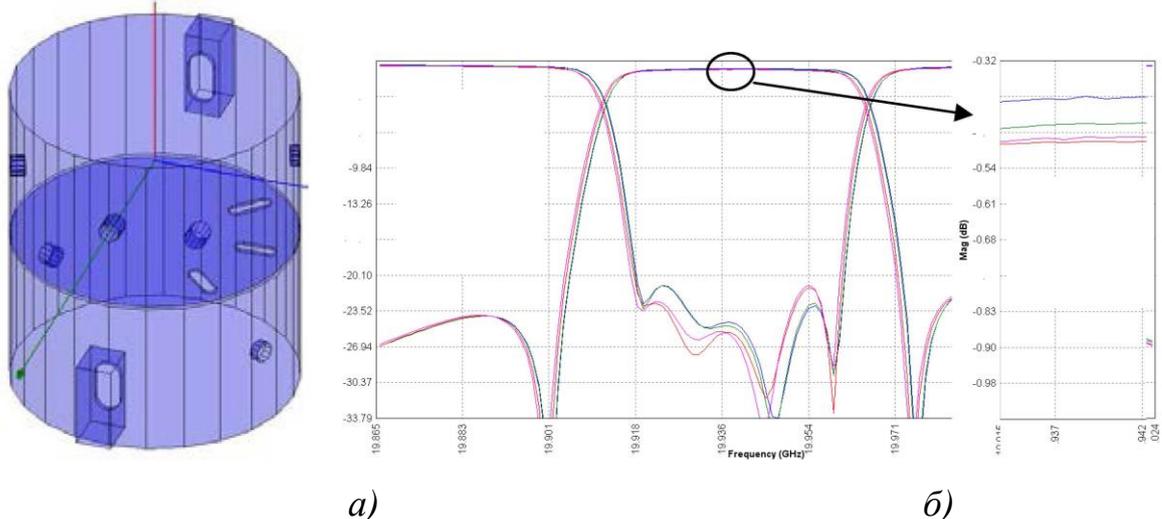


Рисунок 1.28 – *a)* – структура четырехзвенного фильтра на двухмодовых резонаторах со сверхдобротностью, *б)* – его частотные характеристики

Существует класс очень компактных волноводных двухмодовых фильтров с повышенной селективностью [40-42]. Основой является объемный резонатор на двух модах ТМ. Для обеспечения двух отражений и двух нулей передачи в данном резонаторе используются как резонансные, так и

нерезонансные моды. Высокая гибкость конструкции с точки зрения положения полюсов затухания и ширины полосы пропускания были продемонстрированы с помощью нескольких конструкций. Резонатор работает на ортогональных модах TM_{120} и TM_{210} , формирующих резонансы в полосе прозрачности. Мода TM_{11} является нерезонансной и позволяет сформировать симметричные относительно полосы прозрачности два нуля передачи с помощью связи между входом и выходом. На рис. 1.29 показаны две конфигурации данного резонатора (дуплета): каскадная топология и трансверсальная топология.

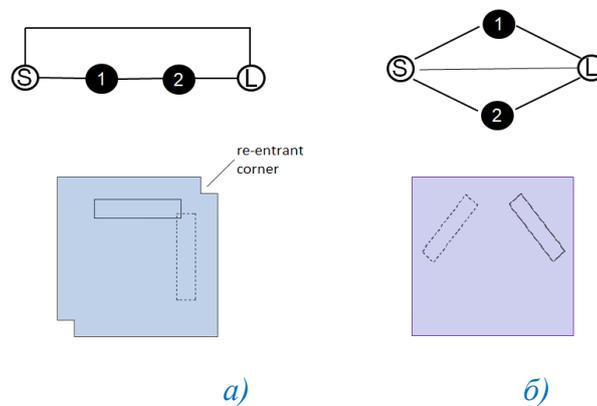


Рисунок 1.29 – Двухмодовый ТМ-резонатор: а) – каскадная топология, б) – трансверсальная топология

На рис. 1.30 изображены фильтры восьмого порядка на ТМ-резонаторах с каскадной и трансверсальной топологией и их частотные характеристики.



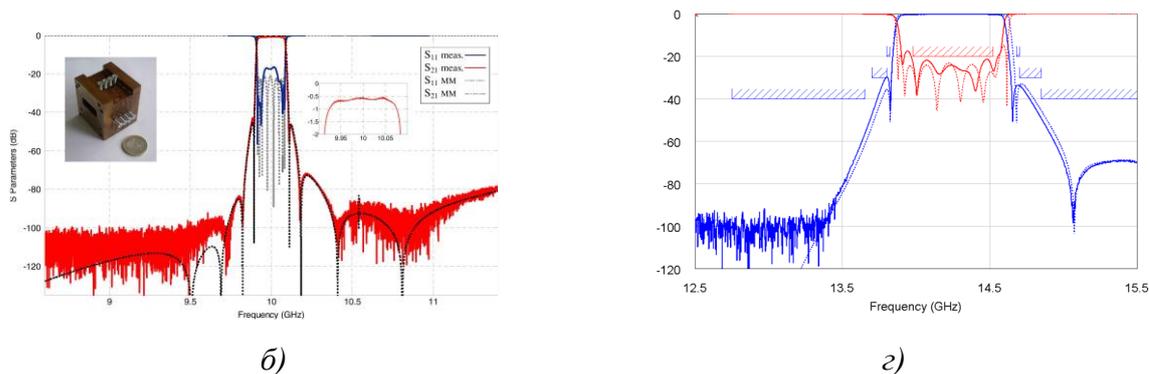


Рисунок 1.30 – *a)* – фильтр восьмого порядка на двухмодовых ТМ-резонаторах с каскадной топологией, *б)* – его частотные характеристики, *в)* – фильтр восьмого порядка на двухмодовых ТМ-резонаторах с трансверсальной топологией, *г)* – его частотные характеристики

Для увеличения добротности можно использовать ТМ-резонаторы, работающие на модах высокого порядка [43]. Этим свойством обладают сверхмодифицированные поперечные магнитные резонаторы (СПМР). СПМР работает на паре резонансных мод высокого порядка TM_{320} и TM_{230} , а также различных нерезонансных модах, обеспечивающих дополнительные связи между входом и выходом (распространяющаяся мода TM_{11} —это та, которая в основном используется в конкретной конфигурации). Помимо возможности

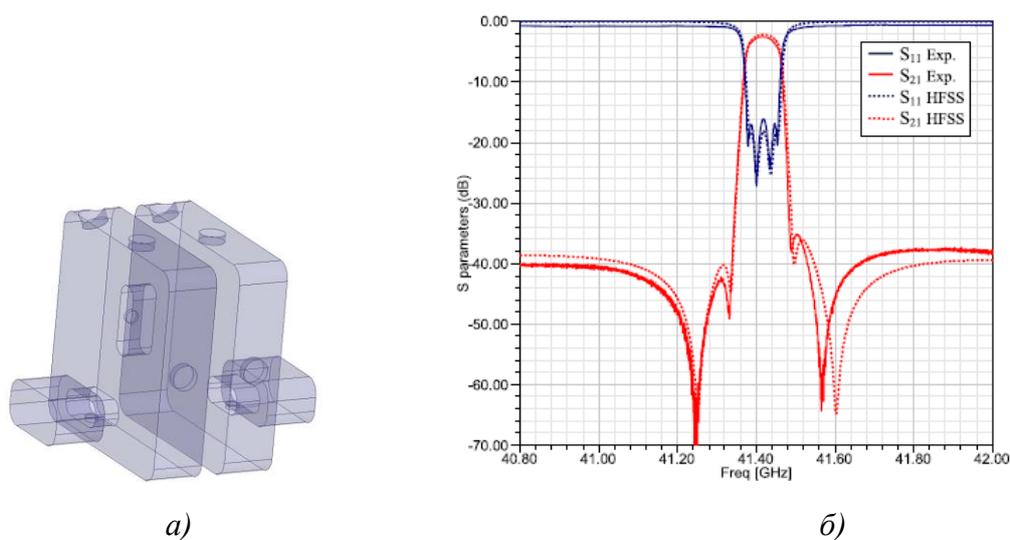


Рисунок 1.31 – *a)* – фильтр четвертого порядка на сверхмодифицированных поперечных магнитных резонаторах, *б)* – его частотные характеристики

реализации эллиптических характеристик с максимальным количеством полюсов затухания, более высокая добротность, а также значительно сниженная чувствительность к производственным дефектам являются основными преимуществами этих фильтров. Электродинамическая модель четырехзвенного фильтра на СПМР и его электрические характеристики показаны на рис. 1.31.

Фильтры можно делать и на трехмодовых резонаторах [44-46]. Структура трехмодового прямоугольного резонатора имеет квадратные угловые срезы. Структура классического трехмодового резонаторного фильтра изменена, чтобы обеспечить полюс затухания на конечной частоте либо ниже, либо выше полосы пропускания. Структура трехмодового резонатора показана на рис. 1.32. К недостаткам трехмодовых резонаторов можно отнести полуволновую длину и высоту и поворот входного подводящего волновода относительно выходного на 90° , что не всегда является удобным при компоновке трактов АФУ.

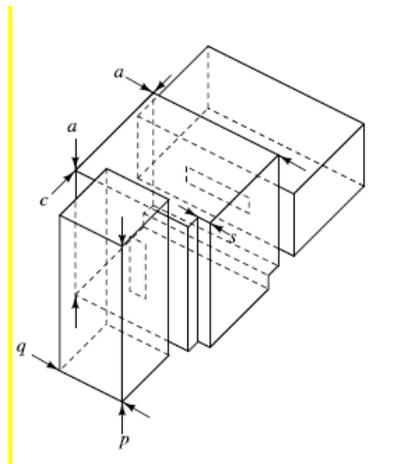


Рисунок 1.32 – Трехмодовый объемный резонатор с подводящими волноводами

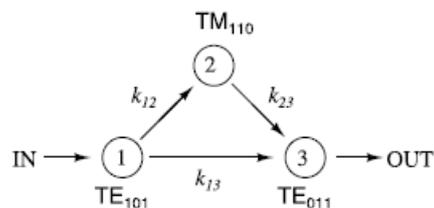


Рисунок 1.33 – Диаграмма связей триплета

Данный трехмодовый резонатор образует триплет. Такая структура способна генерировать как положительные, так и отрицательные перекрестные связи, что позволяет размещать полюс затухания либо ниже, либо выше полосы пропускания. Диаграмма связей триплета показана на рис. 1.33.

Симметричное расположение полюсов затухания дает новая структура, а именно шлейфный волноводный резонатор (ШВР) [47]. ШВР состоит из основного резонатора моды TE_{201} , который нагружен парой волноводных шлейфов в Е-плоскости. Шлейфы ведут себя как два встроенных резонатора, поддерживающих моды TM_{110} и TE_{011} соответственно. Данный резонатор имеет три резонанса в полосе пропускания и два полюса затухания. ШВР особенно подходит для реализации симметричных полюсов затухания, расположенных очень близко к краям полосы прозрачности. На рис. 1.34 представлены ШВР, его структура связей и электрические характеристики. К недостаткам можно отнести то, что не разработан способ каскадирования двух и более ШВР.

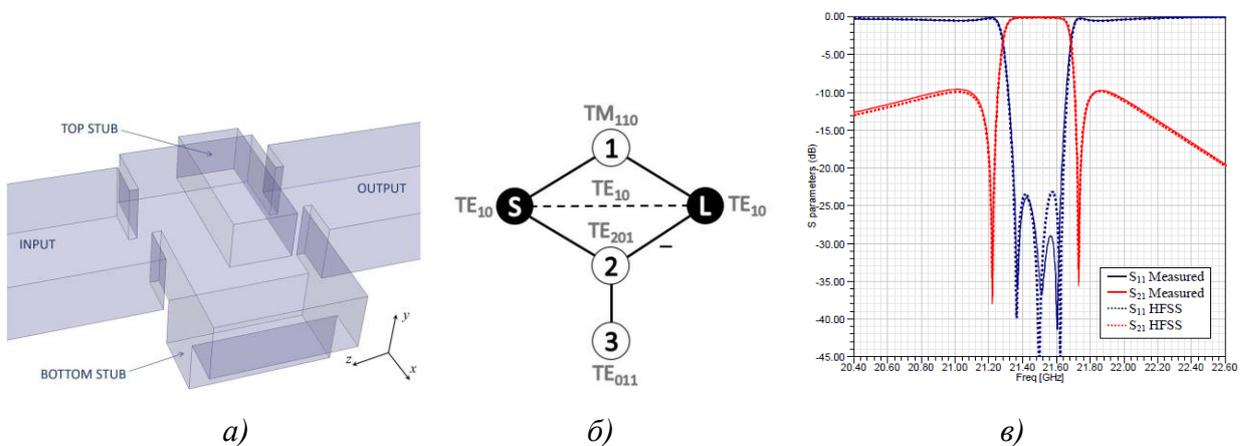


Рисунок 1.34 –ШВР: а) – электродинамическая модель, б) – структура связей, в) – частотные характеристики

1.4 Другие типы фильтров с полюсами затухания

В работе [48] рассмотрен и проанализирован фильтр на связанных резонаторах, работающих на модах высших типов, с низкими потерями и высокой селективностью. Резонатор работает на модах $TE_{2N,1,0}$ ($N = 2, 3, 4, \dots$).

Два полюса затухания генерируются в верхней и нижней полосах заграждения. Относительная ширина полосы пропускания и положения полюсов затухания определяются за счет правильного выбора геометрии предлагаемого резонатора, который определяет частоты всех резонирующих мод. Для улучшения частотной избирательности в разработанном фильтре каскадно соединены несколько связанных резонаторов, которые имеют разные паразитные характеристики и распределения полюсов затухания. Два связанных резонатора образуют квинтуплет. Электродинамическая модель двух связанных резонаторов на модах высших типов и их электрические характеристики показаны на рис.1.35, на рис.1.36 показана топология квинтуплета. Квинтуплет СВЧ представляет собой систему из пяти связанных резонансных колебательных цепей (резонаторов) или элементов. Каждый резонатор такой системы имеет свою собственную резонансную частоту, и общая система может обеспечивать улучшенные характеристики передачи сигнала, такие как широкополосность или селективность. К недостаткам можно отнести наличие мод TE_{410} и TE_{510} , которые увеличивают один из поперечных размеров резонаторов примерно в 8,5 раз относительно соответствующего размера подводящих волноводов и наличие паразитных полос пропускания на частотах $0,8f_0$ и $1,2f_0$.

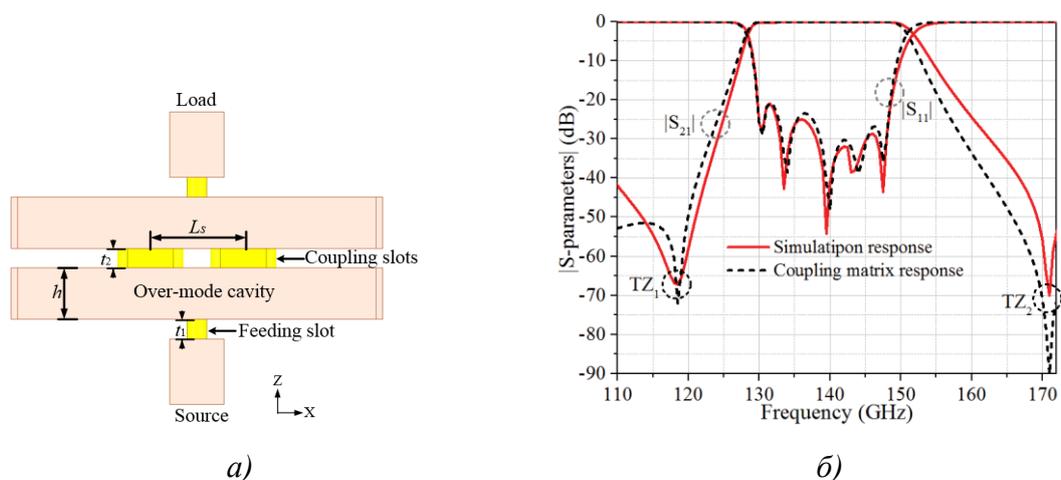


Рисунок 1.35 – а) – электродинамическая модель двух связанных резонаторов на модах высших типов, б) – его частотные характеристики

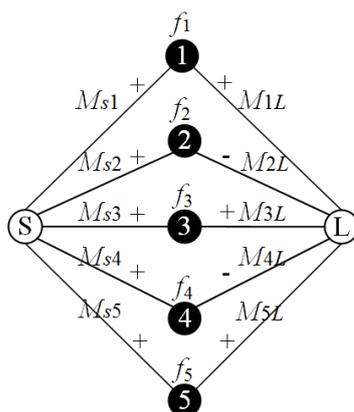


Рисунок 1.36 – Топология трансверсального квинтуплета

Если ввести емкостную неоднородность в виде шлейфа в прямоугольный волноводный фильтр, то можно реализовать полюс затухания [49]. Комбинируя емкостное окно с несколькими тонкими шлейфами, имеется возможность управлять общей связью, реализуемой неоднородностью, и частотным расположением генерируемых полюсов затухания. Полученная структура компактна и может использоваться на входе/выходе и промежуточных каскадах фильтров с прямой связью резонатора. На рис. 1.37 показан пятизвенный фильтр с тремя шлейфами. Недостатки у таких фильтров следующие: ввод в

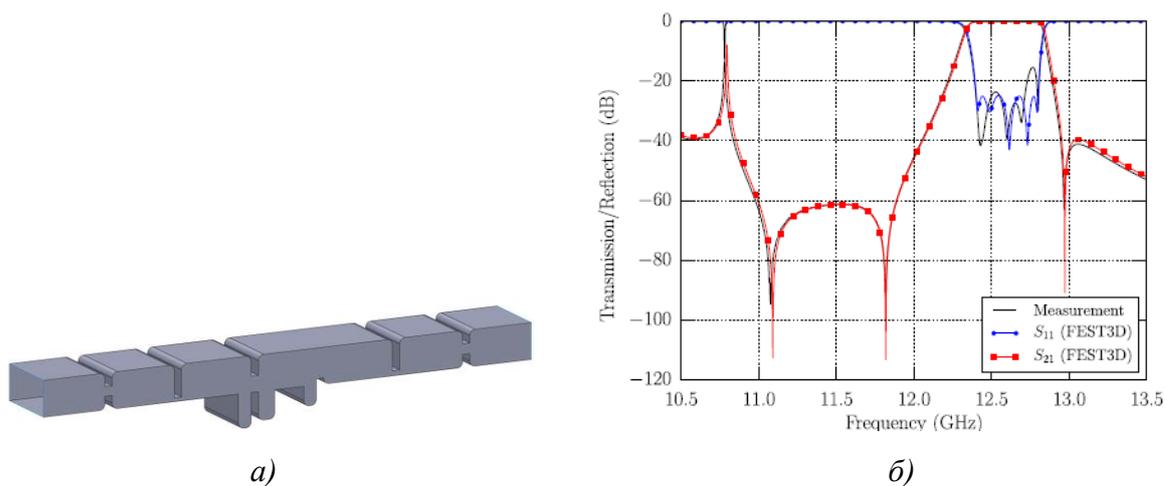


Рисунок 1.37 – а) – электродинамическая модель пятизвенного фильтра с тремя шлейфами,

б) – его частотные характеристики

резонаторы шлейфов хоть и повышает селективность, но не позволяет сократить длину, также наличие шлейфов формирует паразитный резонанс на частоте $0,87f_0$ при относительной ширине полосы пропускания 3,17%.

Нули передачи можно получать и в Е-плоскостных фильтрах. В работе [50] предложена топология Е-плоскостных фильтров, включающая в себя традиционную одинарную металлическую вставку в разъемном корпусе. Улучшенное подавление внеполосных сигналов достигается за счет полюсов затухания. Общая длина входного и выходного резонаторов уменьшена примерно на 45%, что приводит к экономии длины резонатора. На рис. 1.38 показан четырехзвенный фильтр, реализующий полюсы затухания и его частотные характеристики. Этот метод хорошо сочетается с методом извлечения полюсов, что дополнительно улучшает внеполосные характеристики фильтров. Затем тот же четырехзвенный фильтр используется для размещения дополнительных четырех полюсов затухания посредством экстракции. К недостаткам этого фильтра можно отнести длину, у четырехзвенного фильтра она составляет почти $1,3\lambda_0$ (λ_0 -длина волны в

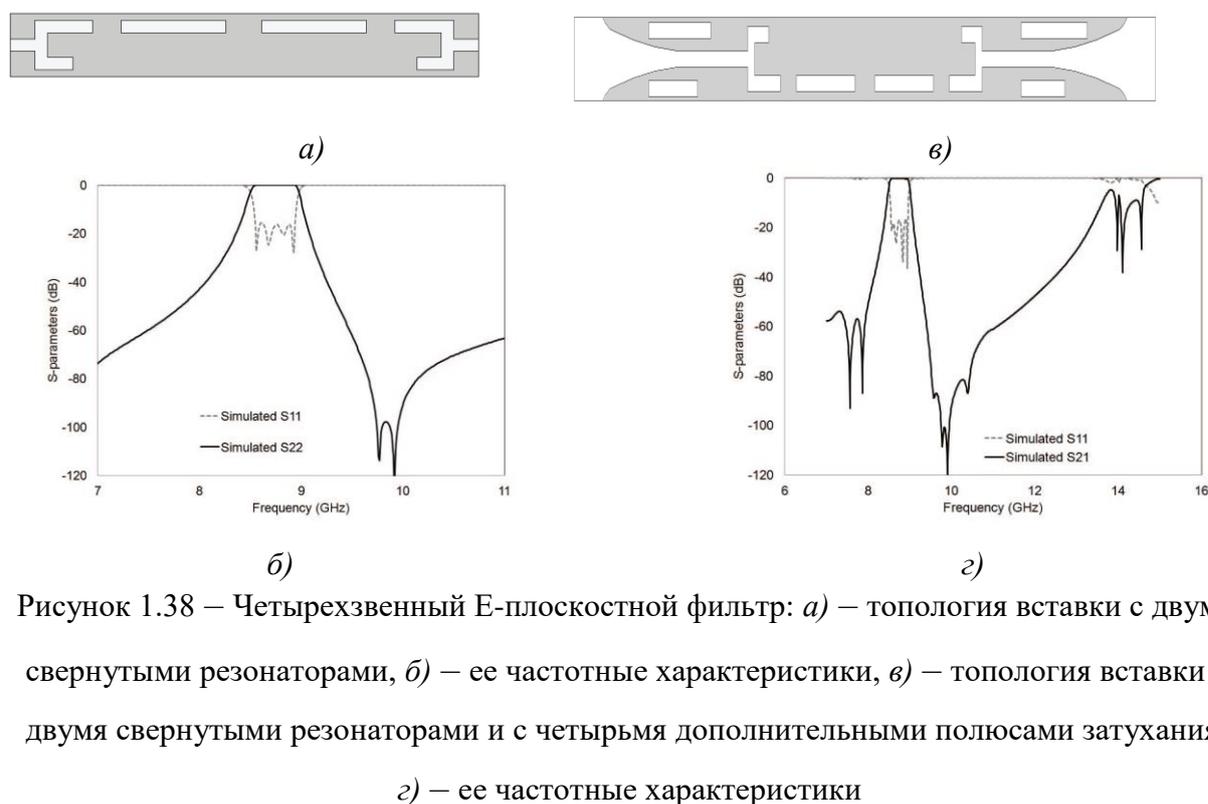


Рисунок 1.38 – Четырехзвенный Е-плоскостной фильтр: а) – топология вставки с двумя свернутыми резонаторами, б) – ее частотные характеристики, в) – топология вставки с двумя свернутыми резонаторами и с четырьмя дополнительными полюсами затухания, г) – ее частотные характеристики

волноводе на центральной частоте полосы прозрачности), также отсутствует возможность настройки.

Сверхкомпактные волноводные полосовые фильтры с псевдоэллиптическими характеристиками и возможностью размещать полюсы затухания по обеим сторонам полосы пропускания для формирования резких спадов рассмотрены в [51]. Фильтры содержат вытянутые полюсные секции в плоскости E , соединенные каскадом с перекрестно связанными фильтрующими блоками. Компактность достигается за счет использования секций затухающей моды и более близко расположенных резонаторов, модифицированных для уменьшения размеров. Фильтры, содержащие НУ, строятся с помощью процедуры выделения обобщенных коэффициентов связи для перекрестно-связанных блоков фильтрации.

Конфигурация компактного волноводного E -плоскостного синглета показана на рис. 1.39. Конструкция состоит из двух металлических вставок внутри секции волновода, расположенных параллельно центральной плоскости E , также с равными смещениями от нее. Одна из вставок (см. рис. 1.39) состоит

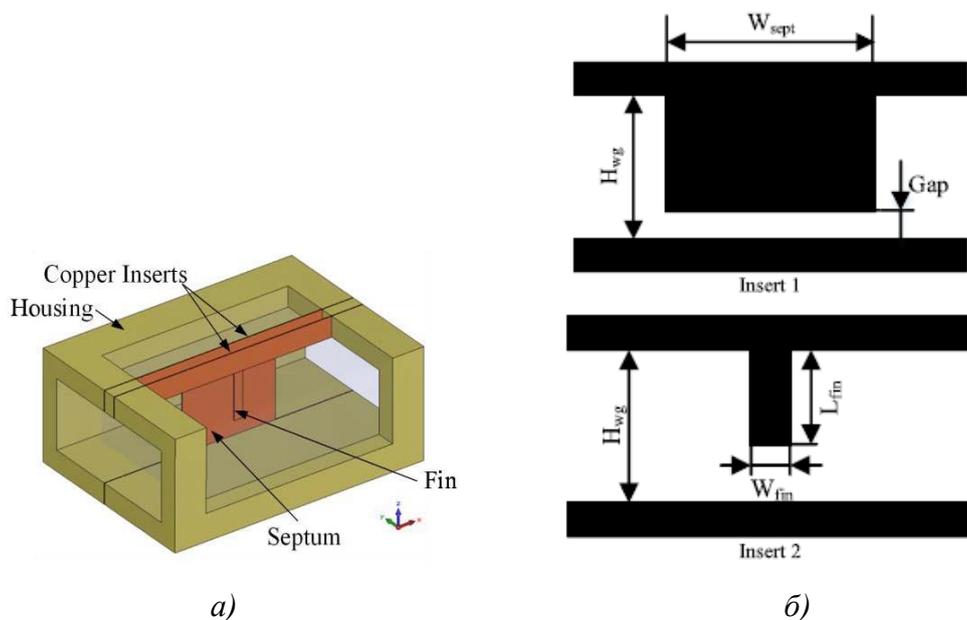


Рисунок 1.39 -Расположение вставок E -плоскости в корпусе волновода для E -плоскостного синглета. *a)* – конфигурация собранного резонатора, *б)* – конфигурации вставок

из одной широкой перегородки, тогда как другая состоит из одного штыря, закороченного либо на верхнюю, либо на нижнюю широкие стенки волновода.

В зависимости от наличия зазора в широкой перегородке полюс размещается ниже или выше полосы пропускания (см рис. 1.40).

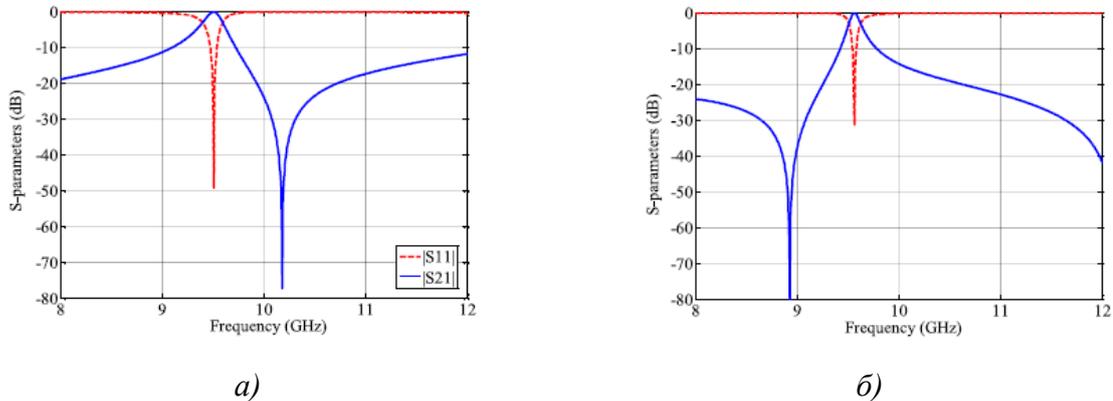
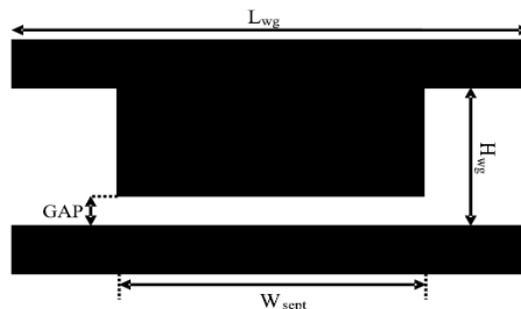


Рисунок 1.40 – Частотные характеристики синглетных модулей: *а)* – без зазора в широкой перегородке, *б)* – с щелью в широкой перегородке

При проектировании многосвязных фильтров используется две вставки (рис. 1.41), первая представляет собой широкую перегородку, вторая может быть двух типов: первый тип формирует нули передачи ниже и выше полосы прозрачности, второй тип формирует один ноль передачи выше полосы прозрачности. К недостаткам данного типа фильтров можно отнести отсутствие элементов настройки, при этом измеренный максимальный уровень КСВН 1,925 ($S_{11}=10$ дБ).



а)

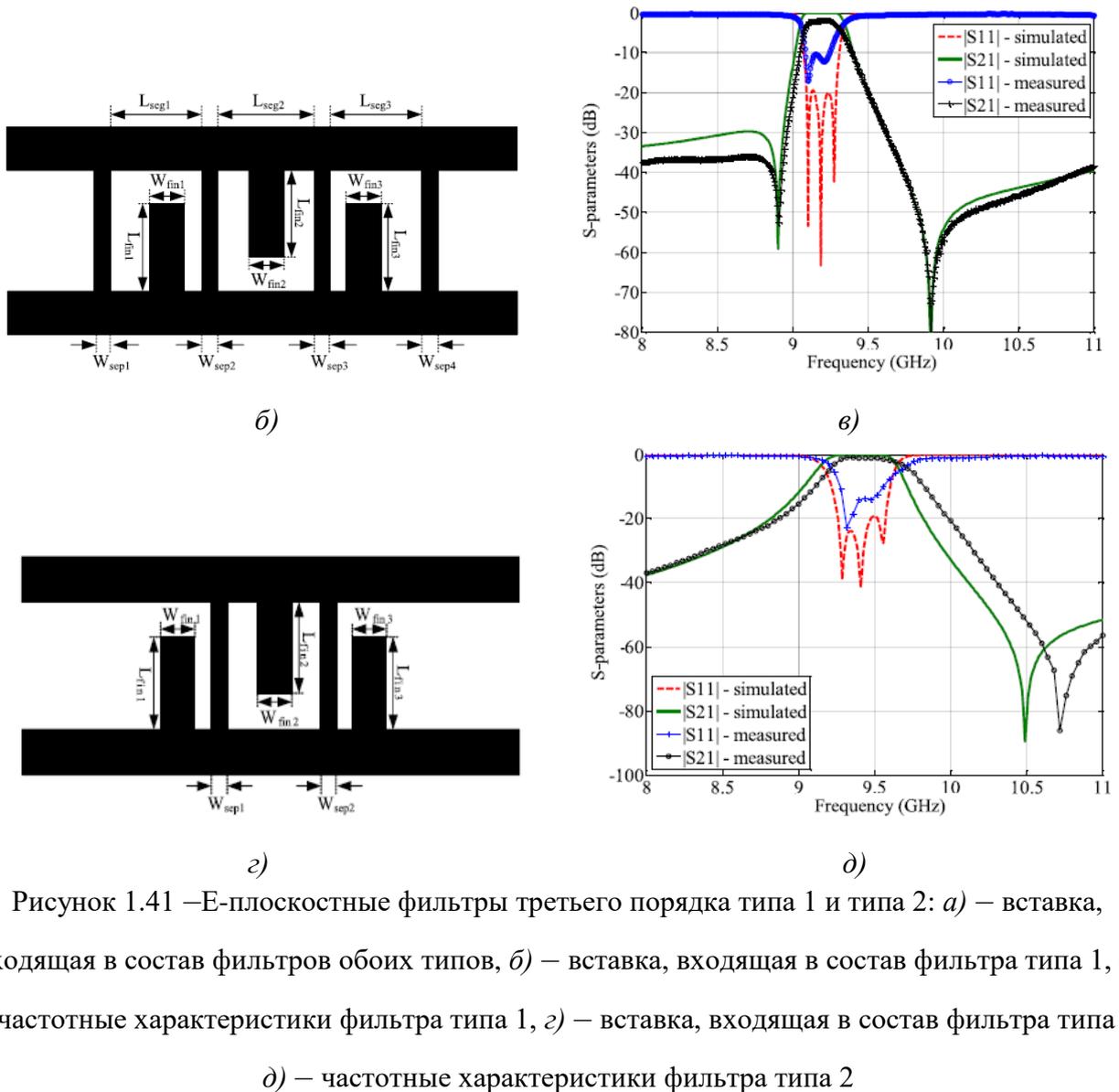


Рисунок 1.41 – E-плоскостные фильтры третьего порядка типа 1 и типа 2: *а)* – вставка, входящая в состав фильтров обоих типов, *б)* – вставка, входящая в состав фильтра типа 1, *в)* – частотные характеристики фильтра типа 1, *г)* – вставка, входящая в состав фильтра типа 2, *д)* – частотные характеристики фильтра типа 2

Псевдоэллиптические характеристики можно получить с помощью компактных линейных фильтров [52]. В таких фильтрах используется двухмодовый резонатор, который состоит из полости, нагруженной подвешенной диэлектрической шайбой с высокой диэлектрической проницаемостью, так что резонаторная мода TE_{101} и диэлектрическая мода TE_{016} работают в одном объеме (рис. 1.42). Эта структура реализует поперечную дублетную топологию и, следовательно, способна генерировать полюс затухания, который может быть расположен как выше, так и ниже полосы пропускания. Несколько смешанных резонаторов можно использовать

для получения фильтров более высокого порядка путем каскадирования их через НУ. Эти фильтры способны реализовывать полюсы затухания, которые находятся очень близко к краям полосы пропускания, таким образом, реализуя чрезвычайно близкое к полосе пропускания подавление. В результате диэлектрической нагрузки предлагаемое решение приводит к очень компактной структуре. Недостатком данного резонатора является отсутствие описания крепежа диэлектрической шайбы внутри объемного резонатора, наличие которого будет оказывать влияние на частотные характеристики.

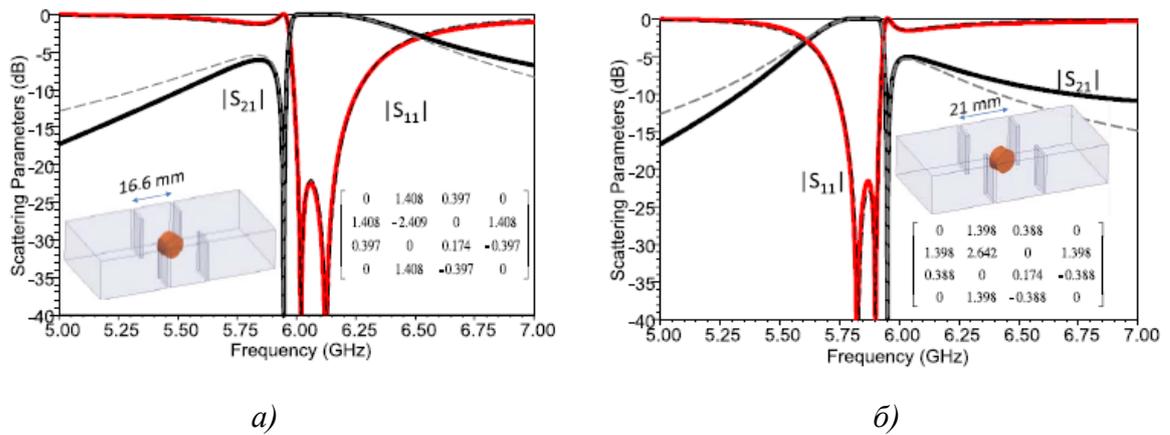


Рисунок 1.42 – Электродинамическая модель волноводного полуволнового резонатора с диэлектрической шайбой и частотные характеристики резонатора: *а)* – с нулем передачи ниже полосы прозрачности, *б)* – с нулем передачи выше полосы прозрачности

1.5 Выводы

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 формировать 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_{110} , которая сокращает продольный размер;
- исследование фильтров на двухмодовых объемных и гребневых резонаторах, которые позволяют формировать нули передачи ниже и выше полосы прозрачности.

2 Исследование волноводных фильтрующих устройств с односторонним и двухсторонним расположением шлейфов

Среди современных волноводных пассивных устройств широкое применение получили фильтры ФНЧ на гофрированном волноводе и фильтры ФНЧ меандровой конфигурации [53-60].

В настоящей главе приводятся результаты исследований полосно-пропускающих фильтров на гофрированном волноводе, имеющие полюсы затухания. 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 гофрированных волноводах, имеющих полюсы запираения, сформированные полюсами затухания. Исследования показали, что этот тип фильтров обладает малыми потерями в полосе пропускания и высокой селективностью. В настоящей главе показана возможность реализации сверхкомпактных фильтров и трансформаторов.

2.1 Волноводные фильтры с магнитными связями

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

Расчет фильтров с магнитными связями с использованием схем-прототипов приведен в [61]. Эквивалентная схема фильтра показана на рис. 2.1,*а*. Если полосовой фильтр реализуется на волноводной линии передачи, то требуется

замена последовательной магнитной связи на последовательный шлейф, рис. 2.1,б.

Расчет полосовых фильтров с магнитными связями состоит из двух основных этапов: для обеспечения требуемого подавления определяется порядок фильтра n и параметры индуктивных и емкостных элементов ФНЧ - прототипа g_n по заданной полосе прозрачности от её нижней f_n до верхней f_v частоты, значению неравномерности a_p и требованиям к полосе подавления. Резонансные частоты параллельных контуров f_k (f_k – резонансная частота k -ого контура, $k=1\dots n$, n –порядок фильтра) отличаются от средней частоты полосы прозрачности f_c , $f_c = \sqrt{f_n f_v}$.

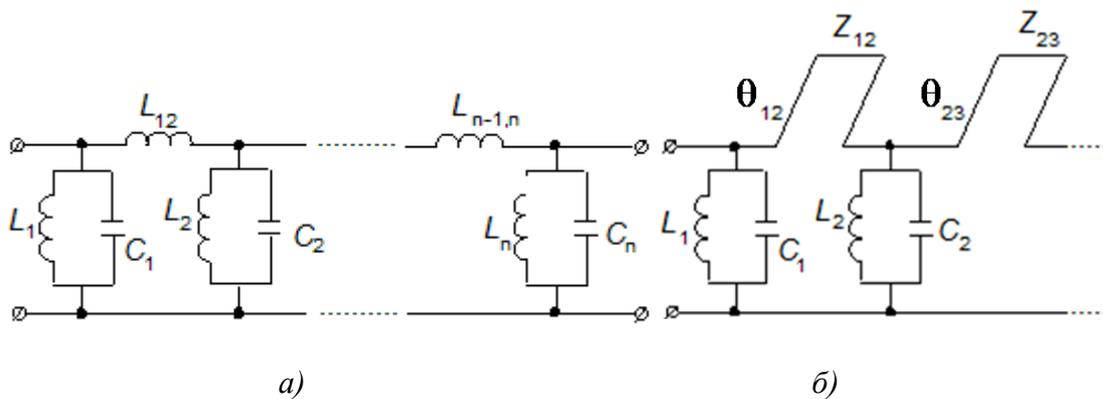


Рисунок 2.1 – Полосовой фильтр с магнитными связями: а) – схема на сосредоточенных элементах, б) – схема, полученная путем замены индуктивностей связи последовательными шлейфами

На данном типе полосовых фильтров резонансные контуры реализуются в виде емкостных диафрагм, индуктивность в каждой из которых образуется с помощью рядом стоящих последовательных шлейфов и скачками волнового сопротивления на входе и выходе, которые формируют резонансы в полосе прозрачности. Входные индуктивности образованы ступеньками между шириной подводящих волноводов и зауженной шириной фильтра. Для

получения фильтров с низкими потерями необходимо исследовать влияние

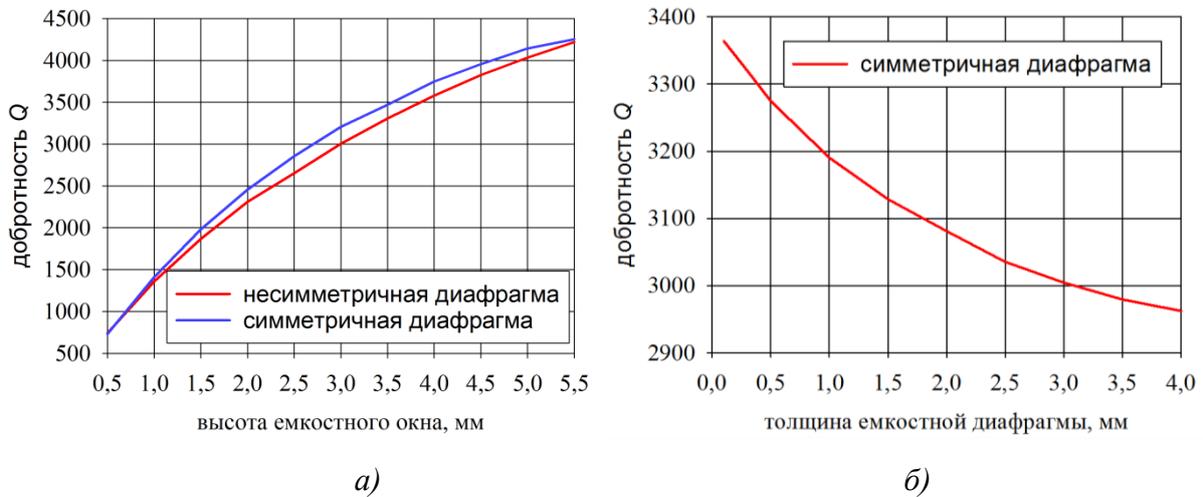


Рисунок 2.2 – Зависимость добротности от размеров: а) – от высоты окон симметричных и несимметричных диафрагм, б) – от длины симметричной диафрагмы

изменений различных параметров резонирующих элементов, в данном случае емкостных диафрагм, на их добротность. Расчет добротности емкостных диафрагм производился на волноводе сечением 22х6 мм, при таком подходе результатом является значение нагруженной, а не собственной добротности емкостной диафрагмы. На рис. 2.2,а показано как изменения высот емкостного симметричного и несимметричного окон диафрагм влияют на её нагруженную добротность, при этом толщина диафрагмы не изменяется и равна 3 мм. На таком же волноводе на рис. 2.2,б показано как толщина емкостной симметричной диафрагмы влияет на её нагруженную добротность. Таким образом, увеличение высоты окна и уменьшение толщины диафрагмы приводят к увеличению нагруженной добротности. Формулы для анализа резонансных диафрагм приведены в [62]. Длина волны диафрагмы на частоте резонанса

$$\lambda_{res} = \sqrt{\frac{D_2^2 D_4}{D_1 - D_2^2 D_3 + D_2^2 D_4 / 4a_1^2}}, \quad (2.1)$$

$$\text{где } D_1 = \frac{\cot^2(\pi a_1 / 2a)}{a}, \quad D_2 = \frac{\pi(a^2 - a_1^2)}{4aa_1 \cos(\pi a_1 / 2a)}, \quad D_3 = \frac{b^2 / 3 + b_1^2 / 2 - 8bb_1 / \pi^2}{aa_1^2},$$

$D_4 = 4b \ln[\csc(\pi b_1 / 2b)]$, a и b – размеры поперечного сечения волноводов, a_1 и b_1 – поперечные размеры окна диафрагмы.

Расчет нагруженной добротности диафрагмы производится по формуле

$$Q = \frac{\lambda_{res}}{4[1 - (1 - \lambda_{res} / 2a)]^{3/2}} \left[D_1 - D_2^2 D_3 + D_2^2 D_4 \left(\frac{1}{\lambda_{res}^2} - \frac{1}{2a^2} - \frac{1}{4a_1^2} \right) \right], \quad (2.2)$$

где λ_{res} – длина волны диафрагмы на частоте резонанса.

Последовательные индуктивности связи эквивалентной схемы на сосредоточенных элементах выполняются в виде односторонних шлейфов, как показано на рис. 2.1, а, б. Однако индуктивности связи могут выполняться и двухсторонними шлейфами (рис. 2.3, а), которые при использовании резонаторов на симметричных емкостных диафрагмах обеспечивают фильтру магнитную и электрическую симметрии. По рассчитанным значениям индуктивностей связи $L_{k,k+1}$ определяются геометрические размеры последовательных шлейфов:

$$\frac{\omega_p L_{k,k+1}}{Z_0} = 2 \frac{Z_{k,k+1}}{Z_0} \tan \theta = 2 \frac{b_{k,k+1} a_0 \sqrt{1 - (\lambda_p / 2a)^2}}{b_0 a_{k,k+1} \sqrt{1 - (\lambda_p / 2a_{k,k+1})^2}} \tan \theta, \quad (2.3)$$

где ω_p – радиальная частота полюса затухания ($\omega_p = 2\pi f_p$, f_p – частота полюса затухания), λ_p – длина волны на частоте полюса затухания, Z_0 – волновое сопротивление подводящих волноводов, $Z_{k,k+1}$ и θ – волновое сопротивление и электрическая длина последовательного шлейфа, a_0 , b_0 – размеры входных волноводов, $a_{k,k+1}$, $b_{k,k+1}$ – размеры последовательных шлейфов, k – номер резонатора, $k=1 \dots n-1$, n – порядок фильтра. Из (2.3) получается, что частоты полюсов выбираются таким образом, чтобы получить требуемую крутизну высокочастотного ската АЧХ. Значения всех реактивных элементов рассчитываются по схеме-прототипу.

Необходимо добавить, что сужение фильтра относительно входных волноводов позволяет формировать полосу подавления ниже полосы прозрачности, то есть сдвигает ее нижнюю границу вверх и сужает ширину. Ширину полосового фильтра необходимо выбрать таким образом, чтобы

частота отсечки была меньше нижней частоты полосы прозрачности, но выше частоты отсечки входных волноводов. Если полосовой фильтр и входные волноводы имеют одну и ту же ширину, тогда в каждую диафрагму требуется ввести индуктивность путем уменьшения ширины окна. Если ширина окна диафрагмы совпадает с шириной фильтра, то в диафрагмы требуется ввести боковой настроечный винт с каждой стороны. Следующий этап расчета и оптимизация полосовых фильтров производится с помощью электродинамических программ. Процесс оптимизации использует частотную

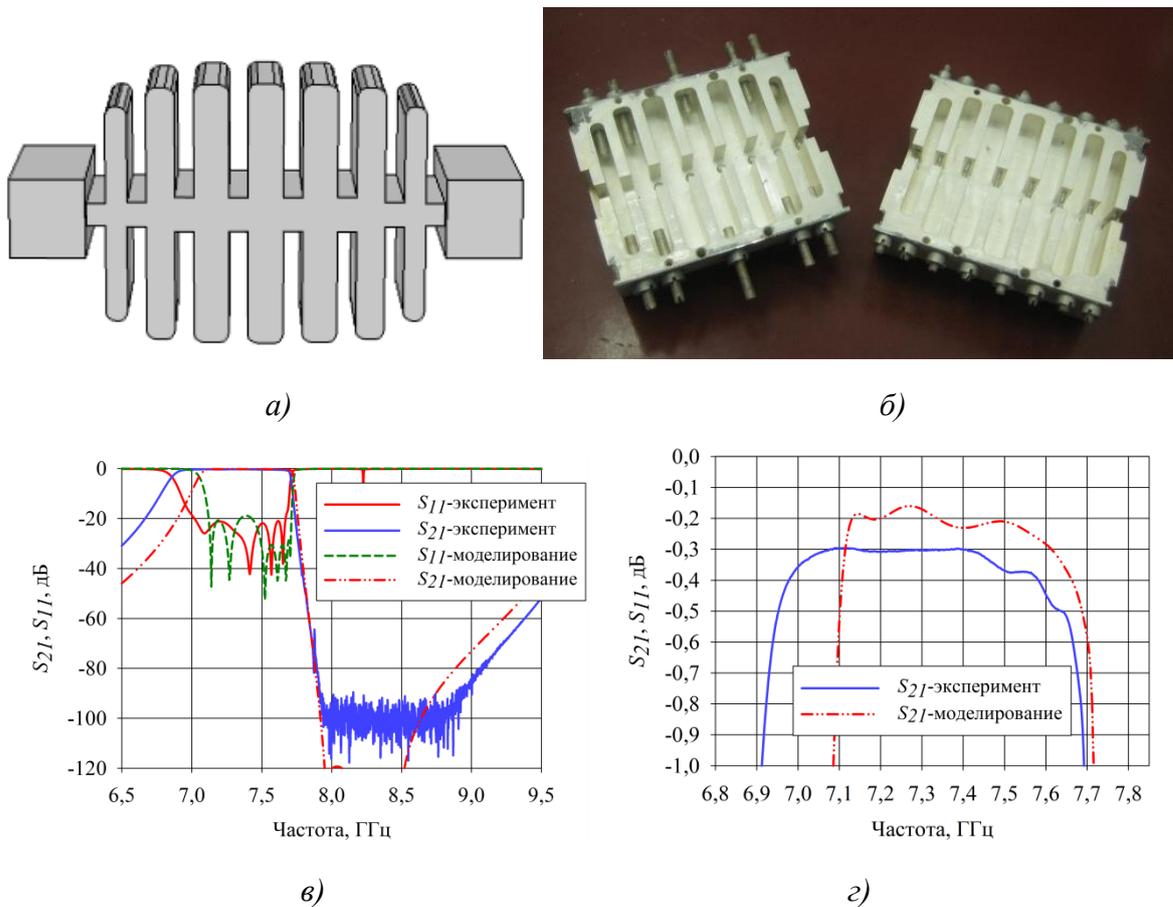


Рисунок 2.3 – Фильтр восьмого порядка с магнитными связями с двухсторонними шлейфами: *а)* – электродинамическая модель фильтра, *б)* – изготовленный образец фильтра, *в)* – частотные характеристики фильтра, *г)* – вносимые потери в полосе прозрачности

область с помощью встроенных автоматических средств электродинамических систем автоматизированного проектирования и производится для получения всех геометрических размеров конструкции с большой точностью.

На рис. 2.3,а изображена электродинамическая модель полосового фильтра с последовательными двухсторонними шлейфами восьмого порядка, между которыми располагаются емкостные диафрагмы, количество которых определяет порядок фильтра. Сечение входных волноводов 28,5x12,6 мм, фильтровая структура обладает шириной 22 мм. Высота фильтра 42 мм, радиусы скруглений под фрезой 1,5 мм, продольный размер фильтра составляет 56,4 мм. Таким образом, на полуволновой длине укладывается четыре звена (здесь и далее имеется в виду длина волны в волноводе на центральной частоте, вычисляемая по формуле:

$$\Lambda_0 = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - (\lambda_0 / \lambda_{кр})^2}}, \quad (2.4)$$

где λ_0 – длина волны в свободном пространстве на центральной частоте, $\lambda_{кр}$ – длина волны в свободном пространстве, соответствующая частоте отсечки волновода).

Для практического подтверждения полученных теоретических результатов был изготовлен алюминиевый образец фильтра с покрытием Хим.Н12.М6.Ср.6 (рис. 2.3,б). Измерения S-параметров фильтра производились на векторном анализаторе цепей Keysight PNA-X N5245B в диапазоне частот 6,5-9,5 ГГц. Для настройки фильтра в его конструкцию были введены настроечные винты в короткозамкнутую часть каждого шлейфа и в плоскость каждой диафрагмы.

При моделировании к данному полосовому фильтру предъявлялись следующие требования:

- частотный диапазон полосы прозрачности 7,25–7,55 ГГц;
- допустимый уровень вносимых потерь в полосе прозрачности не более 0,3 дБ;
- допустимый уровень КСВН в полосе прозрачности не более 1,3 ($S_{11} \leq -17,7$ дБ);
- полоса заграждения 7,9-8,4 ГГц;
- ослабление в полосе заграждения не менее 70 дБ.

Из рис. 2.3,в видно, что значение S_{11} в полосе пропускания и уровень ослабления в полосе заграждения соответствуют предъявляемым требованиям. На рис. 2.3,г видно, что значение вносимых потерь в полосе пропускания 0,4 дБ, что на 0,1 дБ больше требуемого значения. Объясняется это тем, что при измерениях ко входу и выходу фильтра присоединялись волноводно-коаксиальные переходы с разъемом 7/3 и коаксиальные переходы 7/3-2,4, которые не были учтены при калибровке. Каждый переход имеет вносимые потери не более 0,05 дБ. Таким образом, измеренные значения вносимых потерь нужно уменьшить на значение вносимых потерь четырех переходов, т.е. получается значение не более 0,3 дБ.

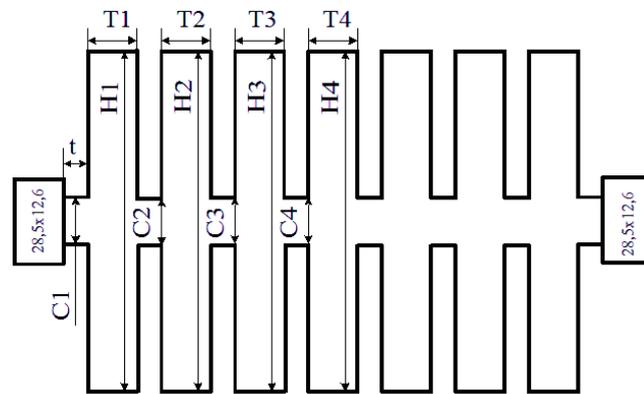


Рисунок 2.4- Обозначения размеров полосового фильтра восьмого порядка с магнитными связями с двухсторонними шлейфами

Таблица 2.1-Размеры двухсторонних шлейфов и емкостных диафрагм, мм

H1	H2	H3	H4	T1	T2	T3	T4	C1	C2	C3	C4	t
34,7	40,7	41,7	42	3,4	4,5	5,5	5,6	3,6	4	5,6	5,5	3

Крутизну склона АЧХ можно оценить по формуле [63]:

$$K_{\alpha} = \frac{\Delta f_3}{\Delta f_{\alpha} - \Delta f_3}, \quad (2.5)$$

где Δf_3 – ширина полосы прозрачности по уровню 3 дБ от уровня минимальных потерь, Δf_{α} – ширина полосы прозрачности по заданному уровню α ($\alpha=(10, 20, 30\dots)$ дБ) от уровня минимальных потерь. Поскольку у фильтров крутизна скатов АЧХ выше и ниже полосы прозрачности различная, будем использовать крутизну ската АЧХ ниже полосы прозрачности $K_{\alpha H}$, при этом Δf_3 – это

половина ширины полосы прозрачности по уровню 3 дБ от уровня минимальных потерь, а $\Delta f_{\alpha H}$ - ширина полосы прозрачности по заданному уровню α от уровня минимальных потерь ($\Delta f_{\alpha H}$ - ширина полосы прозрачности от частоты $f_{\alpha H}$ до центральной частоты полосы прозрачности по уровню 3 дБ от уровня минимальных потерь), для ската АЧХ выше полосы прозрачности используем обозначения $K_{\alpha B}$, $\Delta f_{\alpha B}$.

Рис. 2.3,в показывает, что на АЧХ, полученной при измерениях, в отличие от расчетной, имеется паразитный резонанс на частоте около 7,9 ГГц, наличие которого обусловлено сдвигом деталей фильтра друг относительно друга при сборке. Для устранения этого резонанса необходимо обе детали волноводного фильтра изготавливать от одной и той же базы. Крутизна высокочастотного ската АЧХ составляет $K_{30B}=6,86$ и $K_{80B}=2,197$. Буквенные обозначения всех размеров фильтра приведены на рис. 2.4, а их значения в таблице 2.1, фильтр обладает симметрией по продольной оси. Для сравнения был спроектирован классический фильтр со связью между первым и восьмым резонаторами (см. рис. 2.5,а), описанный в работе [6], имеющий длину 107,5 мм, ширину 28,5 мм и высоту 26,2 мм. Электрические характеристики двух фильтров приведены на рис. 2.5,б, вносимые потери известного фильтра в полосе прозрачности (7,25-7,55 ГГц) 0,44 дБ, КСВН в полосе прозрачности 1,3 ($S_{11} \leq -17,7$ дБ), уровень ослабления в полосе заграждения в диапазоне частот передачи не менее 80 дБ. Таким образом, восьмизвенный фильтр с двухсторонними шлейфами имеет меньшую длину (56,4 мм) и меньшие потери (0,3 дБ). Численные значения геометрических размеров и электрических параметров приведены в таблице 2.2, из которой следует, что у предложенного фильтра с магнитными связями крутизна АЧХ по уровню 30 дБ больше в 2,4 раза, а по уровню 80 дБ – в 5,35 раз.

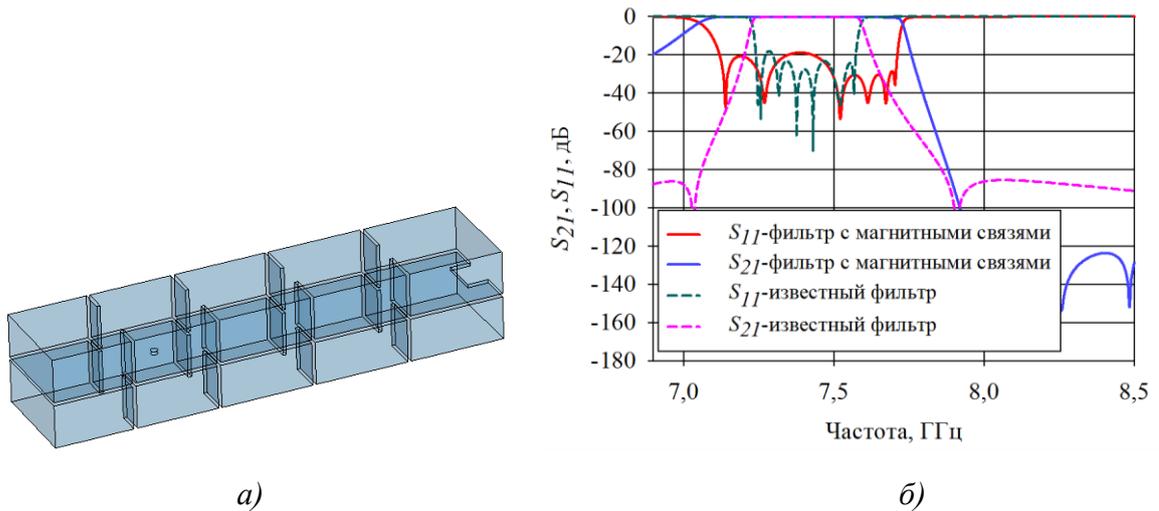


Рисунок 2.5 – а) – электродинамическая модель фильтра известного фильтра, б) – частотные характеристики сравниваемых фильтров

Таблица 2.2-Параметры сравниваемых фильтров

Название параметра	Фильтр с индуктивными связями с Е-плоскостной симметрией	Фильтр на полуволновых резонаторах со связью между 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	$\leq 0,3$	0,44
КСВН	$\leq 1,3$	$\leq 1,3$
полоса заграждения, ГГц	7,9-8,4	7,9-8,4
ослабление, дБ	≥ 80	≥ 80
крутизна АЧХ	$K_{30В}=6,86, K_{80В}=3,62$	$K_{30В}=2,869, K_{80В}=0,675$

В данном типе фильтров в качестве связей между резонаторами можно использовать и односторонние шлейфы, применение которых позволяет примерно в 2 раза уменьшить высоту и количество настроечных винтов, что делает настройку легче и быстрее. Применение в фильтрах односторонних шлейфов исключает паразитный резонанс на высокочастотном скате АЧХ, это происходит потому, что детали соединяются по узкой стенке, причем одна деталь является гладкой, а другая содержит чередования односторонних шлейфов и диафрагм, поэтому при сборке стыковка не влияет на частотные характеристики. Этот тип фильтров обладает симметрией по продольной оси.

По требованиям, предъявляемым к фильтру с магнитными связями с последовательными двухсторонними шлейфами, был спроектирован фильтр восьмого порядка, но с односторонними шлейфами. На рис. 2.6 показан фильтр восьмого порядка с односторонними шлейфами и его электрические характеристики. Входные волноводы имеют сечение $28,5 \times 12,6$ мм, фильтровая структура имеет ширину 21,3 мм. Продольный размер фильтра 52 мм. Вносимые потери в полосе прозрачности 0,26 дБ, КСВН фильтра в полосе прозрачности 1,2 ($S_{11} \leq -20,8$ дБ), уровень ослабления в полосе подавления не менее 80 дБ, таким образом, фильтр соответствует всем предъявляемым к нему требованиям.

Сравнение частотных характеристик фильтров восьмого порядка с односторонними и двухсторонними шлейфами показывает, что полоса подавления по уровню -70 дБ у фильтра с двухсторонними шлейфами на 300 МГц больше потому, что у него полосу заграждения формирует большее количество шлейфов. Высота фильтра уменьшилась с 42 мм до 26,35 мм.

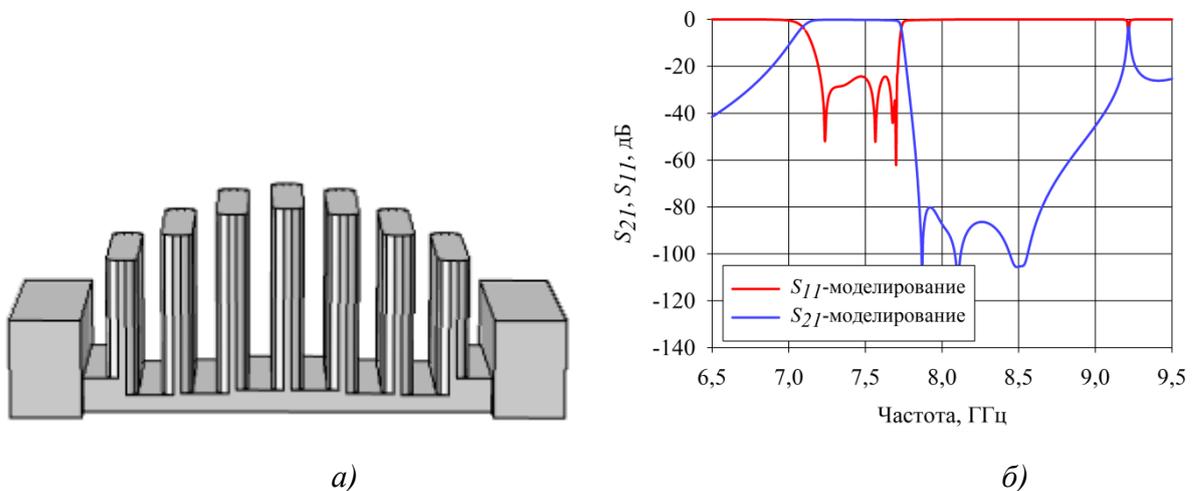


Рисунок 2.6 – Фильтр восьмого порядка с магнитными связями с односторонними шлейфами: а) – электродинамическая модель фильтра, б) – теоретические частотные характеристики фильтра

Обозначение геометрических размеров фильтра приведено на рис. 2.9, а их значения в таблице 2.3 под номером 1.

Также был промоделирован фильтр восьмого порядка с односторонними шлейфами, имеющий полосу прозрачности 7,25-7,75 ГГц. На рис. 2.7,*а,б* показана электродинамическая модель этого фильтра и образцы, изготовленные из латуни с покрытием М6.Ср.6. Входные волноводы имеют сечение 28,5x12,6 мм, фильтровая структура шириной 22 мм. Частотные характеристики показаны на рис. 2.7, *в* и на рис. 2.7,*г* показаны вносимые потери в полосе прозрачности.

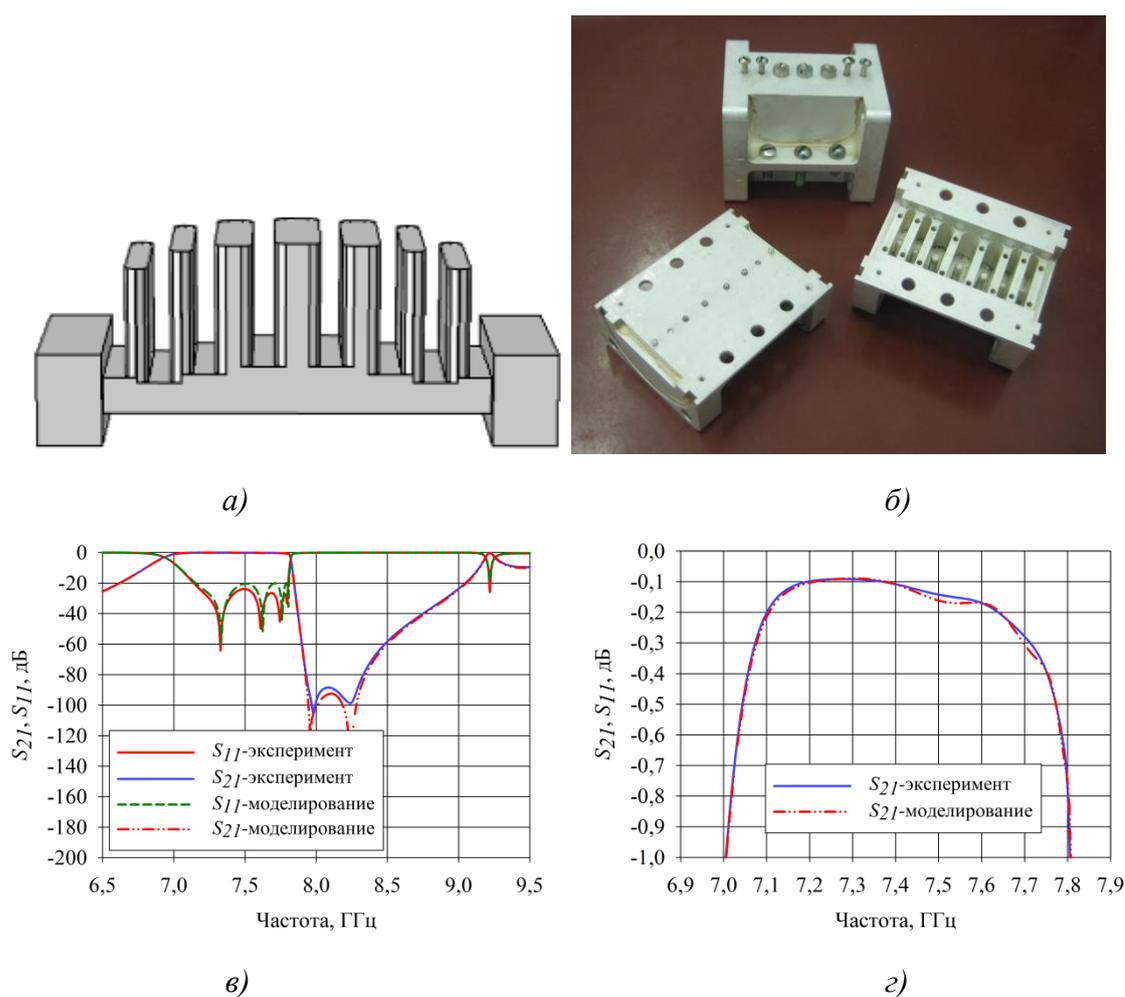


Рисунок 2.7 – Фильтр восьмого порядка с магнитными связями с односторонними шлейфами: *а)* – электродинамическая модель фильтра, *б)* – изготовленные образцы, *в)* – частотные характеристики, *г)* – вносимые потери в полосе прозрачности

Уровень вносимых потерь фильтра в полосе прозрачности 0,41 дБ, КСВН не более 1,2 ($S_{11} \leq -20,8$ дБ), уровень ослабления в полосе подавления (7,9-8,4 ГГц)

не менее 61 дБ. Продольный размер фильтра 60мм. Крутизна ската АЧХ $K_{30B}=10,295$.

Чтобы увеличить уровень ослабления в полосе подавления выше полосы прозрачности был промоделирован фильтр восьмого порядка с односторонними шлейфами, имеющими одинаковую ширину и длину. Электродинамическая модель такого фильтра и его частотные характеристики показаны на рис. 2.8.

Из сравнения графиков на рис. 2.7,в и рис. 2.8,б можно сделать вывод, что фильтр с последовательными односторонними шлейфами одинакового сечения формирует полосу подавления, уровень ослабления в которой увеличивается на 12

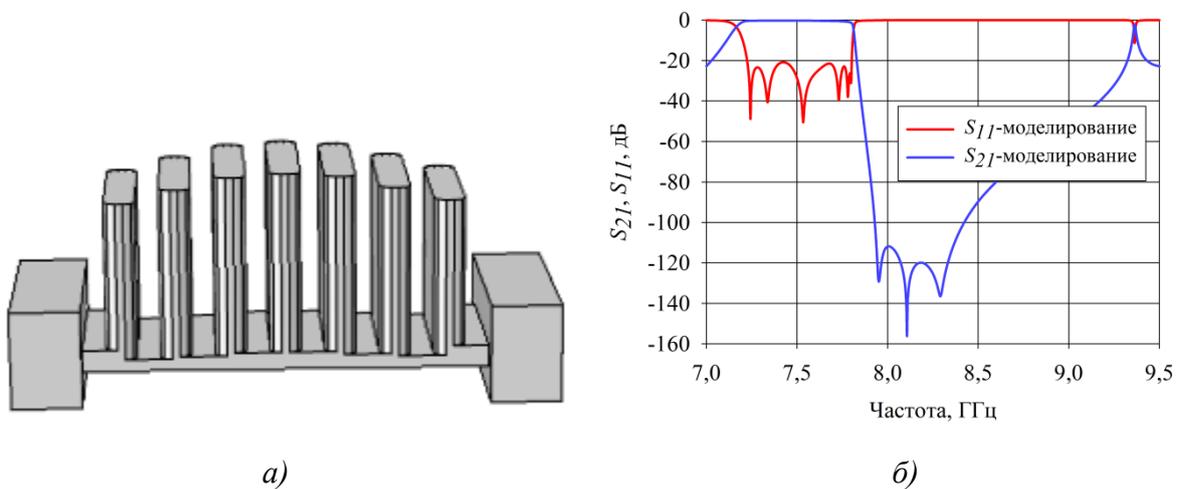


Рисунок 2.8 – Фильтр восьмого порядка с магнитными связями с односторонними шлейфами одинаковой ширины и длины: а) – электродинамическая модель фильтра, б) теоретические частотные характеристики

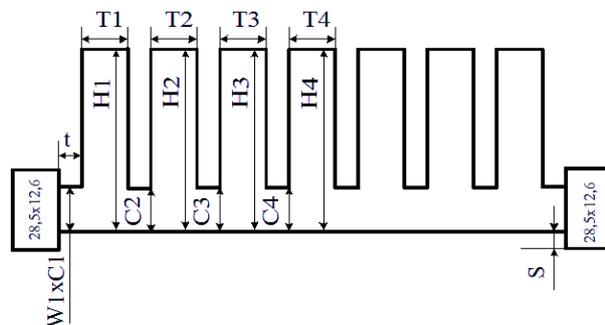


Рисунок 2.9 – Обозначения размеров полосового фильтра восьмого порядка с магнитными связями с последовательными односторонними шлейфами

дБ (уровень ослабления в полосе подавления 7,9-8,4 ГГц не менее 73 дБ) по сравнению с фильтром, у которого односторонние шлейфы различного волноводного сечения, при этом вносимые потери в полосе прозрачности увеличиваются с 0,41 дБ до 0,64 дБ. Крутизна ската АЧХ $K_{30В}=9,895$. Буквенные обозначения всех размеров фильтра приведены на рис. 2.9, а их значения под номером 2 в таблице 2.3.

Таблица 2.3- Длина, высота шлейфов, высота и толщина емкостных диафрагм, мм

№	H1	H2	H3	H4	T1	T2	T3	T4	C1	C2	C3	C4	S	t
1	19,7	22,95	25,6	26,35	4	4	4	4	4,4	2,2	2,4	2,85	0	3
2	21,8	23,5	25	25,4	4	4	4	4	2,75	1,5	1,8	2,2	3,8	3

Обычно к входным фильтрам приемного тракта диапазона X предъявляются следующие требования при моделировании:

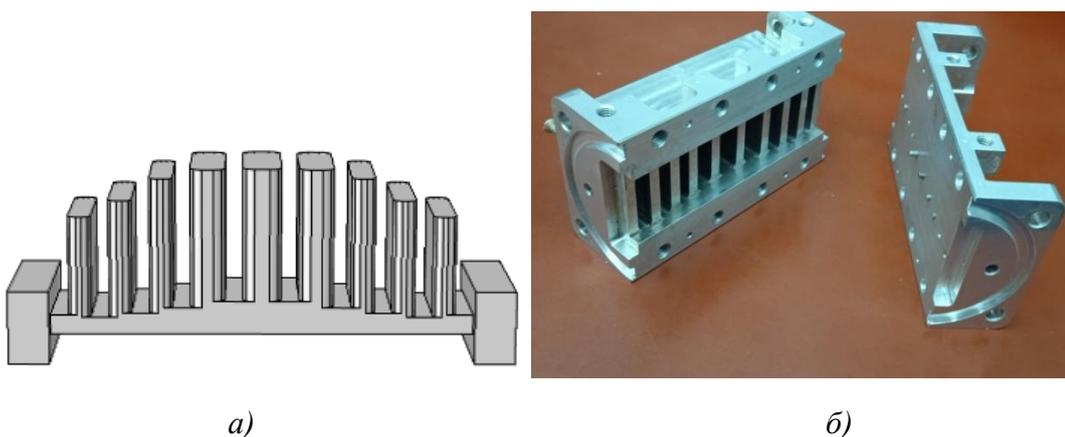
- частотный диапазон полосы прозрачности 7,25–7,75 ГГц;
- допустимый уровень вносимых потерь в полосе прозрачности не более 0,6 дБ;
- допустимый уровень КСВН в полосе прозрачности не более 1,3 ($S_{11} \leq -17,7$ дБ);
- полоса подавления 7,9-8,4 ГГц;
- ослабление в полосе подавления не менее 80 дБ.

Предложенный и исследованный выше полосовой фильтр восьмого порядка с магнитными связями с односторонним расположением шлейфов одинакового волноводного сечения имеет вносимые потери в полосе пропускания 0,63 дБ, что превышает требуемое значение 0,6 дБ, также требуется больший запас по частоте в полосе заграждения для обеспечения заданных электрических параметров в диапазоне рабочих температур (от -40°C до $+50^{\circ}\text{C}$). Для полного соответствия требованиям при моделировании был исследован и изготовлен из алюминия с покрытием Хим.Н12.М6.Ср.6 полосовой фильтр десятого порядка с магнитными связями с последовательными односторонними шлейфами, показанный на рис. 2.10,а,б. Электрические характеристики фильтра на рис. 2.10, в; на рис. 2.10, г показаны вносимые потери в полосе прозрачности, из которых видно, что фильтр

полностью соответствует требованиям при моделировании. Крутизна высокочастотного ската АЧХ составляет $K_{30B}=10,295$ и $K_{80B}=3,62$. Фильтр имеет входные волноводы, сечение которых $28,5 \times 12,6$ мм, фильтровая структура обладает шириной 21,3мм. Продольный размер фильтра 72,2 мм, высота-28,65 мм. Уровень вносимых потерь в полосе прозрачности не более 0,53 дБ. КСВН волноводного фильтра в полосе прозрачности не более 1,2 ($S_{11} \leq -20,8$ дБ), уровень ослабления в диапазоне частот передачи не менее 80 дБ. Масса фильтра не более 200 грамм. У данного фильтра на полуволновой длине укладывается четыре звена.

Буквенные обозначения размеров фильтра десятого порядка показаны на рис. 2.12, а их значения в таблице 2.4 под номером 1.

Полосовые фильтры с магнитными связями с последовательными односторонними или двухсторонними шлейфами можно проектировать и сверхкомпактными. 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



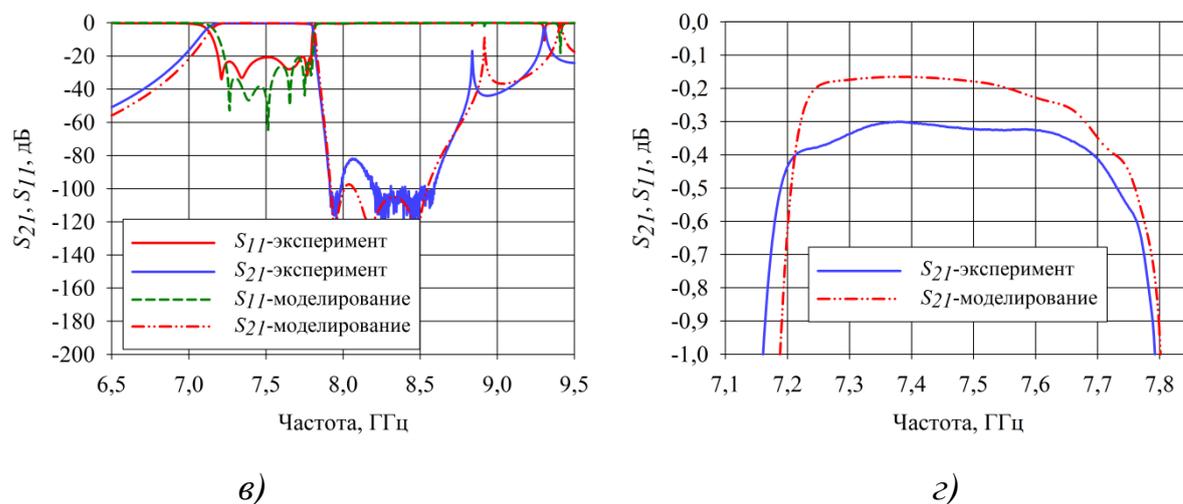
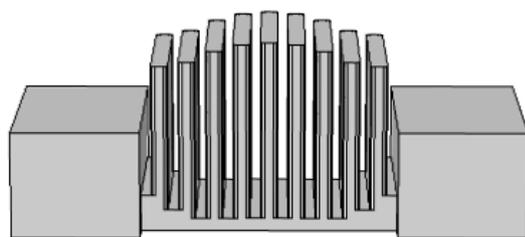


Рисунок 2.10 – Фильтр десятого порядка с магнитными связями с последовательными односторонними шлейфами разного волноводного сечения: *а)* – электродинамическая модель фильтра, *б)* – изготовленный образец фильтра, *в)* – частотные характеристики фильтра, *г)* – вносимые потери в полосе прозрачности

полосе прозрачности. Два этих свойства применялись при проектировании фильтра с магнитными связями с односторонними шлейфами одинаковой длины. Электродинамическая модель фильтра и электрические характеристики показаны на рис. 2.11.

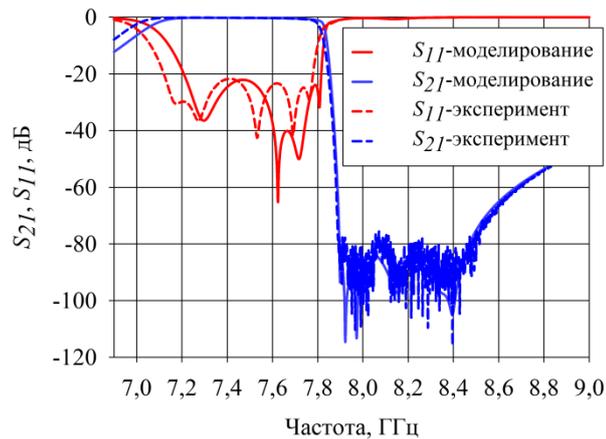
У данного полосового фильтра входные волноводы имеют сечение $28,5 \times 12,6$ мм, ширина фильтровой структуры 21,3 мм. Продольный размер фильтра 30 мм (на полуволновой длине укладывается девять звеньев), высота 22,7 мм. Полоса прозрачности 7,25–7,75 ГГц, максимальный уровень КСВН



а)



б)



в)

Рисунок 2.11 – Сверхкомпактный фильтр десятого порядка с магнитными связями с последовательными односторонними шлейфами одинаковой длины: а) – электродинамическая модель фильтра, б) изготовленный макет фильтра, в) – теоретические и экспериментальные частотные характеристики фильтра

фильтра в полосе прозрачности не более 1,2 (1,18) ($S_{11} \leq -20,8$ дБ), уровень вносимых потерь в полосе прозрачности 0,6 дБ (0,7 дБ), уровень подавления в диапазоне частот передачи не менее 80 дБ (75 дБ). В скобках приведены экспериментальные значения. Крутизна высокочастотного ската АЧХ составляет $K_{30В} = 10,106$ и $K_{80В} = 5,535$. Буквенные обозначения геометрических размеров приведены на рис. 2.12, а их значения - в таблице 2.4 под номером 2.

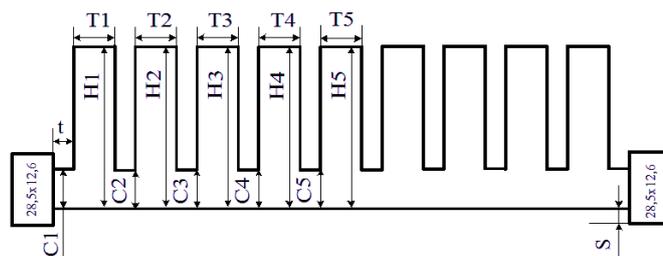


Рисунок 2.12 – Обозначения размеров полосового фильтра десятого порядка с магнитными связями с последовательными односторонними шлейфами

Для сравнения был промоделирован полосовой фильтр десятого порядка на ТМ-резонаторах (см. рис. 2.13,а), описанный в статье [24] и имеющий продольный размер 93 мм, ширину 28,5 мм, высоту 29,4 мм. Электрические характеристики двух фильтров приведены на рис. 2.13,б. Фильтр на ТМ-

резонаторах имеет уровень вносимых потерь в полосе прозрачности 0,69 дБ, максимальный уровень КСВН в полосе прозрачности 1,32 ($S_{11} \leq -17,2$ дБ), уровень ослабления в полосе заграждения (7,9-8,4 ГГц) не менее 95 дБ. Таким образом, сверхкомпактный фильтр при втрое меньшей длине (см. таблицу 2.5) имеет меньшие вносимые потери в полосе пропускания (на 0,09 дБ), меньший уровень КСВН (1,2 вместо 1,32), при этом уровень ослабления составляет 80 дБ.

Таблица 2.4- Длина, высота каждого шлейфа, высота и толщина каждой диафрагмы, мм

№	H1	H2	H3	H4	H5	T1	T2	T3	T4	T5
1	20,4	23,2	27	28,55	28,65	3,9	3,95	4	5,95	6,6
2	19,85	20,35	21,65	22,4	22,7	2	2	2	2	2
№	C1	C2	C3	C4	C5	t	S			
1	3,35	2,95	3,65	4,6	5,7	3	3,8			
2	4,3	2,55	1,5	1,5	1,55	1,2	0			

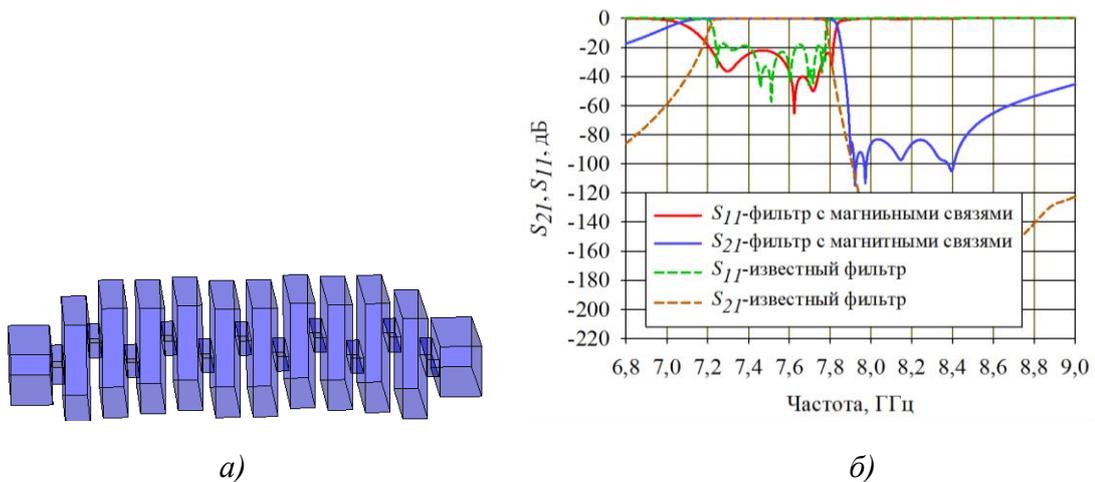


Рисунок 2.13 –а) – электродинамическая модель фильтра десятого порядка на ТМ-резонаторах, б) частотные характеристики сравниваемых фильтров

Численные значения геометрических размеров и электрических параметров приведены в таблице 2.5, из которой следует, что у предложенного фильтра с магнитными связями крутизна АЧХ по уровню 30 дБ хуже в 1,1 раз, но по уровню 80 дБ лучше в 1,85 раз.

Таблица 2.5-Параметры сравниваемых фильтров

Название параметра	Фильтр с индуктивными связями без Е-плоскостной симметрии	Фильтр на ТМ-резонаторах
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	$\leq 1,2$	1,32
полоса заграждения, ГГц	7,9-8,4	7,9-8,4
ослабление, дБ	≥ 80	≥ 95
крутизна АЧХ	$K_{30В}=10,106, K_{80В}=5,535$	$K_{30В}=11,183, K_{80В}=2,986$

Таким образом, промоделированы и исследованы разные типы волноводных полосовых фильтров с магнитными связями с одно- и двухсторонним расположением шлейфов. Показано, что использование шлейфов одинакового волноводного сечения увеличивают уровень заграждения, а использование двухсторонних шлейфов расширяют ширину полосы заграждения. Также показана возможность размещения на полуволновой длине 9 звеньев, что позволяет делать фильтры данного типа сверхкомпактными.

2.2 Волноводные фильтры с электрическими и комбинированными связями

Для применения волноводных полосно-пропускающих фильтров на гофрированном волноводе на частотах передачи X-диапазона, для подавления частот приема необходимо увеличивать крутизну АЧХ ниже полосы пропускания. Для этого необходимо исследовать различные типы волноводных полосовых фильтров с электрическими и комбинированными связями.

Для решения задачи по созданию компактного полосового фильтра с низким уровнем вносимых потерь в полосе прозрачности и с увеличенной крутизной АЧХ ниже полосы прозрачности предлагается использовать фильтр, реализованный по схеме с электрическими связями (рис. 2.14).

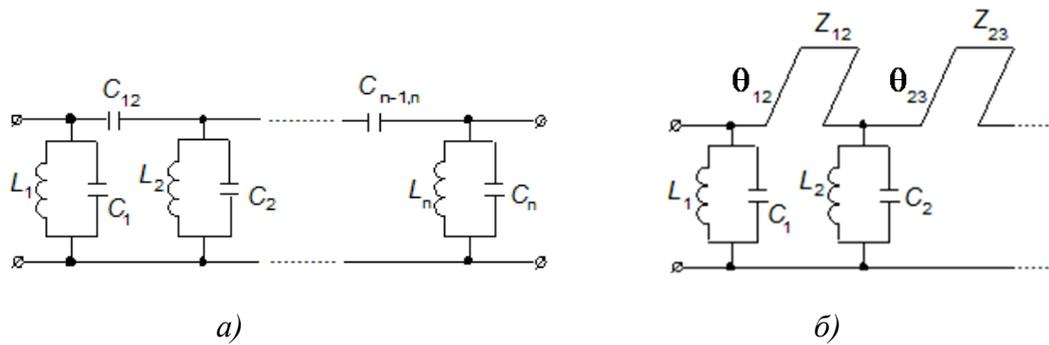


Рисунок 2.14 – Фильтр с электрическими связями: а) – схема на сосредоточенных элементах, б) – схема с заменой последовательных емкостей последовательными шлейфами

Использование диафрагм в качестве резонаторов значительно уменьшает продольный размер, электрические связи реализуются в виде шлейфов, которые при длине, большей четверти длины волны в волноводе, позволяют формировать полюсы затухания ниже полосы прозрачности. При проектировании полосового фильтра с комбинированными связями некоторое количество емкостей связи заменяется на индуктивности связи. Таким образом, несколько шлейфов будут иметь длину менее четверти длины волны в волноводе.

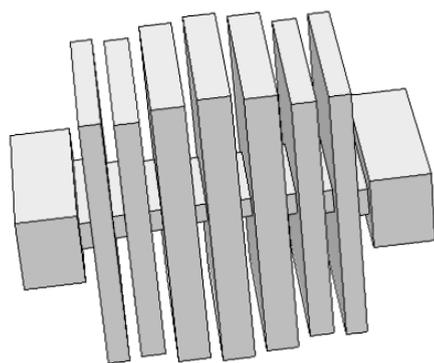
Фильтры с емкостными связями с двухсторонним расположением шлейфов представляют собой чередование симметричных резонансных диафрагм и двухсторонних шлейфов длиной более четверти длины волны в волноводе. Все типы фильтров с емкостными и смешанными связями имеют продольную симметрию относительно центра.

Для анализа были исследованы фильтры с емкостными и смешанными связями с односторонним и двухсторонним расположением шлейфов. К фильтру при моделировании предъявлялись следующие требования:

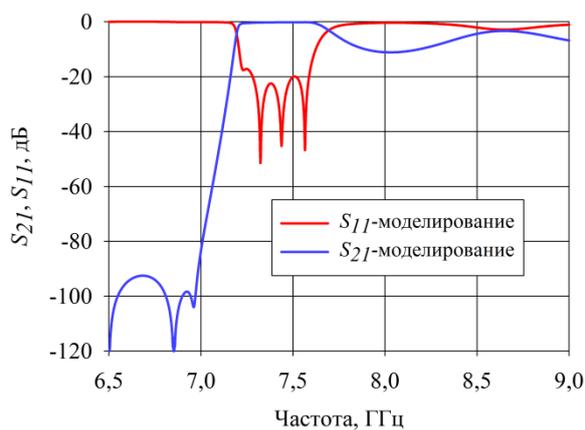
- полоса прозрачности 7,25–7,54 ГГц;
- допустимый уровень вносимых потерь в полосе прозрачности 0,45 дБ;
- допустимый уровень КСВН в полосе прозрачности 1,3 ($S_{11}=-17,7$ дБ);
- минимальный уровень ослабления на частоте 7,045 ГГц 60 дБ.

Промоделированный фильтр восьмого порядка с электрическими связями с последовательными двухсторонними шлейфами и его электрические характеристики показаны на рис. 2.15,а,б. Уровень вносимых потерь полосового фильтра в полосе прозрачности 0,47 дБ, уровень КСВН в полосе прозрачности 1,32 ($S_{11} \leq -17,2$ дБ) и уровень ослабления на частоте 7,045 ГГц 68 дБ. Габаритные размеры фильтра следующие: ширина 28,5 мм, высота 49,5 мм и продольный размер 47,15 мм на полуволновой длине укладывается пять звеньев), подводящие волноводы имеют сечение 28,5x12,6 мм. Как видно из частотной характеристики, данный фильтр обладает характеристикой квази-ФВЧ, т.е. выше полосы пропускания уровень затухания низкий, не более 10 дБ. Крутизна АЧХ этого фильтра $K_{30H}=4,15$. Обозначение геометрических размеров фильтра приведено на рис. 2.17, а их значения в таблице 2.6 под номером 1.

Для повышения уровня затухания выше полосы пропускания произведем замену связей у крайних резонаторов с емкостной на индуктивную. Фильтр, имеющий и емкостную, и индуктивную связи будем называть фильтром со смешанными (комбинированными) связями. Структура восьмизвенного волноводного полосового фильтра со смешанными связями и его электрические характеристики приведены на рис. 2.16,а,б. Крайние шлейфы, реализующие индуктивные связи, увеличивают высокочастотный склон АЧХ, за счет этого ослабление в полосе подавления выше полосы прозрачности по уровню 30 дБ от 8,03 ГГц до 9 ГГц. Фильтр обладает уровнем вносимых потерь в полосе прозрачности 0,54 дБ, КСВН в полосе пропускания 1,32 ($S_{11} \leq -17,2$ дБ) и ослабление на частоте 7,045 ГГц составляет 117 дБ. Полосовой фильтр имеет ширину 28,5 мм, высоту 41,1 мм и продольный размер 48,8 мм на полуволновой длине укладывается четыре звена), подводящие волноводы имеют сечение 28,5x12,6 мм. Следует отметить, что у описанных фильтров может возникнуть несимметрия верхних и нижних шлейфов, что может привести к появлению паразитных резонансов в полосе пропускания, которые можно устранить с

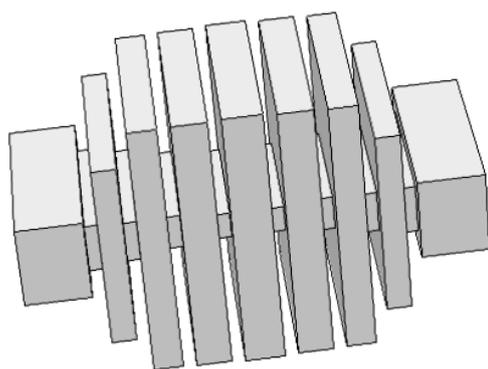


а)

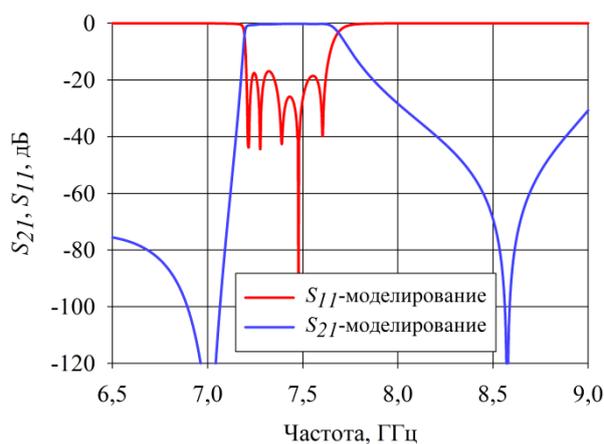


б)

Рисунок 2.15 – Восьмизвенный волноводный полосовой фильтр с электрическими связями с последовательными двухсторонними шлейфами: а) – электродинамическая модель фильтра, б) – частотные характеристики фильтра



а)



б)

Рисунок 2.16 –полосовой фильтр восьмого порядка с комбинированными связями с последовательными двухсторонними шлейфами: а) – электродинамическая модель фильтра, б) – частотные характеристики фильтра

помощью регулировочных винтов в шлейфах. При этом по мере вкручивания регулировочных винтов вносимые потери в полосе пропускания фильтра будут увеличиваться. Вносимые потери фильтров, рассмотренных выше, имеют повышенное значение, для устранения этого недостатка нужно увеличить запас по частоте в нижней части полосы пропускания. Из частотных характеристик фильтров видно, что замена двух емкостных связей на индуктивные снижает

ослабление ниже частоты 7,0 ГГц, но увеличивает уровень ослабления выше полосы пропускания. Крутизна АЧХ фильтра $K_{30H}=7,286$.

Таблица 2.6- Длина, высота шлейфов, высота, ширина окна и толщина емкостных диафрагм, мм

№	H1	H2	H3	H4	T1	T2	T3	T4	t
1	45,1	44	47,8	49,5	3,55	4	5,35	5,35	2
2	19	40,3	40,6	41,1	3,7	4,4	5,3	6	2
№	W1xC1	W2xC2	W3xC3	W4xC4					
1	20,5x4,8	17,4x4,15	16,3x3,8	15,2x3,3					
2	22x7,5	20,9x6,4	18,6x5,3	18,5x4					

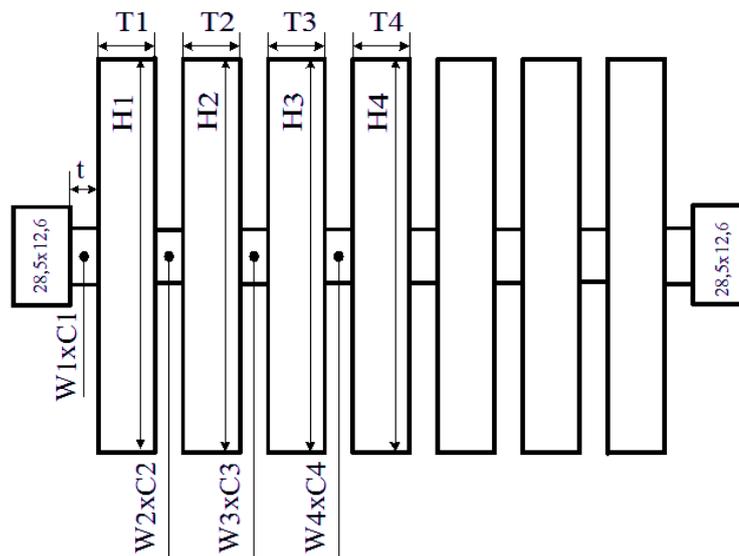


Рисунок 2.17 – Структура волнового фильтра с электрическими связями с последовательными двухсторонними шлейфами с обозначениями размеров

Буквенные обозначения всех размеров фильтра приведены на рис. 2.17, а их значения в таблице 2.6 под номером 2.

Фильтры с емкостными или со смешанными связями можно проектировать и с односторонним расположением шлейфов. Для решения поставленной задачи был рассчитан, а затем изготовлен восьмизвенный фильтр со смешанными связями с односторонним расположением шлейфов, резонаторы здесь реализуются несимметричными диафрагмами, межрезонаторные связи реализованы односторонними шлейфами. В сравнении

с фильтрами, имеющими двухсторонние шлейфы, такие фильтры имеют более простую настройку из-за меньшего количества настроечных винтов,

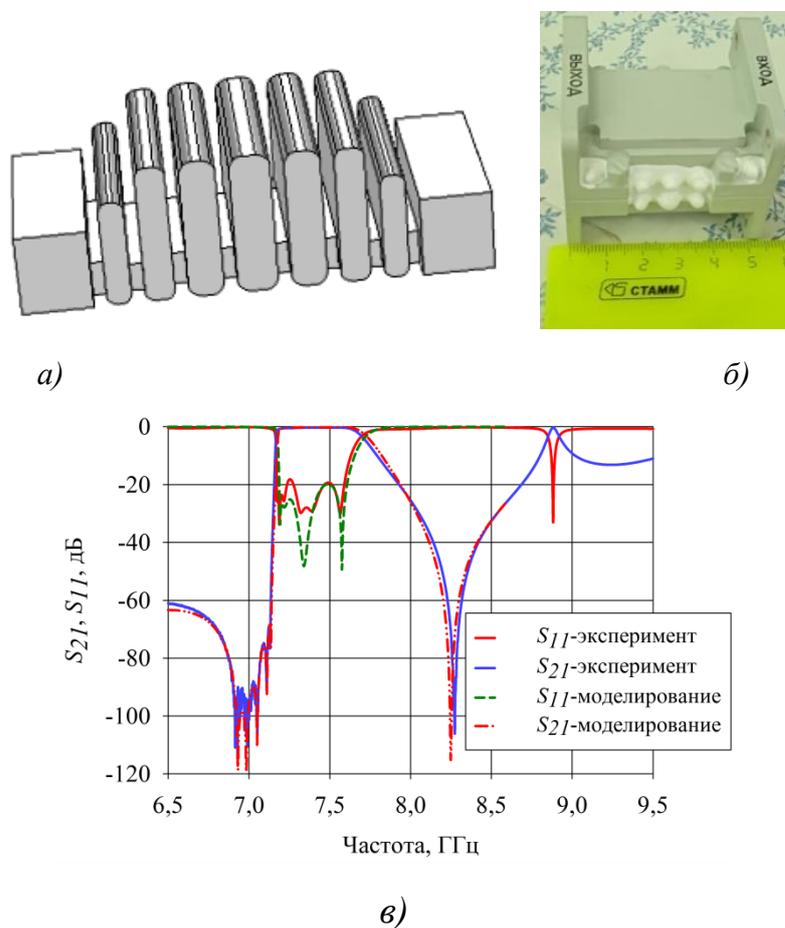


Рисунок 2.18 – Восьмизвенный волноводный полосовой фильтр со смешанными связями с последовательными односторонними шлейфами: а) – электродинамическая модель фильтра, б) – изготовленный образец фильтра, в) – частотные характеристики фильтра

уменьшается почти вдвое и высота фильтра. К недостаткам данного типа фильтров стоит отнести тот факт, что сокращение количества шлейфов вдвое приводит к снижению уровня затухания в полосе заграждения ниже полосы пропускания и к сужению полосы подавления выше полосы прозрачности. На рис. 2.18 показан восьмизвенный фильтр со смешанными связями с односторонним расположением шлейфов, изготовленный образец и его расчетные и экспериментальные характеристики.

Уровень вносимых потерь полосового фильтра в полосе прозрачности 0,36 дБ, уровень КСВН в полосе прозрачности 1,22 ($S_{11} = -20,08$ дБ) и ослабление на частоте 7,045 ГГц составляет 97 дБ. Крутизна низкочастотного ската АЧХ составляет $K_{30H} = 11,862$ и $K_{60H} = 6,877$. Фильтра имеет ширину 28,5 мм, высоту 22,3 мм и продольный размер 48.8 мм (на полуволновой длине укладывается четыре звена), входные волноводы имеют сечение 28,5x12,6 мм. Графики на рис. 2.18,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. Обозначение геометрических размеров фильтра приведено на рис. 2.21, а их значения в таблице 2.7 под номером 1.

В структуре фильтра, изображенного на рис. 2.19,а имеются последовательные шлейфы одинаковой длины, что приводит к увеличению крутизна низкочастотного склона АЧХ почти в 2 раза ($K_{30H} = 22,625$, а у вышеописанного фильтра - $K_{30H} = 11,862$, при этом соотношение ширины к длине шлейфа $28,5/4 = 7,125$). Электрические характеристики этого фильтра приведены на рис. 2.19,б. Фильтр имеет вносимые потери в полосе пропускания 0,51 дБ, КСВН в полосе пропускания 1,29 ($S_{11} \leq -17,95$ дБ) и ослабление на частоте 7,045 ГГц составляет 86 дБ. Фильтр имеет ширину 28,5 мм, высоту 21,4 мм и продольный размер 44 мм, входные волноводы сечением 28,5x12,6 мм. Буквенные обозначения всех размеров фильтра показаны на рис. 2.21, а их численные значения - в таблице 2.7 под номером 2.

Поскольку у данных полосовых фильтров резонаторы выполняются диафрагмами, то уменьшение продольного размера шлейфов не должно сильно

увеличивать потери. Эти доводы приводят к возможности реализации

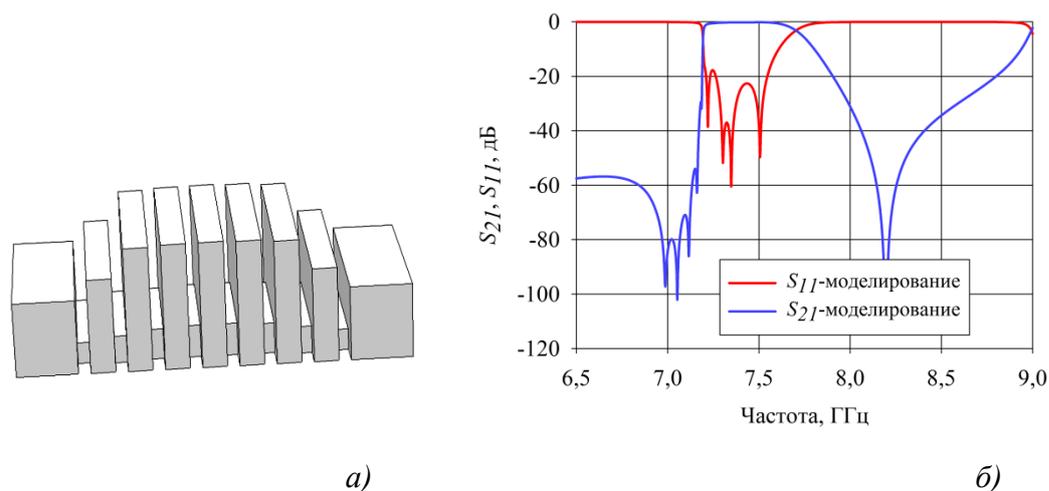


Рисунок 2.19 – Фильтр восьмого порядка с комбинированными связями с последовательными односторонними шлейфами: а) – электродинамическая модель фильтра, б) – частотные характеристики фильтра

сверхкомпактного фильтра со смешанными связями с односторонним расположением шлейфов одинаковой длины. Электродинамическая модель фильтра и его частотные характеристики приведены на рис. 2.20,а,б.

Фильтр имеет вносимые потери в полосе пропускания 0,73 дБ, КСВН в полосе пропускания 1,21 ($S_{11} \leq -20,44$ дБ) и ослабление на частоте 7,045 ГГц составляет 95 дБ. Крутизна низкочастотного ската АЧХ составляет $K_{30H} = 7,906$ и $K_{60H} = 4,025$ при соотношении ширины к длине шлейфа $28,5/2 = 14,25$. Таким образом, получается, что у фильтров со смешанными связями с односторонними шлейфами одинакового сечения при увеличении соотношения ширины к длине (сечение шлейфов) от 7,125 до 14,36 крутизна АЧХ падает с $K_{30H} = 22,625$ до $K_{30H} = 7,906$, то есть 2,86 раз. Фильтр имеет ширину 28,5 мм, высоту 22,15 мм и продольный размер 23,6 мм (на полуволновой длине укладывается восемь звеньев), входные волноводы сечением 28,5x12,6 мм. При увеличении ширины фильтра происходит снижение уровня вносимых потерь в полосе прозрачности и уменьшение высоты фильтра.

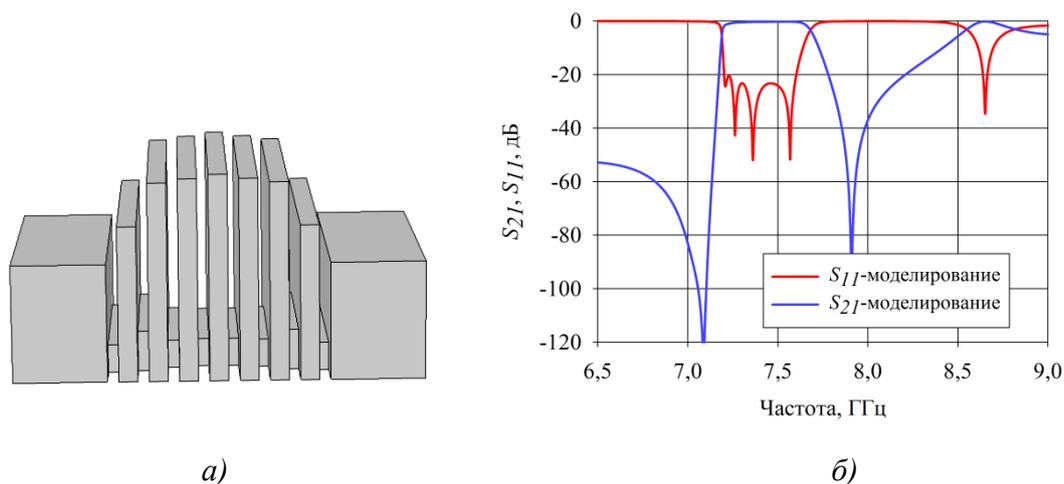


Рисунок 2.20 – Сверхкомпактный полосовой фильтр восьмого порядка с комбинированными связями: а) – электродинамическая модель фильтра, б) – частотные характеристики фильтра

Обозначение геометрических размеров фильтров приведено на рис. 2.21, а их значения в таблице 2.7 под номером 3.

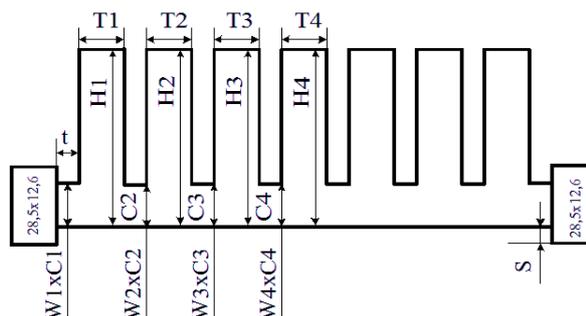


Рисунок 2.21 – Структура волноводного фильтра со смешанными связями с односторонними шлейфами с обозначениями размеров

Таким образом, исследованы различные типы волноводных полосно-пропускающих фильтров с емкостными и смешанными связями с одно- и двухсторонним расположением шлейфов. Показано, что использование шлейфов одинакового волноводного сечения увеличивает крутизну ската АЧХ ниже полосы пропускания. Также показана возможность размещения на менее чем полуволновой длине 8 звеньев, что позволяет делать фильтры данного типа сверхкомпактными.

Таблица 2.7- Длина, высота шлейфов, высота, ширина окна и толщина емкостных диафрагм, мм

№	H1	H2	H3	H4	T1	T2	T3	T4	t
1	16,85	21,9	22,2	22,3	3,7	4,4	5,3	6	2
2	16	21	21,3	21,4	4	4	4	4	2
3	17	21,3	21,7	22,15	2	2	2	2	1,2
№	W1xC1	W2xC2	W3xC3	W4xC4					
1	20,7x5,4	20,3x4,45	18,6x5,15	18,3x5,1					
2	19,4x3,6	20,5x4,65	18,9x5,2	180,8x5,5					
3	19,9x3	18,8x4,7	16,2x3,2	15,1x3,2					

2.3 Волноводные трансформаторы сопротивлений на квазисосредоточенных элементах

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

Соединение двух волноводов разного сечения обычно осуществляется либо плавным переходом, либо с помощью многосекционных четвертьволновых преобразователей [68-70]. Длина перехода определяется шириной полосы частот и уровнем КСВН (S_{11}) в ней. Такие переходы рассчитываются с помощью таблиц [71]. Другой подход, описанный в [72], 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. В качестве прототипа возьмем трансформатор импеданса, имеющий структуру фильтра нижних частот (ФНЧ). В [71] приведены номиналы элементов g_n такого трансформатора (рис. 2.22). Здесь g_n – нормированный импеданс индуктивности или нормированный адмиттанс емкости.

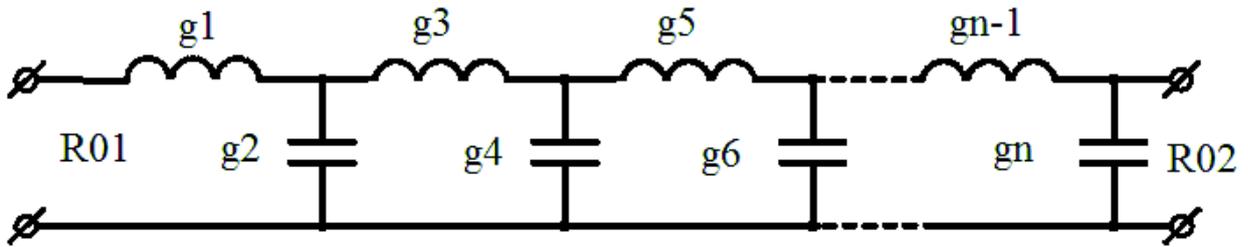


Рисунок 2.22 – Трансформатор импедансов, имеющий структуру фильтра нижних частот на сосредоточенных элементах

Сначала рассчитывается коэффициент трансформации импеданса

$$r = \frac{R_{02}}{R_{01}} \quad (2.6)$$

Будем считать, что $R_{02} > R_{01}$. В нашем случае $R_{01} = Z_{01}$ и $R_{02} = Z_{02}$.

Волновое сопротивление волновода;

$$Z_0 = \frac{bA}{a\sqrt{1-(\lambda/2a)^2}}, \quad (2.7)$$

где коэффициент A зависит от способа определения волнового сопротивления:

- при определении по мощности и напряжению $A^{PU} = 240 \pi$;
- при определении по мощности и току $A^{PI} = 15 \pi^3$;
- при определении по напряжению и току $A^{UI} = 60 \pi^2$.

Волновые сопротивления входных волноводов

$$Z_{01} = \frac{b_1 A}{a_1 \sqrt{1-(\lambda/2a_1)^2}}, \quad (2.8)$$

$$Z_{02} = \frac{b_2 A}{a_2 \sqrt{1-(\lambda/2a_2)^2}}. \quad (2.9)$$

Поскольку при проектировании используются соотношения волновых сопротивлений, то значение коэффициента A неважно.

Коэффициент преобразования определяется для граничных частот и выбирается большее значение, при этом считаем $r > 1$. По заданному максимальному значению $K_{СВН_{\max}}$ из таблиц [71] находим нормированные

параметры g_n и проводим нормировку по меньшему значению Z_{oi} . Для определенности считаем $Z_{o2} > Z_{o1}$.

Параллельные емкости реализуются емкостными диафрагмами, а последовательные индуктивности - последовательными двухсторонними шлейфами, следовательно, волноводный трансформатор сопротивлений основан на ФНЧ-структуре. Индуктивные элементы считаются сосредоточенными, если их продольные размеры удовлетворяют условию $l_n < 0,1\lambda$. Длина волны в волноводе определяется по средней частоте полосы прозрачности

$$f_0 = (f_{-p} + f_{+p})/2, \quad (2.10)$$

где $\lambda_0 = c/f_0 = 3 \cdot 10^8 (\text{м/с}) / f_0$.

Геометрические размеры последовательных двухсторонних шлейфов определяются из выражения

$$Z_n \sin \theta_n = g_n Z_{o1}, \quad (2.11)$$

где электрическая длина секции

$$\theta_n = 2\pi l_n / \lambda_n. \quad (2.12)$$

Для уменьшения l_n необходимо увеличить волновое сопротивление Z_i . Это достигается согласно (2.7) увеличением высоты b_n или уменьшением ширины a_n , при этом ширина не может быть меньше $\lambda_{-p}/2$. Как показывает опыт, оптимальное значение $a_n = (0,52 \dots 0,56) \lambda_{-p}$. Для исключения возможности возникновения высших мод высота не должна превышать значения $\lambda_{+p}/2$.

По данному прототипу был промоделирован, а затем оптимизирован с помощью пакета электродинамических программ шестиэлементный волноводный трансформатор, имеющий входной волновод сечением 28,5x12,6 мм, а выходной - 35x15 мм.

На рис. 2.23,а показано обозначение геометрических размеров трансформатора, а их значения в таблице 2.8, на рис. 2.23,б представлена электродинамическая модель, а на рис. 2.23,в - частотные характеристики, по которым видно, что данный тип волноводных трансформаторов имеет полосу

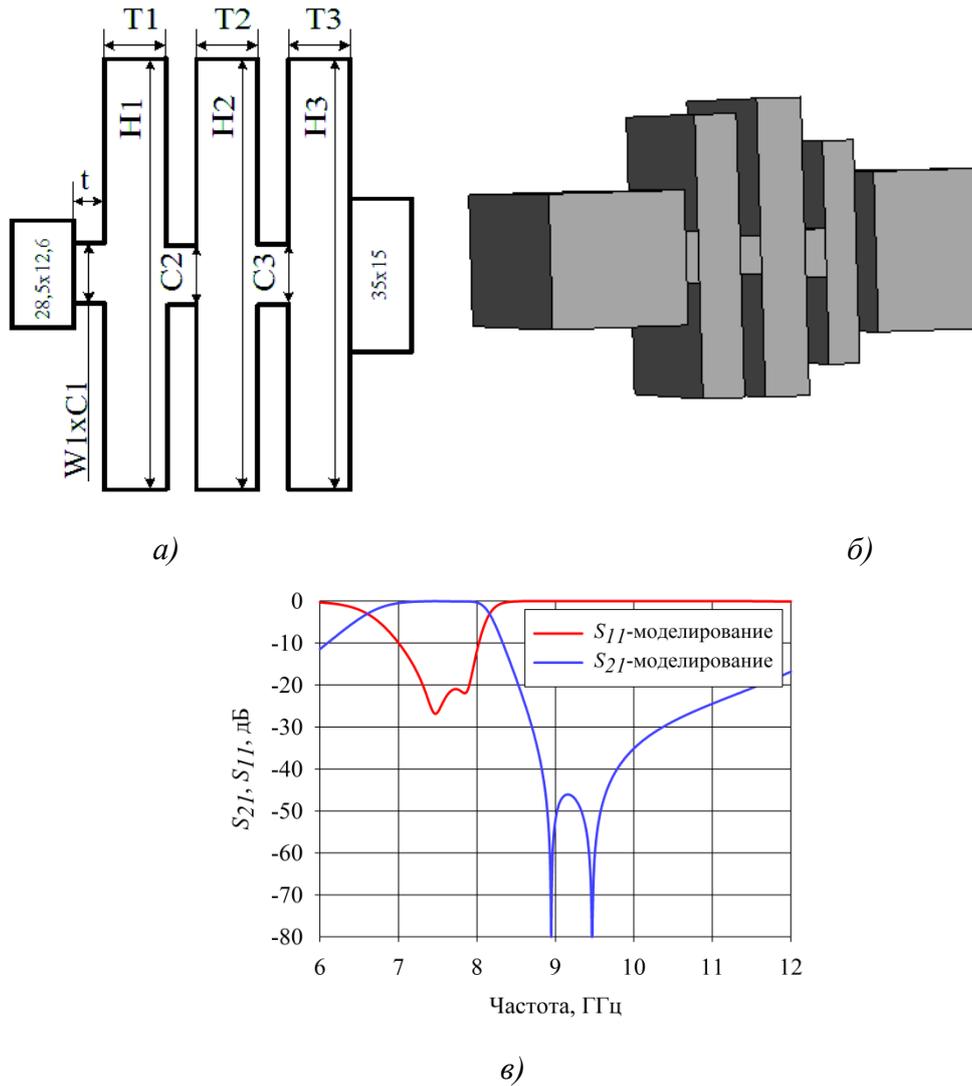


Рисунок 2.23 – Волноводный трансформатор сопротивлений с несимметричной структурой ФНЧ: а) – буквенные обозначения всех размеров трансформатора сопротивлений, б) – электродинамическая модель трансформатора, в) – частотные характеристики трансформатора

заграждения, которую формируют высокоомные отрезки волноводов в виде двухсторонних шлейфов.

Таблица 2.8- Длина, высота шлейфов, высота окна и толщина емкостных диафрагм, мм

H1	H2	H3	T1	T2	T3	C1	C2	C3	t
26,6	28	21	4,05	4,3	3	4,9	3,6	4,5	2

Волноводный трансформатор сопротивлений на структуре ФНЧ с двухсторонним расположением шлейфов имеет вносимые потери 0,09 дБ в

полосе пропускания 7,31-7,9 ГГц, КСВН в полосе пропускания 1,2 ($S_{11} \leq -20,8$ дБ), ослабление в полосе заграждения 8,7-10,35 ГГц не менее 30 дБ. Паразитная полоса пропускания начинается с частоты 13,1 ГГц. Из частотных характеристик на рис. 2.23,в видно, что трансформатор имеет два резонанса в полосе пропускания и два полюса затухания в полосе заграждения, хотя состоит из трех диафрагм и трех двусторонних шлейфов. Уход одного полюса затухания вверх по частоте происходит из-за соотношения высоты подводящего волновода с меньшим волновым сопротивлением (в нашем случае это волновод сечением 35x15 мм) и высоты примыкающих к нему двух шлейфов (высота двух шлейфов 21 мм), при этом один из резонансов в полосе пропускания уходит на нижний скат частотной характеристики S_{11} . Анализ данного типа трансформаторов показал, что если подводящий волновод с меньшим волновым сопротивлением имеет высоту больше, чем подводящий волновод с большим волновым сопротивлением, то у трансформатора не удастся сформировать три резонанса в полосе пропускания и три близко расположенных полюса затухания.

Учитывая вышеизложенные выводы, поменяем местами подводящие волноводы, т.е. к двухстороннему шлейфу теперь примыкает волновод сечением 28,5x12,6 мм, а к выходной диафрагме - волновод сечением 35x15 мм.

На рис. 2.24,а показано обозначение геометрических размеров трансформатора, а их значения в таблице 2.9, на рис. 2.24,б представлена электродинамическая модель, а на рис. 2.24,в-частотные характеристики. Из рисунков видно, что данный тип волноводных трансформаторов имеет три нуля передачи, расположенных выше полосы прозрачности. Трансформатор сопротивлений обладает продольным размером 17 мм (на четвертьволновой длине укладывается три звена), шириной 23,5 мм и высотой 24,5 мм.

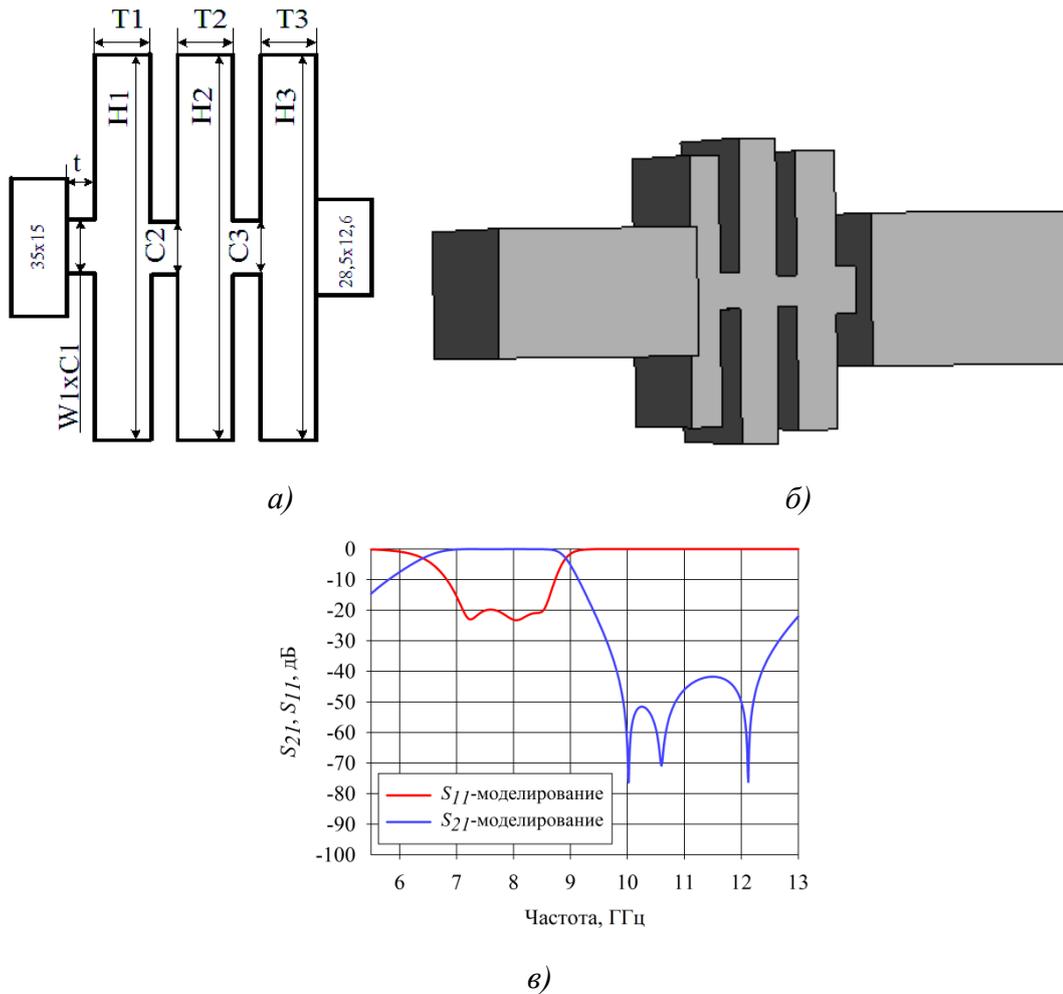


Рисунок 2.24 – Волноводный трансформатор со структурой ФНЧ с двухсторонним расположением шлейфов: а) – структура волноводного трансформатора с обозначениями размеров, б) – электродинамическая модель трансформатора, в) – частотные характеристики трансформатора

Таблица 2.9- Размеры шлейфов и диафрагм, мм

H1	H2	H3	T1	T2	T3	C1	C2	C3	t
23,2	24,5	23	4	4	3	6,5	4,7	5,25	2

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 пропускания 1,2 ($S_{11} \leq -20,8$ дБ), ослабление в полосе заграждения 9,82-12,36 ГГц не менее 40 дБ. Паразитная полоса пропускания начинается с частоты 13,3

ГГц. Для сравнения был рассчитан волноводный трансформатор по работе [72] (см. рис. 2.25,а).

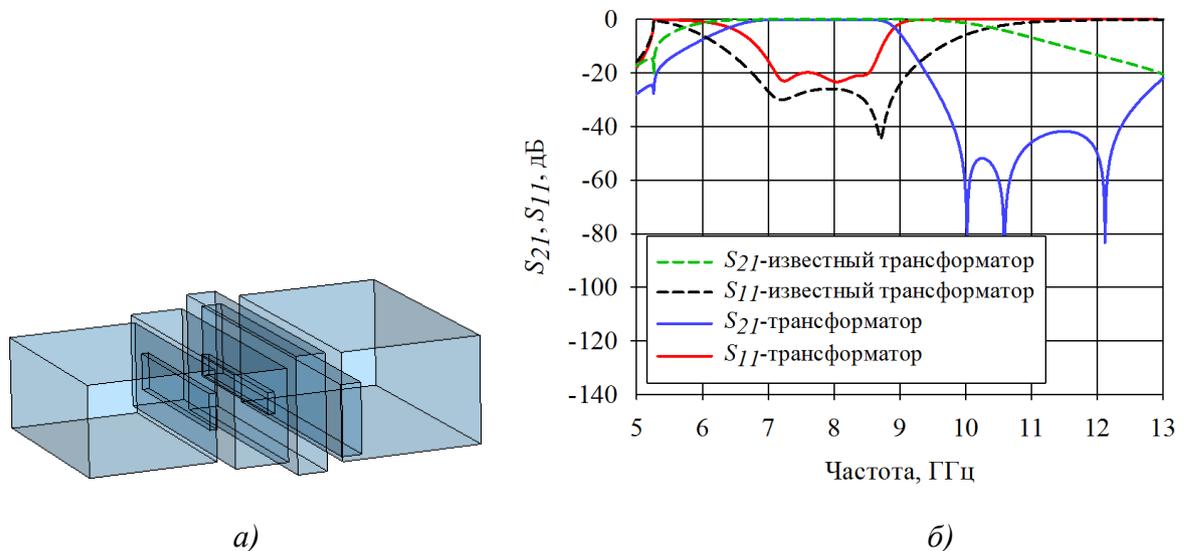


Рисунок 2.25 –а) – структура известног волноводного трансформатора, б) – частотные характеристики трансформатора сравниваемых переходов

Электрические характеристики двух трансформаторов приведены на рис. 2.25,б. Габаритные размеры перехода следующие: длина 16,2 мм, ширина 47,9 мм, высота 16,2 мм, потери в полосе пропускания 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 заграждения в диапазоне частот 9,82-12,36 ГГц. Таким образом, предложенный волноводный трансформатор сопротивлений при более, чем вдвое меньшей ширине имеет уровень ослабления в полосе подавления 40 дБ. Крутизна высокочастотного ската АЧХ составляет $K_{20В}=2,587$ и $K_{40В}=1,397$. Численные значения геометрических размеров и электрических параметров приведены в таблице 2.10, из которой следует, что у предложенного трансформатора крутизна АЧХ по уровню 20 дБ лучше более чем в 2,5 раза.

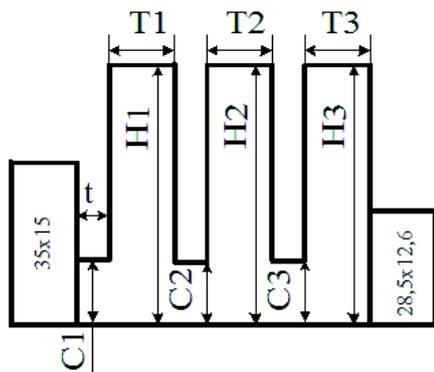
Все последовательные индуктивности, как и у полосовых фильтров с магнитными и комбинированными связями, можно реализовывать и последовательными односторонними шлейфами. Подобный трансформатор импедансов представлен на рис. 2.26,б, его буквенные обозначения размеров на

Таблица 2.10- Параметры сравниваемых трансформаторов

	Трансформатор на квази-ФНЧ структуре с E-плоскостной симметрией	Трансформатор на диафрагмах
длина, мм	17	16,2
ширина, мм	35	47,9
высота, мм	24,5	16,2
полоса пропускания, ГГц	7,25-8,4	7,25-8,4
вносимые потери, дБ	0,08	0,02
КСВН	1,2	1,1
полоса заграждения, ГГц	9,82-12,36	11,49-12,36
ослабление, дБ	≥ 40	≥ 10
крутизна АЧХ	$K_{20В}=2,587, K_{40В}=1,347$	$K_{20В}=0,91, K_{40В} -$

рис. 2.26,а, а электрические характеристики на рис. 2.26,в. Волноводный трансформатор сопротивлений на структуре ФНЧ с односторонним расположением шлейфов имеет вносимые потери 0,12 дБ в полосе пропускания 7,19-7,78 ГГц, КСВН в полосе пропускания 1,2 ($S_{11} \leq -20,8$ дБ), ослабление в полосе заграждения 8,01-10 ГГц не менее 20 дБ. Паразитная полоса пропускания начинается с частоты 10,4 ГГц. Крутизна высокочастотного ската АЧХ составляет $K_{20В}=7,011$.

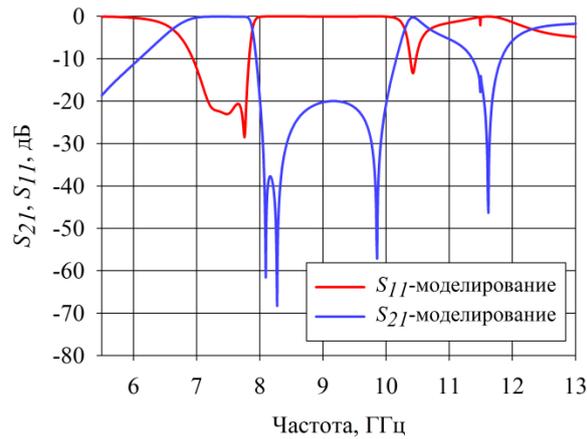
Все размеры трансформатора с последовательными односторонними шлейфами, изображенного на рис. 2.26,а, приведены в таблице 2.11. Ширина трансформирующего устройства 22,4 мм, продольный размер 16,5 мм.



а)



б)



в)

Рисунок 2.26 – Трансформатор с последовательными односторонними шлейфами: а) – обозначения размеров волноводного трансформатора с, б) – электродинамическая модель трансформатора, в) – частотные характеристики трансформатора

Таблица 2.11- Длины и высоты всех шлейфов, высоты окон и толщины всех диафрагм, мм

H1	H2	H3	T1	T2	T3	C1	C2	C3	t
20,05	20,05	18,95	4	3,45	3,05	6,4	3,75	4,5	2

Анализ электрических характеристик двух вышеописанных трансформаторов сопротивлений показывает, что наличие последовательных односторонних шлейфов приводит к сужению ширины полосы подавления и снижению уровня ослабления в ней. Как и у полосовых фильтров с магнитными связями крутизна низкочастотного склона АЧХ и нижняя граничная частота полосы прозрачности зависят от ширины трансформатора импедансов. Эти пассивные волноводные устройства можно рассматривать как трансформаторы импедансов с магнитными связями.

Следующий исследуемый тип трансформаторов базируется на структуре ФВЧ (фильтр верхних частот). Для этого последовательные емкости, как и у рассмотренных фильтров с емкостными или смешанными связями, можно реализовывать односторонними или двухсторонними шлейфами. Трансформатор на структуре ФВЧ с двухсторонним расположением шлейфов показан на рис. 2.27,б, его обозначения размеров на рис. 2.27,а, а его электрические характеристики на рис. 2.27,в. Волноводный трансформатор

сопротивлений на структуре ФВЧ с двухсторонним расположением шлейфов имеет вносимые потери 0,11 дБ в полосе прозрачности 7,9-8,4 ГГц, уровень КСВН в полосе прозрачности 1,17 ($S_{11} \leq -22,12$ дБ), уровень ослабления в полосе подавления 6,5-7,5 ГГц 30 дБ. Нижнее значение частоты паразитной полосы прозрачности 12,5 ГГц. Крутизна низкочастотного ската АЧХ составляет $K_{20В} = 3,759$ и $K_{30В} = 2,748$.

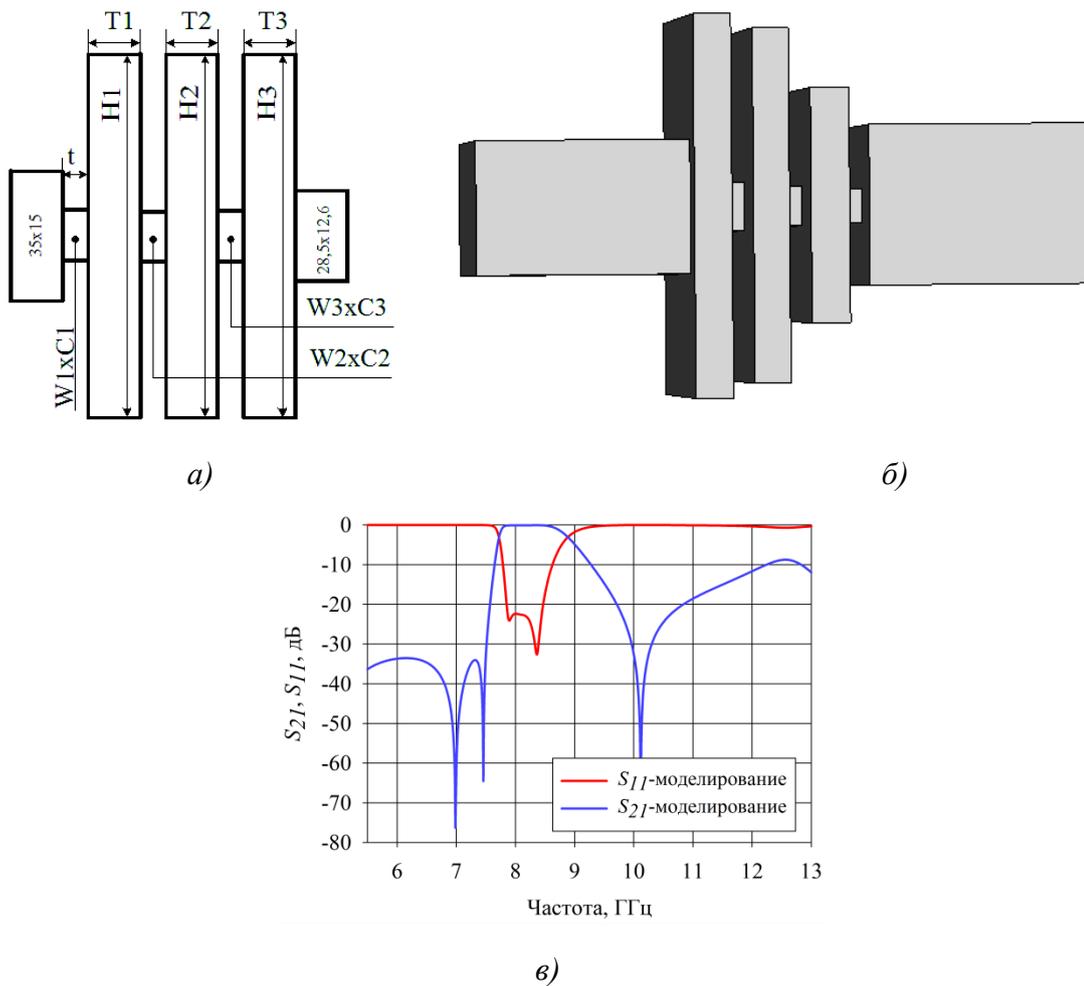


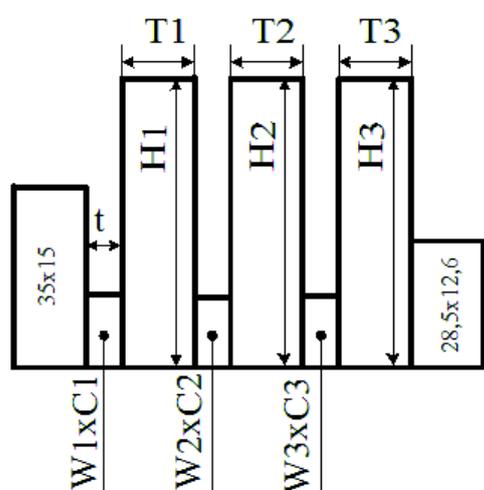
Рисунок 2.27 – Трансформатор на ФВЧ - структуре с последовательными двухсторонними шлейфами: а) – буквенные обозначения всех размеров трансформатора, б) – электродинамическая модель трансформатора, в) – частотные характеристики трансформатора

Все размеры трансформатора с последовательными двухсторонними шлейфами, изображенного на рис. 2.27,*a*, приведены в таблице 2.12. Ширина трансформирующего устройства 38,65 мм, продольный размер 16,45 мм.

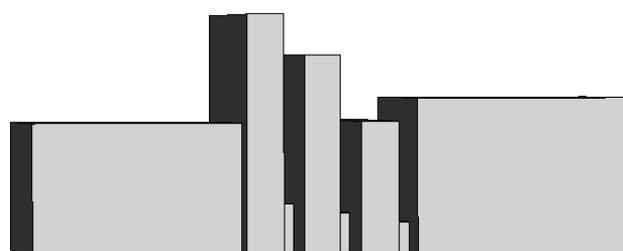
Таблица 2.12- Длина, высота шлейфов, высота окна и толщина диафрагм, мм

H1	H2	H3	T1	T2	T3	W1xC1	W2xC2	W3xC3	t
21,9	33,1	35,8	3,6	3,35	3,5	19,55x3,15	18,05x3,7	16,35x4,55	2

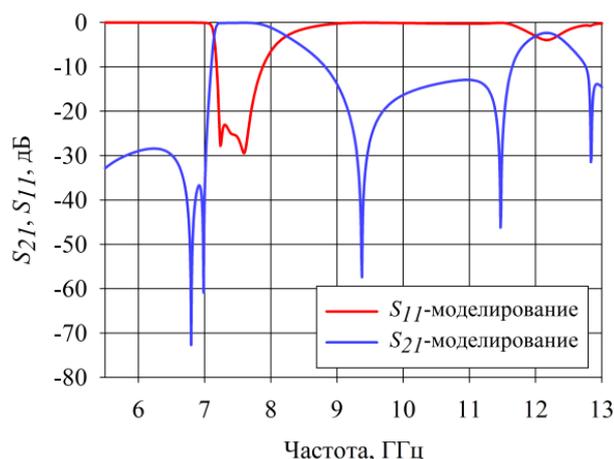
В трансформаторах на ФВЧ-структуре можно использовать и последовательные односторонние шлейфы. Подобный трансформатор сопротивлений изображен на рис. 2.28,*б*, обозначения всех его размеров на рис. 2.28,*а*, а его электрические характеристики на рис. 2.28,*в*. Волноводный трансформатор сопротивлений на структуре ФВЧ с односторонним расположением шлейфов имеет вносимые потери 0,13 дБ в полосе пропускания 7,25-7,54 ГГц, КСВН в полосе пропускания 1,17 ($S_{11} \leq -22,12$ дБ), ослабление в полосе заграждения 5,5-6,95 ГГц не менее 28 дБ. Паразитная полоса пропускания начинается с частоты 12,0 ГГц. Размеры согласно рис. 2.28,*а* приведены в таблице 2.13. Крутизна низкочастотного ската АЧХ составляет $K_{20H} = 5,931$.



a)



б)



в)

Рисунок 2.28 – Трансформатор на ФВЧ - структуре с последовательными односторонними шлейфами: а) – буквенные обозначения всех размеров трансформатора, б) – электродинамическая модель трансформатора, в) – частотные характеристики трансформатора

Таблица 2.13- Длины и высоты шлейфов, высоты окон и толщины диафрагм, мм

H1	H2	H3	T1	T2	T3	W1xC1	W2xC2	W3xC3	t
12,8	19,15	23,05	3,6	3,35	3,5	20,1x3,05	17,9x3,95	16,4x4,75	2

Таким образом, волноводные трансформаторы на квазисосредоточенных элементах могут быть четырех типов:

- трансформатор на структуре ФНЧ с односторонним расположением шлейфов;
- трансформатор на структуре ФНЧ с двухсторонним расположением шлейфов;
- трансформатор на структуре ФВЧ с односторонним расположением шлейфов;
- трансформатор на структуре ФВЧ с двухсторонним расположением шлейфов.

Следует отметить, что можно реализовывать сверхкомпактные трансформаторы всех четырех типов, как и фильтры с индуктивными и смешанными связями.

Таким образом, исследованы различные типы волноводных трансформаторов с одно- и двухсторонним расположением шлейфов, способных формировать полосы заграждения как выше, так и ниже полосы пропускания с помощью полюсов затухания. Показано, что применение

двухсторонних шлейфов расширяет ширину полосы заграждения и увеличивает уровень ослабления в ней. Такие типы трансформаторов дают возможность размещать на четвертьволновой длине не менее 3 звеньев. Стоит отметить, что исследованные шестиэлементные трансформаторы можно рассматривать как трехзвенные полосовые фильтры из-за наличия в них трех диафрагм, формирующих полосу прозрачности с тремя резонансами.

2.4 Выводы

Исследованы волноводные фильтры с магнитными, электрическими и комбинированными связями, которые позволяют получить крутизну ската АЧХ K_{30H} и K_{30B} не менее 10 у фильтров с числом звеньев от восьми до десяти. Показано, что использование межрезонаторной связи на шлейфах одинакового волноводного сечения при индуктивной связи может увеличивать ослабление в полосе заграждения до 13 дБ. У фильтров со смешанными связями с односторонними шлейфами одинакового сечения при увеличении соотношения ширины к длине (сечение шлейфов) от 7,125 до 14,36 крутизна АЧХ падает с $K_{30H}=22,625$ до $K_{30H}=7,906$, то есть 2,86 раза. Использование односторонних шлейфов уменьшает уровень и ширину полосы подавления.

Использование в структурах волноводных трансформаторов квазисосредоточенных элементов в виде диафрагм и шлейфов позволяют на четвертьволновой длине разместить до шести квазисосредоточенных элементов (три диафрагмы и три одно- или двухсторонних шлейфа) и формировать нули передачи выше или ниже полосы прозрачности, при этом крутизна АЧХ K_{20H} и K_{20B} может составлять не менее 2,5. Показана возможность реализации компактных волноводных трансформаторов с односторонним и двухсторонним расположением шлейфов, формирующих полосы заграждения. Использование в частотно-селективных устройствах резонаторов на диафрагмах и межрезонаторных связей на односторонних и двухсторонних шлейфах позволяют делать сверхкомпактные фильтры и трансформаторы.

Результаты, полученные автором и изложенные в главе, опубликованы в [64-67,73,74].

3 Исследование волноводных многосекционных резонаторов и фильтров на их основе

В настоящей главе описаны многосекционные резонаторы и полосно-пропускающие 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 поперечных расщеплений позволяет увеличивать количество мод в резонаторе, были исследованы резонаторы от трех- до десятисекционного. Показана возможность каскадирования многосекционных резонаторов с числом расщеплений больше одного.

Предложены принципы создания сверхкомпактных фильтров и исследованы их частотные характеристики.

3.1. Волноводные двухсекционные резонаторы связанные с входными волноводами в расщепленной части

Волноводные объемные резонаторы обладают наибольшей собственной добротностью, что позволяет применять их в полосовых фильтрах, имеющих наименьший уровень вносимых потерь в полосе прозрачности.

Для значительного уменьшения продольного размера широкое использование получили ТМ-резонаторы, у которых третий индекс равен нулю [40-43]. Рассмотрим резонатор, полученный путем сворачивания резонатора с основной модой TE_{101} как показано на рис. 3.1, у которого высота B больше или равна высоте H_1 , W -ширина окон диафрагм, обеспечивающих входные связи, C -высота окон этих диафрагм, t -толщина диафрагм, N - длина области связи между секциями, T -длина секций, S -расстояние от входной диафрагмы до короткозамкнутой стенки части секции высотой H_1 . При увеличении высоты

части секций **В** к основной моде, распространяющейся от входа до выхода добавляются две связанных между собой моды TM_{110} , которые распространяются в двух секциях резонатора, следовательно, резонатор является двухмодовым.

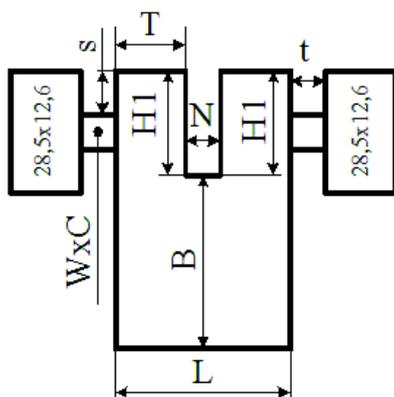


Рисунок 3.1 – Обозначения размеров двухсекционного резонатора

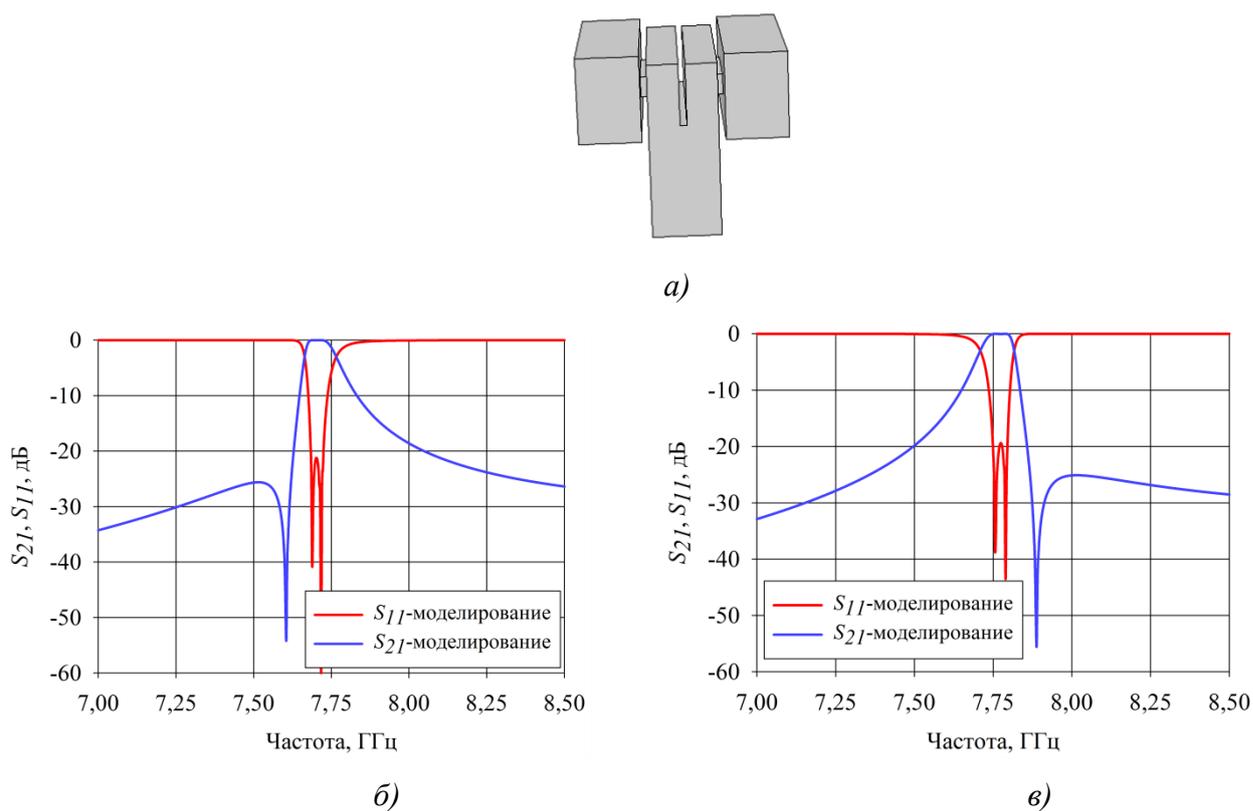


Рисунок 3.2 – Двухсекционный резонатор: а) – электродинамическая модель резонатора, б) – теоретические частотные характеристики резонатора с нулем передачи ниже полосы прозрачности, в) – теоретические частотные характеристики резонатора с нулем передачи выше полосы прозрачности

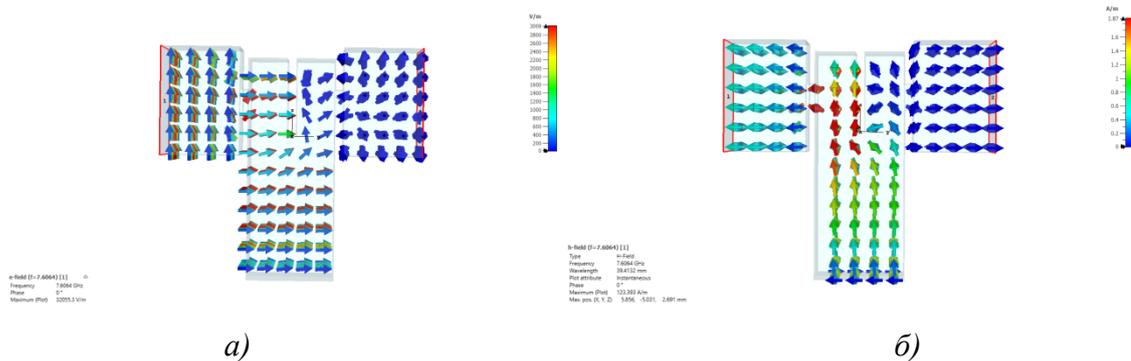
Электродинамическая модель двухмодового резонатора, показанного на рис. 3.2,*а*, представляет собой воздушную полость с металлическими стенками. В зависимости от размера высоты **В** ноль передачи формируется ниже или выше полосы прозрачности, (рис. 3.2,*б,в*).

Рассмотрим влияние некоторых параметров двухсекционного резонатора на его электрические характеристики. В таблице 3.1 приведены размеры резонаторов с нулями передачи ниже и выше полосы прозрачности. Из данной таблицы видно, что на положение полюса затухания влияет высота нерасщепленной части **В**, при ее увеличении ноль передачи смещается вниз по частоте. Для уменьшения продольного размера резонатора толщину **Н** полагаем равной 1 мм. Для X-диапазона используем входные волноводы сечением 28,5x12,6 мм. Увеличение высоты расщепленной части **Н1** смещает резонанс в полосу прозрачности вниз по частоте, второй резонанс в полосу прозрачности и частота нуля передачи смещаются незначительно. Это объясняется тем, что мода TE_{101} , распространяющаяся со входа на выход, проходит через обе части резонатора высотой **Н1**, а каждая ТМ-мода распространяется только в одной секции.

Таблица 3.1- Размеры двухсекционных резонаторов и входных диафрагм связи, мм

№ рис.	Н1	В	Т	L	N	WxC	t	S
3.2, <i>б</i>	9	16,6	4,5	10	1	12x3	1	3,5
3.2, <i>в</i>	9	15,7	4,5	10	1	12,1x3	1	3,5

Рассмотрим распределение магнитного **H** и электрического **E** полей двухсекционного резонатора с расщеплением, имеющего ноль передачи ниже полосы прозрачности, частота нуля передачи $f_p=7,6064$ ГГц, частоты резонансов в полосу прозрачности $f_1=7,6934$ ГГц и $f_2=7,7093$ ГГц (см. рис. 3.3).



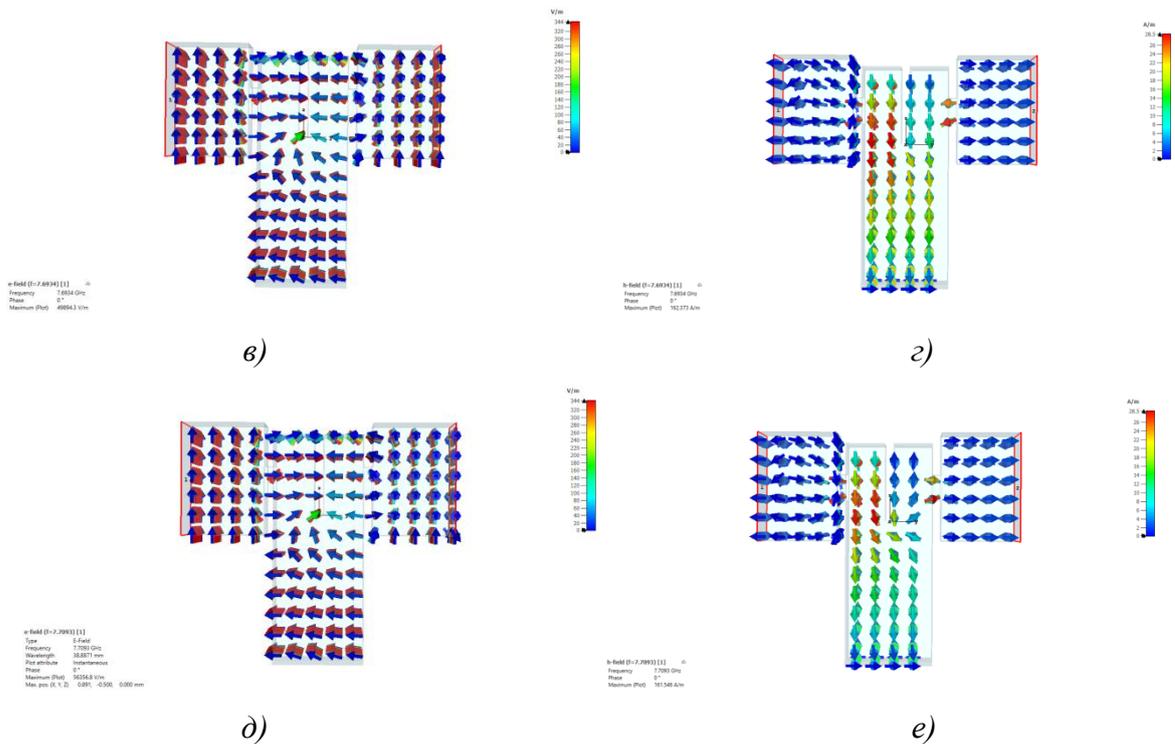


Рисунок 3.3 – Распределения полей двухсекционного резонатора, имеющего ноль передачи ниже полосы пропускания, на трех резонансных частотах: *a)* – распределение электрического поля на частоте f_p , *б)* – распределение магнитного поля на частоте f_p , *в)* – распределение электрического поля на частоте f_1 , *г)* – распределение магнитного поля на частоте f_1 , *д)* – распределение электрического поля на частоте f_2 , *е)* – распределение магнитного поля на частоте f_2

Рассмотрим распределения полей двухсекционного резонатора на резонансных частотах в полосе пропускания в расщепленных частях. Питание резонатора осуществляется в первом порту, нумерация портов слева направо. Обозначим расщепленные части резонатора R_n , нумерация также слева направо. На частоте $f_1 = 7,6934$ ГГц магнитные поля в расщепленных частях имеют одинаковые направления, а на частоте $f_2 = 7,7093$ ГГц- противоположные, см. таблицу 3.2, в которой:

R_n - номер расщепленной части резонатора ($n=1, 2, 3, \dots$ нумерация слева - направо);

f_n - номер резонансной частоты резонатора ($n=1, 2, 3, \dots$ увеличивается с ростом частоты);

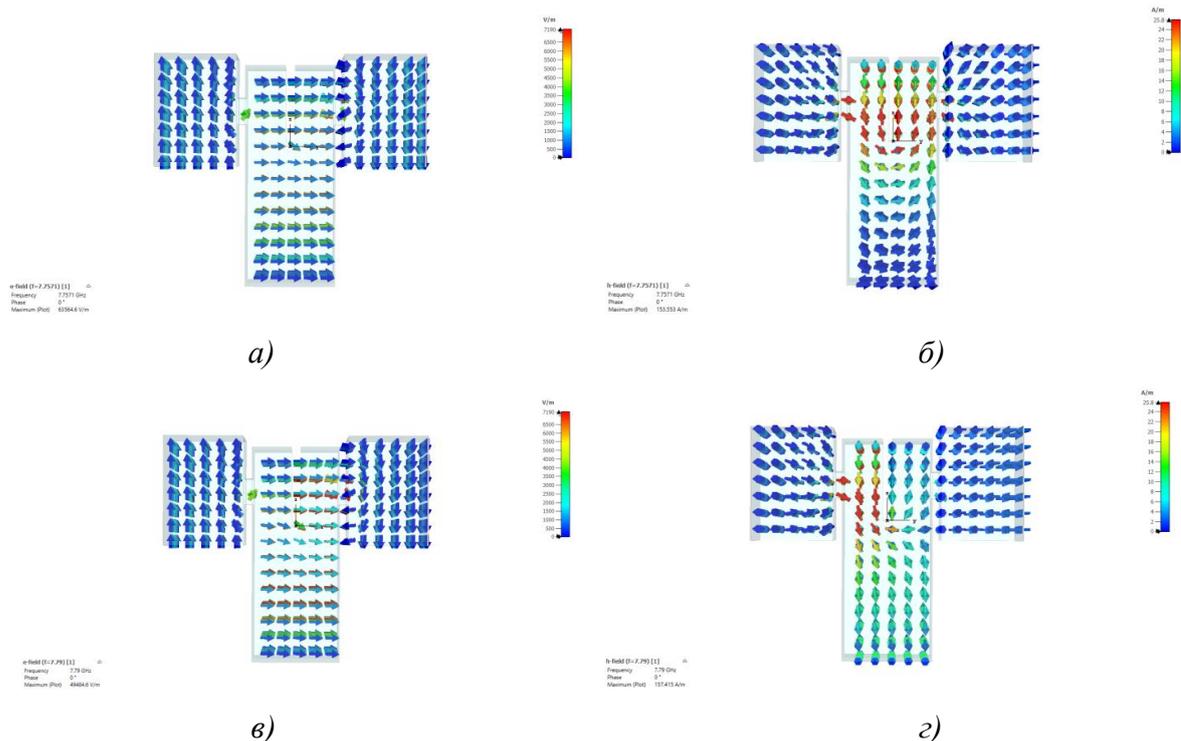
- магнитное поле направлено сверху вниз в расщепленной части резонатора;
- + магнитное поле направлено снизу вверх в расщепленной части резонатора;

Таблица 3.2- Направления магнитного поля Н в расщепленных частях резонатора на резонансных частотах в полосе пропускания

	R1	R2
f1	-	-
f2	-	+

Распределения полей Е и Н на частоте нуля передачи f_p показано на рис. 3.3,а,б, в части высотой **B** электрическое поле имеет направление с выхода на вход резонатора, а на резонансных частотах в полосе прозрачности в этой части резонатора электрическое поле направлено со входа на выход. Из рис. 3.3 видно, что первый резонанс в полосе пропускания формируется двумя связанными модами ТМ, а второй- модой, распространяющейся со входа на выход резонатора.

Теперь рассмотрим распределения магнитного и электрического полей двухсекционного резонатора, имеющего ноль передачи выше полосы прозрачности, частоты резонансов в полосе прозрачности $f_1=7,75$ ГГц и $f_2=7,79$ ГГц, частота нуля передачи $f_p=7,8873$ ГГц (см. рис. 3.4).



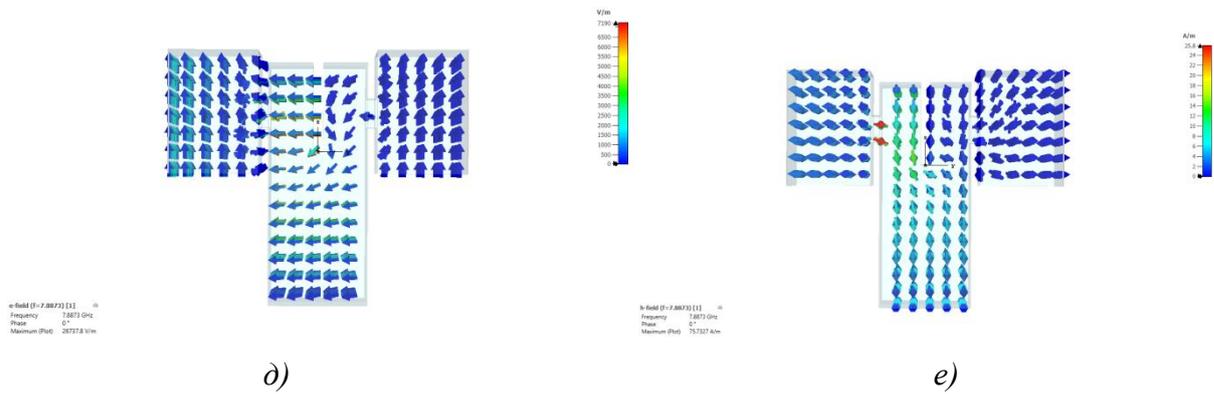


Рисунок 3.4 – Распределения полей двухсекционного резонатора, имеющего ноль передачи выше полосы прозрачности, на трех резонансных частотах: *a)* – распределение электрического поля на частоте f_1 , *б)* – распределение магнитного поля на частоте f_1 , *в)* – распределение электрического поля на частоте f_2 , *г)* – распределение магнитного поля на частоте f_2 , *д)* – распределение электрического поля на частоте f_p , *е)* – распределение магнитного поля на частоте f_p

Сначала также будем рассматривать распределения полей двухсекционного резонатора на резонансных частотах в полосе пропускания в расщепленных частях. Все обозначения такие же как и в предыдущем случае. На частотах $f_1=7,75$ ГГц и $f_2=7,79$ ГГц магнитное поле в расщепленных частях имеет разные направления, см. таблицу 3.3.

Таблица 3.3- Направления поля Н в расщепленных частях резонатора на резонансных частотах в полосе пропускания

	R1	R2
f_1	-	+
f_2	-	+

Распределения электрического и магнитного полей E и H на частоте нуля передачи f_p изображены на рис. 3.4,*д,е*, в части высотой B электрическое поле направлено с выхода на вход, а на резонансных частотах в полосе прозрачности в этой части резонатора поле E направлено со входа на выход.

Иная конфигурация резонатора показана на рис. 3.5,*а*. В этом случае две секции работают на связанных модах TE_{101} .

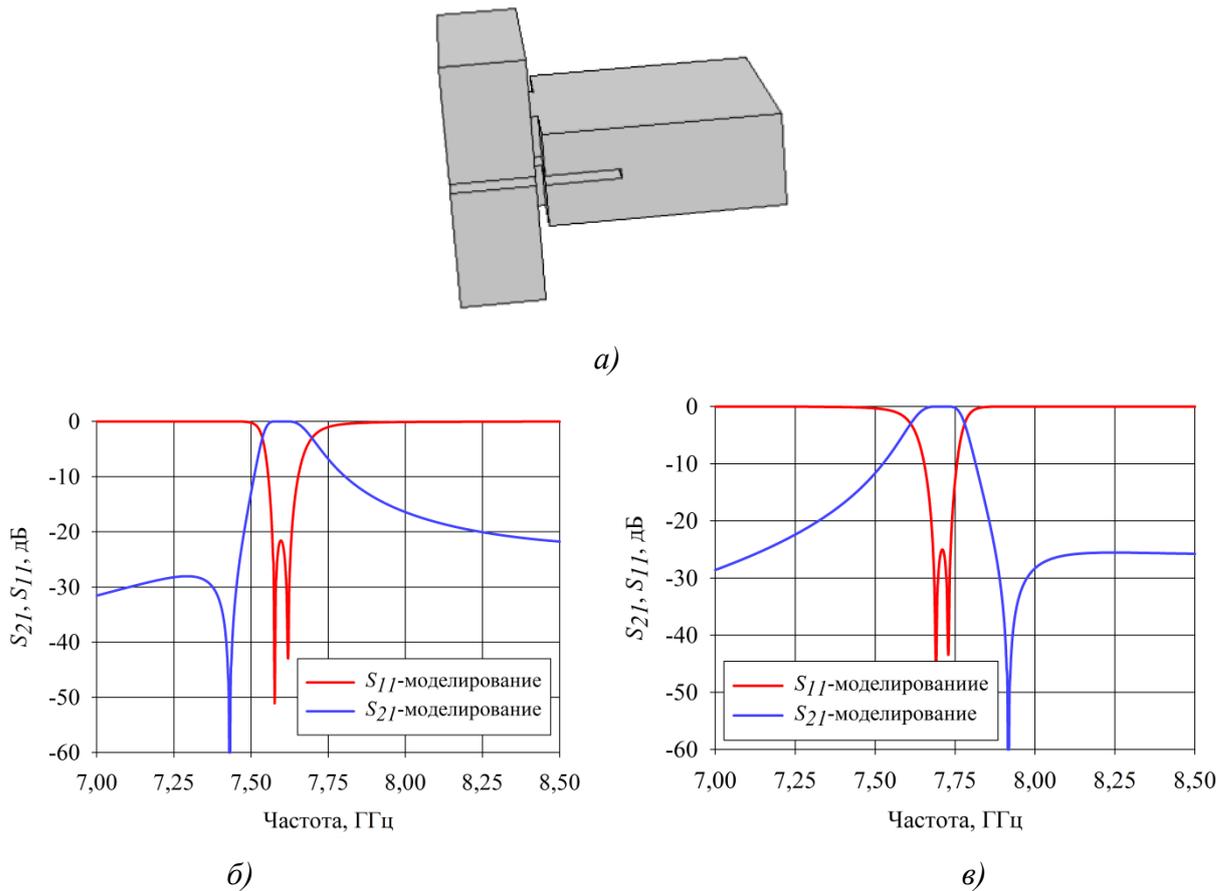


Рисунок 3.5 – Двухсекционный резонатор: а) – электродинамическая модель резонатора, б) – теоретические частотные характеристики резонатора с нижним расположением нуля передачи в) – теоретические частотные характеристики резонатора с верхним расположением нуля передачи

Размеры резонаторов со связанными модами TE_{101} с нулем передачи ниже и выше полосы прозрачности приведены в таблице 3.4.

Таблица 3.4- Размеры двухмодовых резонаторов с продольной конфигурацией и входных диафрагм, мм

№ рис.	H1	B	T	L	N	WxC	t	S
3.5,б	8	17,2	4,5	10	1	12x4,5	1	-
3.5,в	8	15,6	4,5	10	1	12x4,5	1	-

Важной характеристикой любого резонатора является добротность, которая определяет вносимые потери в полосе пропускания. Добротность-это отношение запасенной энергии к убыли энергии за один период:

$$Q=2\pi W/\Delta W_T \quad (3.1)$$

Добротность прямо пропорциональна объему резонатора. На рис.3.6 и 3.7 показаны графики зависимости добротности от длины нерасщепленных частей и ширины резонатора, из которых видно, что любое увеличение объема резонатора увеличивает добротность. Приведенные графики получены с помощью пакета электродинамических программ.

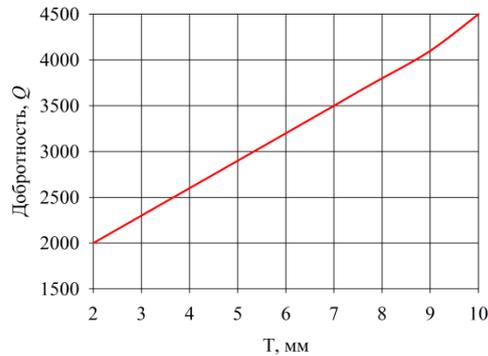


Рисунок 3.6 – Зависимость добротности от длины нерасщепленных частей

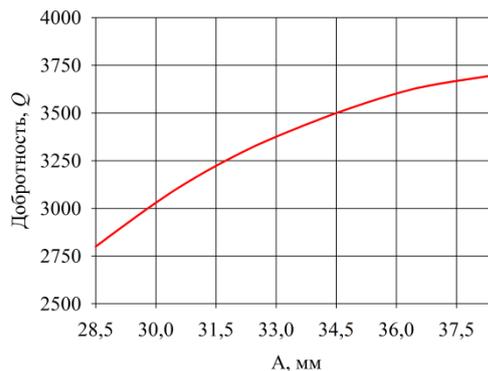


Рисунок 3.7 – -Зависимость добротности от ширины резонатора

Данными двухмодовыми резонаторами можно реализовать различную ширину полосы прозрачности. На рис. 3.8 изображены электрические характеристики двух различных резонаторов, резонатор с узкой полосой прозрачности имеет размеры, приведенные в таблице 3.5 под номером 1, при этом ширина резонатора 28,5 мм. Размеры широкополосного двухсекционного резонатора приведены в таблице 3.5 под номером 2, при этом ширина резонатора 22,5 мм. Сравнивая размеры двух резонаторов, можно сделать вывод, что сильнее всего на ширину полосы прозрачности влияют ширины окон входных диафрагм связи.

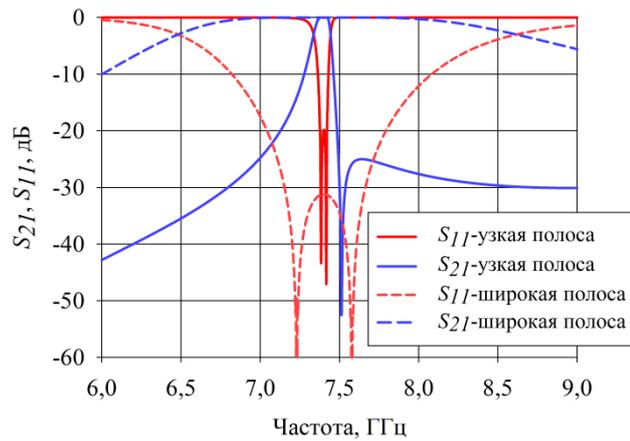


Рисунок 3.8 – Двухсекционные резонаторы с различной шириной полосы прозрачности

Таблица 3.5- Размеры двухсекционных резонаторов и входных диафрагм связи при разных ширинах полосы прозрачности, мм

№	H1	B	T	L	N	WxC	t	S
1	10,1	16,9	4,5	10	1	12x4	1	3,5
2	5	9,5	4,5	10	1	22,5x4	1	0

Таким образом, исследованы волноводные двухмодовые резонаторы на двух связанных модах TM_{110} , формирующие ноль передачи ниже или выше полосы пропускания, связанные с подводящими волноводами в расщепленной части. Показаны способы увеличения их собственной добротности и диапазон относительной ширины полосы пропускания, который составляет от 0,3% до 10%. Исследованы влияния различных параметров двухсекционного резонатора на его частотные характеристики.

3.2 Волноводные двухсекционные резонаторы с двумя нулями передачи

Для последующего изучения частотно-избирательных свойств волноводных двухсекционных резонаторов на двух связанных модах TM_{110} необходимо исследовать способ возбуждения, при котором резонатор и входные волноводы связываются в части резонатора высотой **B** (нерасщепленной).

При таком возбуждении резонатора в полосе прозрачности формируется два полюса возвратных потерь, а нули передачи получают выше и ниже полосы прозрачности. Буквенные обозначения всех размеров резонатора приведены на рис. 3.9,*а*, на рис. 3.9,*б*,*в* показаны электродинамическая модель резонатора и его электрические характеристики.

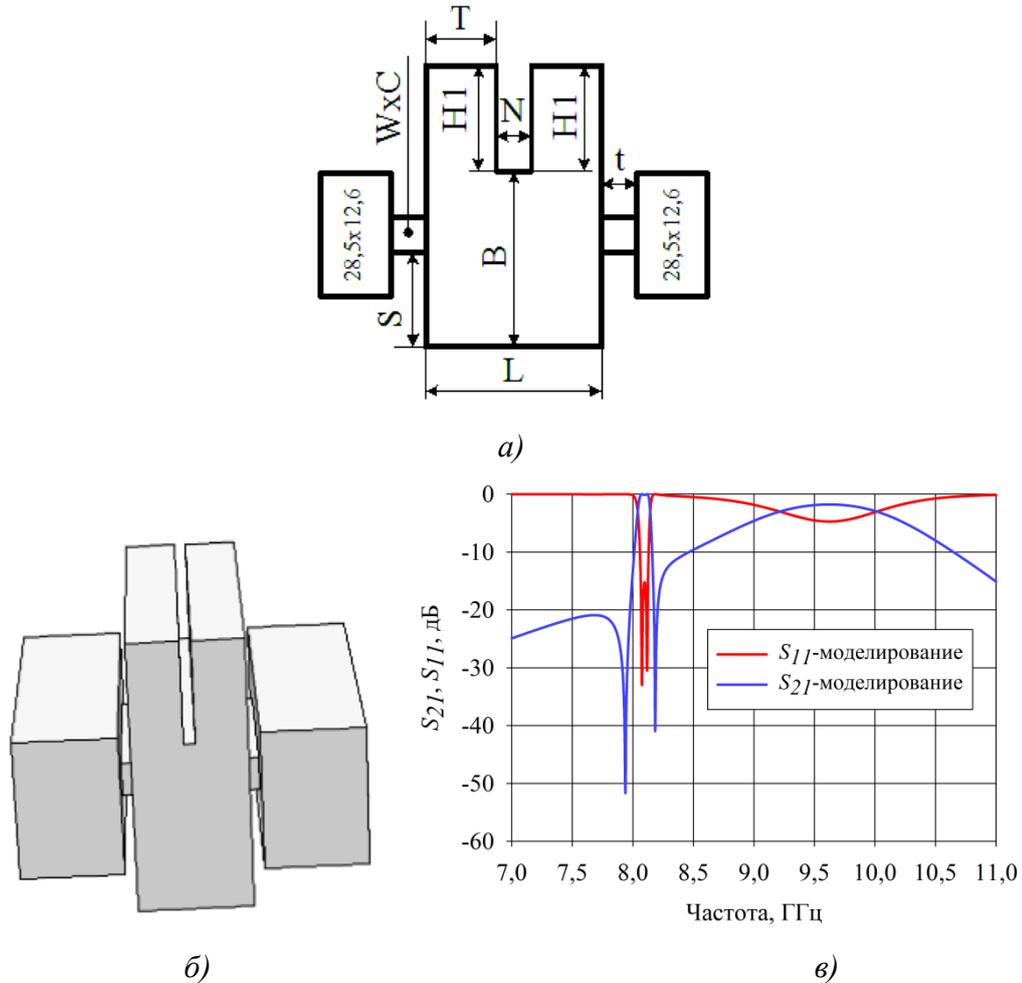


Рисунок 3.9 – Двухмодовый резонатор с одним расщеплением с возбуждением в нерасщепленной части: *а*) – структура волноводного двухмодового резонатора с подключением подводящих волноводов к нерасщепленной части с обозначениями размеров, *б*) – электродинамическая модель резонатора, *в*) – расчетные частотные характеристики резонатора

При данной конфигурации возникает паразитная полоса пропускания, резонансы которой дают входные диафрагмы. По этой причине уровень полосы подавления выше полосы прозрачности получается довольно низким. Чтобы

его увеличить нужно резонансы входных диафрагм поместить в полосу прозрачности. Таким образом, полученное устройство является фильтром четвертого порядка. Электрические характеристики этого фильтра изображены на рис. 3.10. Все размеры вышеописанных фильтров занесены в таблицу 3.6.

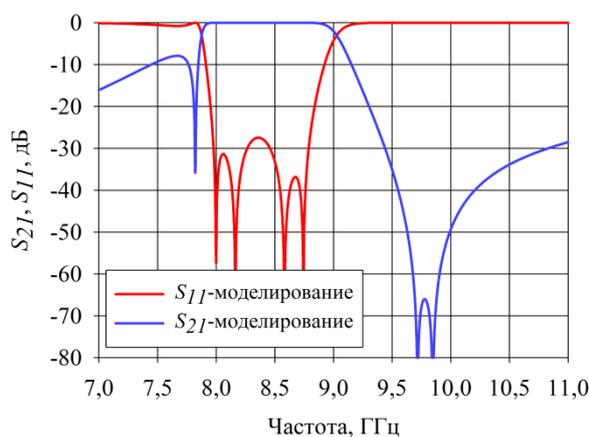


Рисунок 3.10 — Частотные характеристики фильтра четвертого порядка на двухсекционном резонаторе

Таблица 3.6- Размеры двухсекционных резонаторов и входных диафрагм при возбуждении в части резонатора высотой **B**, мм

№ рис.	H1	B	T	L	N	WxC	t	S
3.9	9,25	15,3	4,5	10	1	15,45x3	1	8,3
3.10	8	17,85	4,5	10	1	17,1x3	1	13,05

Рассмотрим распределения электрического и магнитного полей (E и H) двухсекционного резонатора, связанного с входными волноводами в части высотой **B**.

Рассмотрим распределения полей на следующих значимых частотах:

- на частоте нуля передачи ниже полосы прозрачности $f_{p1}=7,9391$ ГГц;
- на частоте первого резонанса в полосе прозрачности $f_1=8,0766$ ГГц;
- на частоте второго резонанса в полосе прозрачности $f_2=8,1191$ ГГц;
- на частоте нуля передачи выше полосы прозрачности $f_{p2}=8,1848$ ГГц.

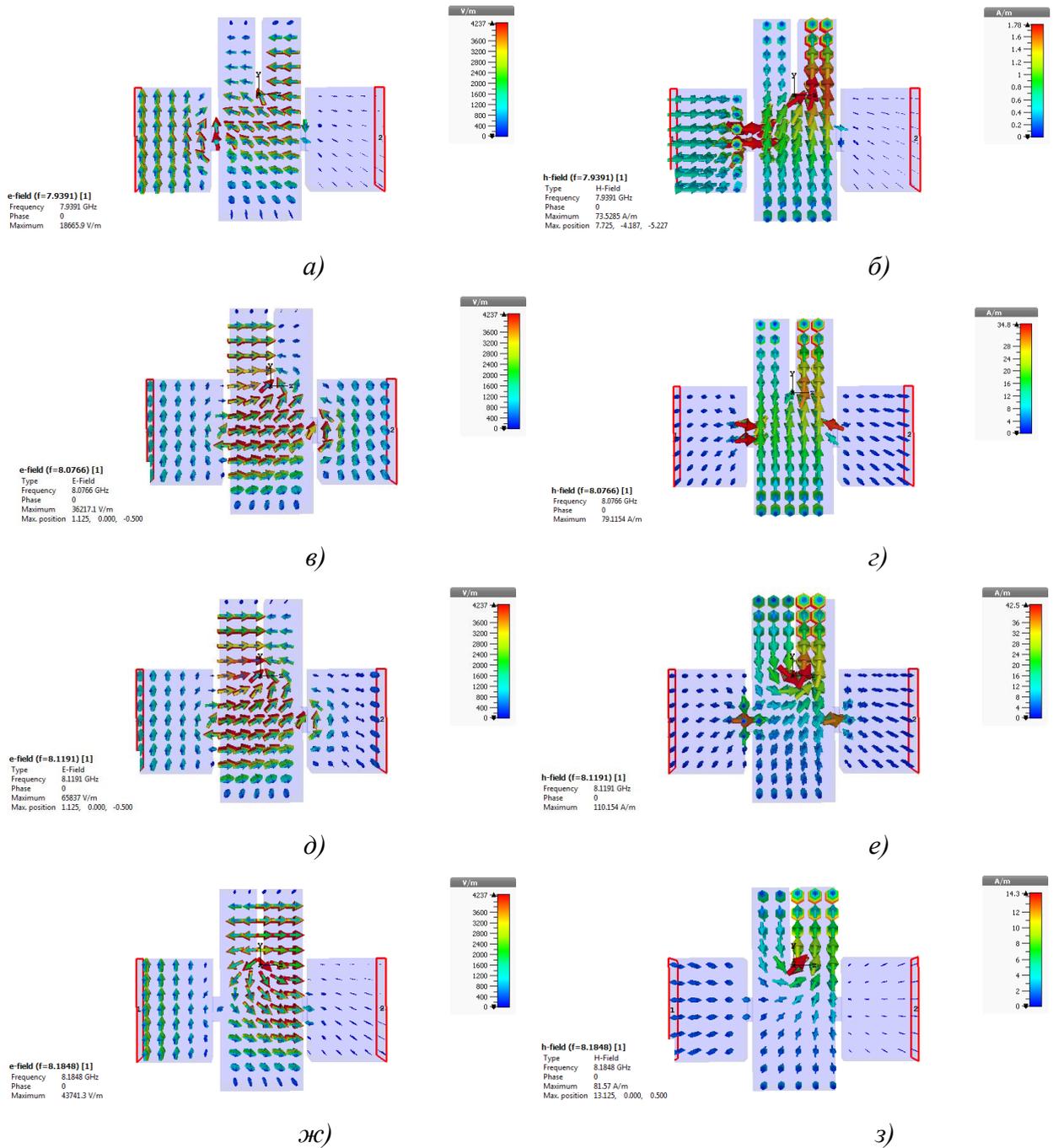


Рисунок 3.11 – Распределения полей двухсекционного резонатора, связанного с входными волноводами в части высотой B , на четырех резонансных частотах: *a)* – распределение электрического поля на частоте f_{p1} , *б)* – распределение магнитного поля на частоте f_{p1} , *в)* – распределение электрического поля на частоте f_1 , *з)* – распределение магнитного поля на частоте f_1 , *д)* – распределение электрического поля на частоте f_2 , *е)* – распределение магнитного поля на частоте f_2 , *ж)* – распределение электрического поля на частоте f_{p2} , *з)* – распределение магнитного поля на частоте f_{p2}

Из рис. 3.11 видно, что на частотах f_{p1} и f_1 больше различий в распределении поля E . В нерасщепленной части резонатора на частоте f_{p1} поле E направлено с выхода на вход, а на частоте f_1 - с входа на выход, в расщепленной части у входа направления на этих частотах противоположные, а у выхода совпадают. По распределению поля H видно, что резонансы на частотах f_{p1} и f_1 дают две связанные между собой моды TM_{110} . На частотах f_{p2} и f_2 также больше различий в распределении поля E , которое в расщепленных частях на частоте f_2 направлено к расщеплению, а на частоте f_{p2} - от расщепления. По распределению поля H видно, что резонансы на частотах f_{p2} и f_2 дают моды, имеющие направление с входа на выход.

Таким образом, исследованы волноводные двухсекционные резонаторы на двух связанных модах TM_{110} , формирующие ноль передачи ниже и выше полосы прозрачности, связанные с входными волноводами в части, не содержащей поперечного перекрытия. Показано, что при таком варианте возбуждения резонатора паразитная полоса прозрачности формируется входными диафрагмами.

3.3 Фильтры на основе двухсекционных резонаторов

Известно, что для увеличения глубины полосы заграждения необходимо увеличивать порядок фильтра. Таким образом, возникает интерес к фильтрам

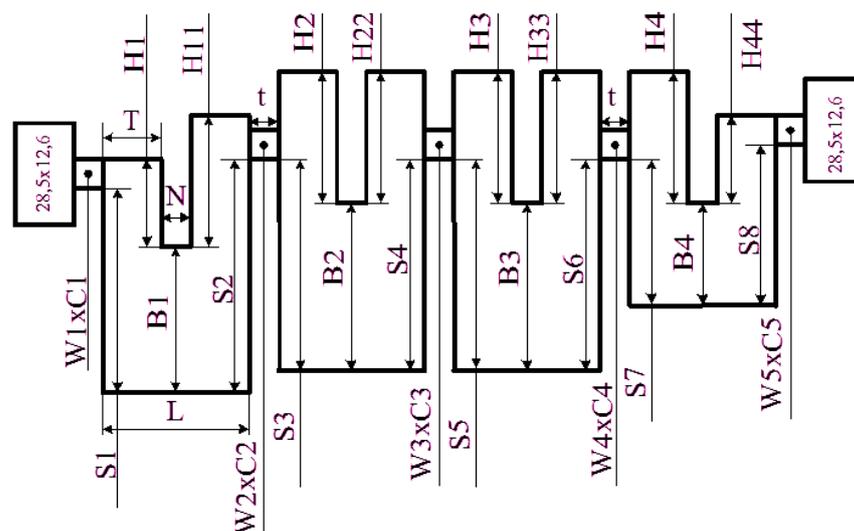


Рисунок 3.12 – обозначения размеров полосового фильтра восьмого порядка

на волноводных двухсекционных резонаторах на двух связанных модах TM_{110} с возбуждением каждого резонатора либо только в расщепленной части, либо только в нерасщепленной.

На основе двухсекционных резонаторов был промоделирован, а затем изготовлен полосовой фильтр восьмого порядка.

К данному волноводному полосовому фильтру при моделировании предъявлялись следующие требования:

- диапазон полосы прозрачности 7,9–8,4 ГГц;
- допустимый уровень вносимых потерь в полосе прозрачности 0,5 дБ;
- допустимый уровень КСВН в полосе прозрачности 1,35 ($S_{11} \leq -16,54$ дБ);
- диапазон полосы подавления 7,25–7,75 ГГц;
- допустимый уровень ослабления в полосе подавления 70 дБ.

Буквенные обозначения всех размеров полосового фильтра на двухсекционных резонаторах приведены на рис. 3.12. Резонаторы фильтра промоделированы таким образом, что три первых имеют нули передачи ниже полосы прозрачности, а один - выше, хотя требований по подавлению выше полосы прозрачности нет. Габаритные размеры электродинамической модели фильтра следующие: продольный размер 63 мм (на полуволновой длине укладывается два звена), ширина 22 мм, высота 39,9 мм. Изготовленный фильтр изображен на рис. 3.13,*а*, фильтр состоит из двух деталей, а соединительный шов проходит посередине широкой стенки фильтра. На рис. 3.13,*б* приведены теоретические и экспериментальные (измеренные) электрические характеристики фильтра, которые имеют хорошее совпадение. Так же разработана модификация данного фильтра на уровень входной мощности, равной 1,2 кВт. Данная модификация отличается наличием радиатора. Температура при работе фильтра достигала 135 °С.

Размеры полосового фильтра представлены в таблице 3.7, скругления сделаны под фрезу диаметром 3 мм, ширина фильтра 22 мм, габаритные

размеры фильтра: продольный размер 87мм, ширина 47 мм (ширина приведена по волноводному фланцу), высота 62,6 мм, включая регулировочные винты,

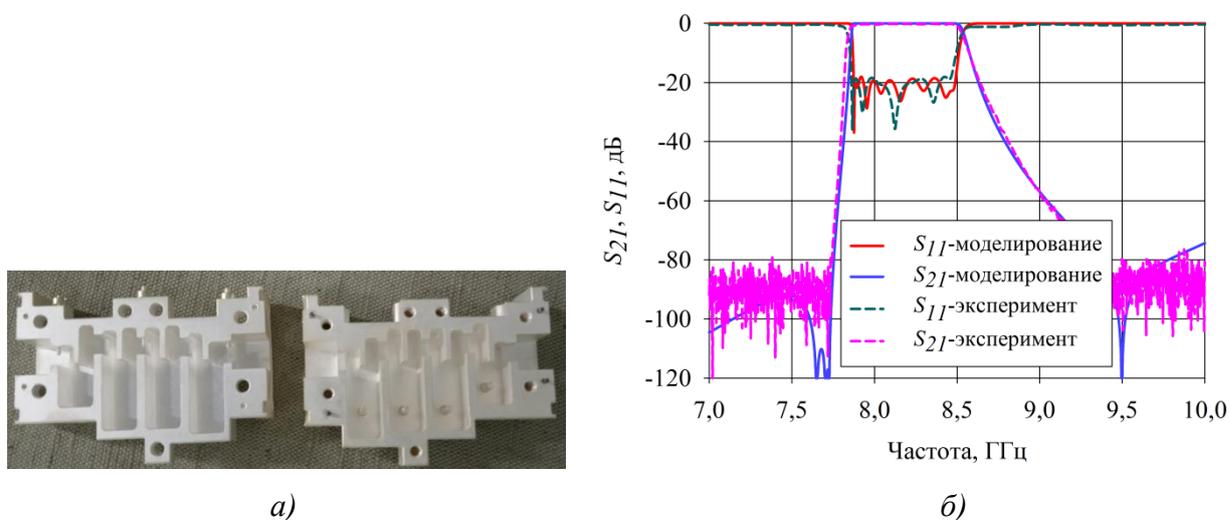


Рисунок 3.13 – Волноводный полосовой фильтр восьмого порядка: а) – изготовленный образец фильтра, б) – частотные характеристики фильтра

масса алюминиевого фильтра 220 г.

Таблица 3.7- Размеры волноводного полосового фильтра восьмого порядка на двухсекционных резонаторах, мм

H1	H11	H2	H22	H3	H33	H4	H44	B1	B2	B3	B4
6,2	9,55	11,55	11,05	11,1	10,35	13,45	6,6	25,9	24,75	24,85	15,4
S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8	T	N	t	L
24,3	27,35	25,1	26,45	26,3	27,05	18,4	15,1	5	2	3	12
W1xC1		W2xC2		W3xC3		W4xC4		W5xC5			
16,3x8		12,4x6,65		12,15x6,05		12,4x7		17,2x6,5			

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 ($S_{11} \leq -18,49$ дБ). Паразитная полоса данного фильтра находится в диапазоне частот от 10,67 ГГц до 10,8 ГГц. Эту паразитную полосу формируют входные диафрагмы связи. Крутизна низкочастотного ската АЧХ составляет $K_{30H} = 9,339$ и $K_{70H} = 3,495$.

Также был разработан компактный полосовой фильтр восьмого порядка, к которому при моделировании предъявлялись те же требования, что и к вышерассмотренному фильтру. Электродинамическая модель полосового фильтра и его электрические характеристики приведены на рис. 3.14. Сокращение продольного размера достигается с помощью уменьшения вдоль продольной оси каждого двухсекционного резонатора и толщины каждой диафрагмы связи. Чтобы осуществить рост собственной добротности компактных резонаторов, была увеличена их ширина с 22 мм до 23,5 мм. Расчетные параметры фильтра следующие: максимальный уровень вносимых потерь в полосе прозрачности 0,58 дБ, максимальный уровень КСВН 1,35 ($S_{11} \leq -16,54$ дБ), минимальный уровень ослабления в полосе подавления 71,8 дБ. Крутизна низкочастотного ската АЧХ составляет $K_{30H} = 8,183$ и $K_{70H} = 3,133$. Получается, что максимальный уровень вносимых потерь малогабаритного

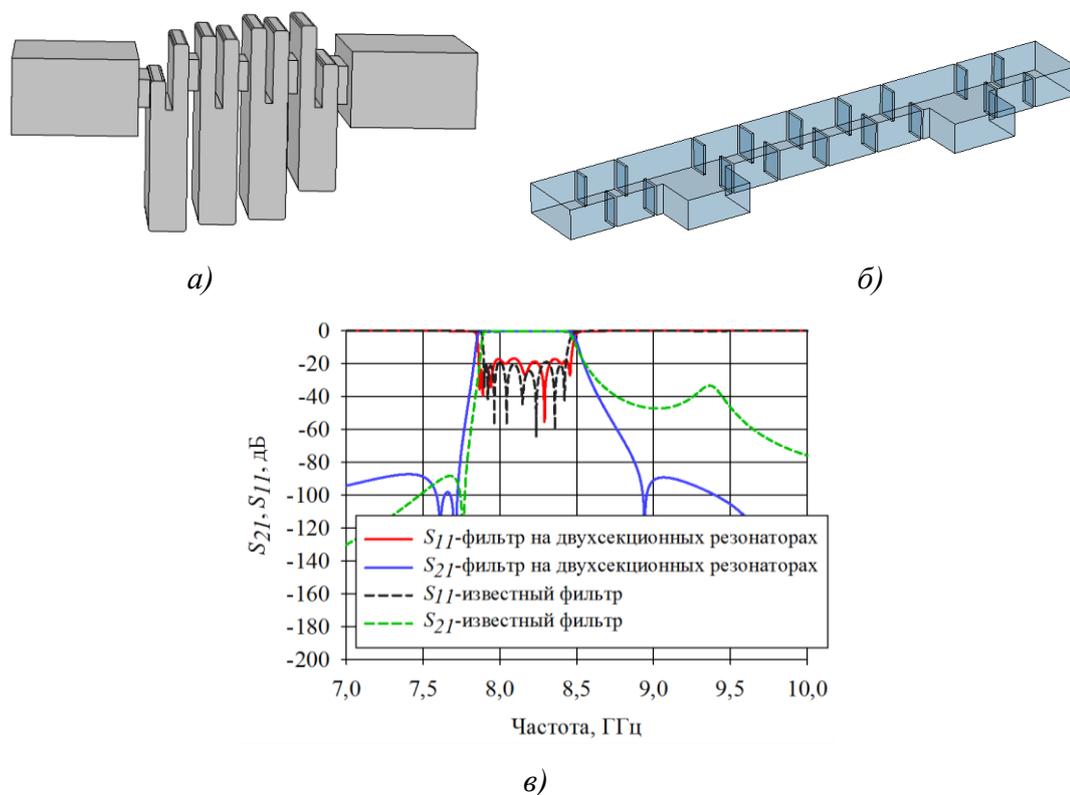


Рисунок 3.14 —а) — электродинамическая модель фильтра на двухсекционных резонаторах, б) известный фильтр на полуволновых резонаторах с НУ, в) — частотные характеристики сравниваемых фильтров

фильтра получился больше требуемого на 0,08 дБ, уровни КСВН и ослабления в полосе подавления соответствуют требованиям при моделировании. Особенностью малогабаритного фильтра является большая крутизна высокочастотного склона АЧХ, полученная за счет того, что ноль передачи расположен ниже по частоте 8,94 ГГц, вместо 9,5 ГГц как у фильтра с более добротными резонаторами. Следует акцентировать внимание на том, что фильтр на резонаторах с меньшей добротностью между по-лосой прозрачности и паразитной полосой прозрачности имеет три нуля передачи, а фильтр на резонаторах с большей добротностью - только один, паразитная полоса прозрачности расположена в диапазоне частот от 11,56 ГГц до 11,7 ГГц, т.е. выше почти на 1 ГГц. Размеры компактного полосового фильтра восьмого порядка на двухсекционных резонаторах показаны в таблице 3.8, радиусы скруглений 0,5 мм. Фильтр имеет продольный размер 34,8 мм (на полуволновой длине укладывается четыре звена), ширину-28,5 мм, высоту-34,5 мм (это размеры электродинамической модели фильтра).

Таблица 3.8- Размеры компактного волноводного полосового фильтра восьмого порядка на двухсекционных резонаторах, мм

H1	H11	H2	H22	H3	H33	H4	H44	B1	B2	B3	B4
4,8	10,95	11,95	11,45	12,45	12,05	13,55	7,2	20,25	16,45	16,45	14,0
S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8	T	N	t	L
20,2	22,7	21,5	21,6	20,7	20,4	15,55	14,1	2,5	1,2	2	6,2
W1xC1		W2xC2		W3xC3		W4xC4		W5xC5			
16,1x4,65		10,2x5,25		10,8x5,0		12,0x5,6		15,9x6,4			

Для сравнения был промоделирован волноводный фильтр восьмого порядка с НУ (см. рис. 3.14,б), который описан в работе [30]. Теоретические параметры фильтра следующие: максимальный уровень вносимых потерь в полосе прозрачности 7,9-8,4 ГГц 0,58 дБ, максимальный уровень КСВН 1,26 ($S_{11} \leq -18,78$ дБ), минимальный уровень ослабления в полосе подавления 86 дБ, при этом габаритные размеры фильтра получились следующие: длина 195,3 мм,

ширина 46,1 мм, высота 12,6 мм. Из сравнения габаритов фильтра с НУ и сверхкомпактного фильтра на двухсекционных резонаторах следует, что длина получилась меньше в 5,5 раз без ухудшения вносимых потерь.

Таблица 3.9- Параметры сравниваемых фильтров

Название параметра	Фильтр на двухмодовых резонаторах	Фильтр на полуволновых 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	$\leq 0,58$	0,58
КСВН	$\leq 1,3$	$\leq 1,26$
полоса заграждения, ГГц	7,25-7,75	7,25-7,75
ослабление, дБ	≥ 71	≥ 80
крутизна АЧХ	$K_{30Н}=8,183, K_{70Н}=3,133$ $K_{30В}=3,048, K_{70В}=0,933$	$K_{30Н}=8,902, K_{70Н}=3,251$ $K_{30В}=1,698, K_{70В}=0,211$

Численные значения геометрических размеров и электрических параметров приведены в таблице 3.9, из которой следует, что у предложенного фильтра на двухсекционных резонаторах крутизна АЧХ выше полосы прозрачности по уровню 30 дБ лучше в 1,8 раз, а по уровню 70 дБ - в 4,4 раза.

На основе волноводного восьмизвенного фильтра на двухсекционных резонаторах и шестизвенного фильтра с индуктивными связями с односторонними шлейфами был промоделирован, изготовлен и исследован компактный дуплексер для суммирования мощности двух передатчиков, по 1,2 кВт каждый. Требования, предъявляемые при выполнении моделирования к дуплексеру следующие:

Канал А

- диапазон частот полосы прозрачности 5,725–6,275 ГГц;
- максимальный уровень вносимых потерь в полосе прозрачности 0,3 дБ;
- максимальный уровень КСВН в полосе прозрачности 1,3 ($S_{11} \leq -17,7$ дБ);
- полоса заграждения 7,9-8,4 ГГц;
- ослабление в полосе заграждения не менее 70 дБ.

Канал Л

- диапазон частот полосы прозрачности 7,9–8,4 ГГц;
- максимальный уровень вносимых потерь в полосе прозрачности 0,5 дБ;
- максимальный уровень КСВН в полосе прозрачности 1,35 ($S_{11} \leq -16,54$ дБ);
- полоса заграждения 7,25–7,75 ГГц, 5,725–6,275 ГГц;
- ослабление в полосе заграждения не менее 70 дБ.

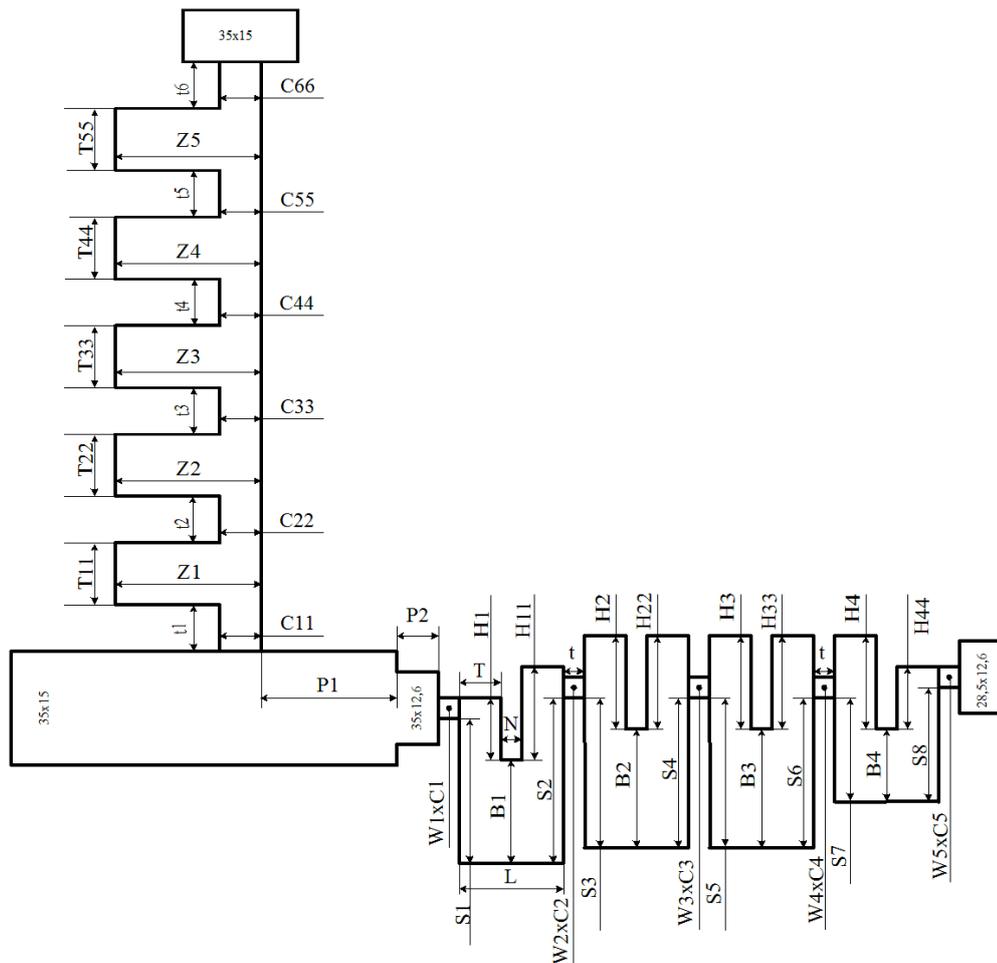


Рисунок 3.15 – Структура волноводного дуплексера с обозначениями размеров

Структура дуплексера с обозначением размеров показана на рис. 3.15. Фильтры соединяются Е-плоскостным тройником. Полосу пропускания канала А имеет фильтр с индуктивными связями, а канала Л - полосовой фильтр на двухсекционных резонаторах. Изготовленный образец волноводного дуплексера на радиаторной плите показан на рис. 3.16,*а*. теоретические и

экспериментальные характеристики дуплексера приведены на рис. 3.16,б, из которого видно хорошее совпадение теории и эксперимента.

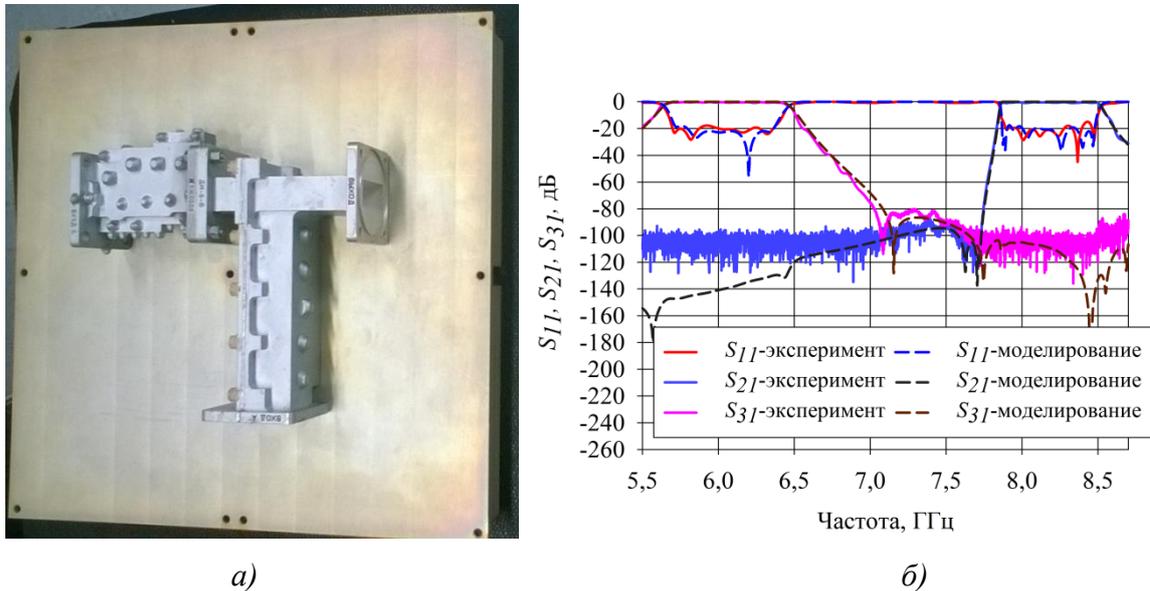


Рисунок 3.16 – Волноводный дуплексер: а) – фотография изготовленного дуплексера, б) – частотные характеристики дуплексера

Изготовленный из алюминия дуплексер имеет в канале А вносимые потери в полосе пропускания 0,22 дБ, КСВН-1,26 ($S_{11} \leq -18,78$ дБ), ослабление в полосе заграждения более 90 дБ, в канале Л вносимые потери в полосе пропускания 0,43 дБ, КСВН-1,31 ($S_{11} \leq -17,45$ дБ), ослабление в полосе заграждения 73,5 дБ. Данный дуплексер полностью соответствует предъявленным к нему при моделировании требованиям.

Геометрические размеры дуплексера приведены в таблице 3.10, ширина фильтра канала А 27 мм, ширина фильтра канала Л 22 мм, $T=5$ мм, $N=2$ мм, $t=3$ мм, $L=12$ мм, радиус всех скруглений 1,5 мм, $P1=26,5$ мм, $P2=7$ мм. Габаритные размеры дуплексера: длина 168,5 мм, ширина 54 мм, высота 161,4 мм, размеры радиаторной плиты: длина 302,5 мм, ширина 30 мм, высота 292 мм, масса дуплексера с радиатором 4,16 кг.

На двухмодовых резонаторах с организацией связей между резонаторами и подводящими волноводами в нерасщепленной части тоже можно

проектировать фильтры. Структура такого фильтра с обозначением размеров показана на рис. 3.17. Электродинамическая модель четырехзвенного фильтра и её электрические характеристики изображены на рис. 3.18,а,б.

Таблица 3.10- Размеры волноводного дуплексера, мм
Фильтр канала Л

H1	H11	H2	H22	H3	H33	H4	H44	B1	B2	B3	B4
6,1	9,45	11,45	11,05	11,2	10,45	13,55	6,6	26,1	24,7	24,85	15,6
S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8	T	N	t	L
25,4	27,55	25,3	26,55	26,5	27,35	18,8	15,7	5	2	3	12
W1xC1		W2xC2		W3xC3		W4xC4		W5xC5			
16,4x5,8		12,4x6,65		12,15x6,05		12,4x6,6		17,2x6,1			

Фильтр канала А

C11	C22	C33	C44	C55	C66	t1	t2	t3	t4	t5	t6
6,35	5,0	6,2	6,2	5,0	5,65	8,5	7,6	4,7	4,7	7,6	8,5
T11	T22	T33	T44	T55	Z1	Z2	Z3	Z4	Z5		
11,25	14,9	16,0	14,9	11,25	17,25	19,5	22,4	19,5	16,25		

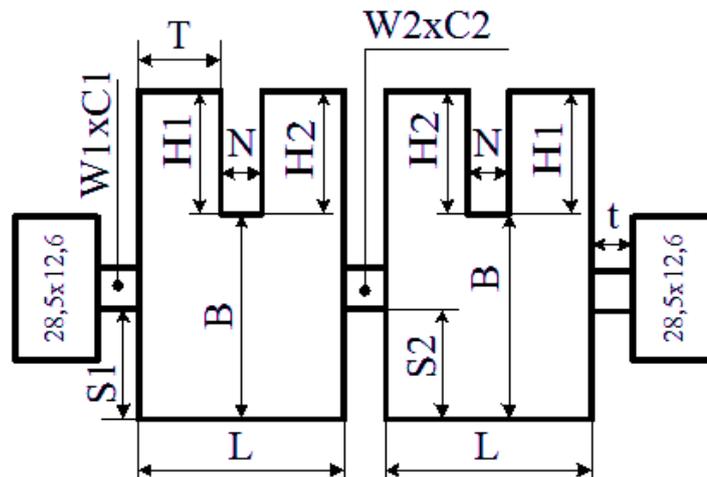


Рисунок 3.17 – Структура волноводного полосового фильтра четвертого порядка на двухсекционных резонаторах

Данный фильтр имеет максимальный уровень вносимых потерь 0,66 дБ в полосе прозрачности 8,26-8,42 ГГц, максимальный уровень КСВН 1,27 ($S_{11} \leq -18,49$ дБ) в полосе прозрачности, на частоте 8,242 ГГц уровень ослабления

более 15 дБ, выше полосы прозрачности в диапазоне частот 8,512-8,694 ГГц уровень ослабления не менее 30 дБ. Пара нулей передачи с каждой стороны полосы прозрачности увеличивает крутизну обоих склонов АЧХ. Геометрические размеры полосового фильтра занесены в таблицу 3.11.

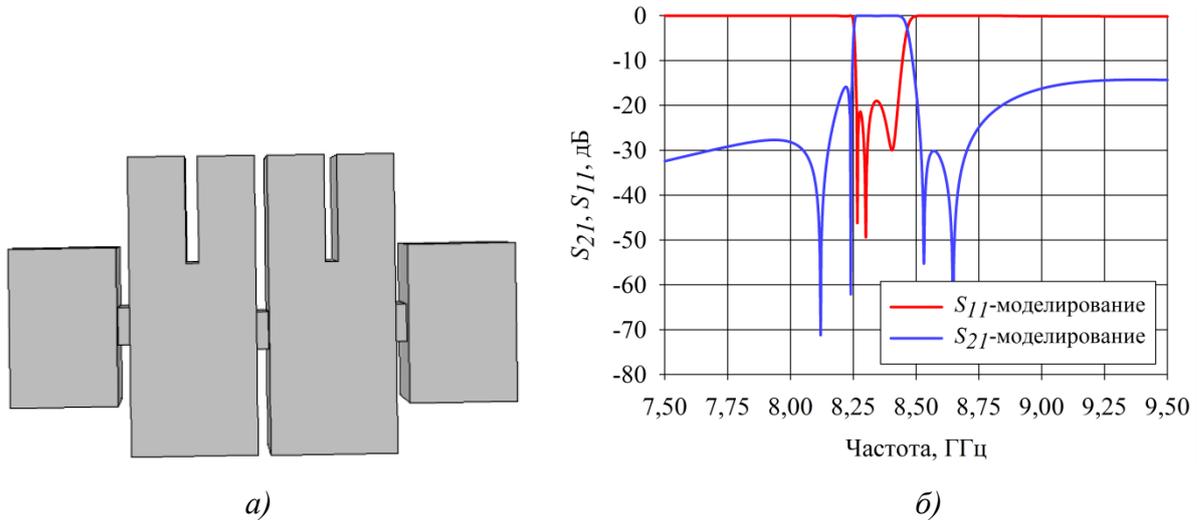


Рисунок 3.18 – Волноводный полосовой фильтр четвертого порядка на двухсекционных резонаторах: *а)* – электродинамическая модель фильтра, *б)* – теоретические частотные характеристики фильтра

Таблица 3.11- Размеры волноводного четырехзвенного полосно - пропускающего фильтра на двухмодовых резонаторах, мм

№рис.	H1	B	T	L	N	t	S1	S2	W1xC1	W2xC2
3.18, <i>а</i>	8,5	15,3	4,5	10	1	1	8,8	8,3	16,8x3	13,6x3

Рассмотренный полосовой фильтр формирует относительную ширину полосы прозрачности (ОШП) 0,96%, при расширении полосы прозрачности нули передачи, находящиеся выше, будут сдвигаться вверх по частоте, при этом будет ухудшаться крутизна высокочастотного ската АЧХ, но будет увеличиваться уровень ослабления в более широкой полосе заграждения.

Таким образом, исследованы фильтры на волноводных двухсекционных резонаторах на двух связанных модах TM_{110} . Показано, что при возбуждении каждого резонатора в расщепленной части число полюсов затухание равно числу резонаторов. При четном количестве резонаторов фильтр может

формировать симметричную и несимметричную АЧХ, а при нечетном - только несимметричную. Показано, что уменьшение продольного размера каждого резонатора фильтра расширяет полосу заграждения. Фильтр, в котором резонаторы возбуждаются в части высотой **B**, обладает симметричной АЧХ, имеющей число нулей передачи, совпадающих с порядком фильтра.

3.4 Многосекционные резонаторы и фильтры на их основе

В параграфах 3.1, 3.2 и 3.3 рассматривались двухсекционные резонаторы с двумя связанными модами TM_{110} и фильтры на их основе. Возникает интерес к резонаторам с количеством связанных мод TM_{110} больше двух и фильтров на их основе. Сначала рассмотрим резонатор с двумя расщеплениями. В этом случае будет три связанных моды TM_{110} и одна мода со входа на выход (TE_{101}), эти моды формируют три резонанса в полосе пропускания, следовательно, резонатор является трехмодовым (трехсекционным). Структура трехмодового резонатора показана на рис. 3.19, где **H1** и **H2**-высоты расщепленных частей, **B**-высота нерасщепленной части, толщина расщеплений $N=1$ мм, длина каждой расщепленной части **T**. Входные волноводы связаны с помощью диафрагм связи с трехсекционным резонатором в части высотой **H2**.

Исследуемый резонатор работает следующим образом. Основной модой является мода TE_{101} , распространяющаяся от входа к выходу, эта мода формирует один резонанс в полосе прозрачности, два других резонанса формируются тремя связанными модами TM_{110} .

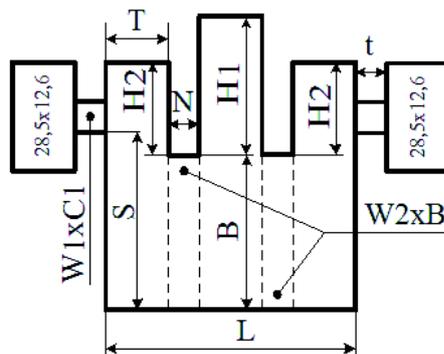


Рисунок 3.19 – Буквенные обозначения трехсекционного резонатора

На рис. 3.20,*а*, изображена электродинамическая модель волноводного полосового фильтра на трехсекционном резонаторе с входными волноводами сечением 28,5x12,6 мм. Электрические характеристики фильтра, содержащие три резонанса в полосе прозрачности и два нуля передачи: ниже и выше полосы прозрачности, приведены на рис 3.20,*б*. Увеличение высоты **В** смещает нижний ноль передачи ниже по частоте, а сокращение - вверх. Изменение части высотой **Н1** влияет на первый резонанс в полосе прозрачности. Изменения двух частей высотой **Н2** смещают второй и третий резонанс по частоте в полосе прозрачности. Увеличение индуктивности входной и выходной диафрагмы уменьшает ширину полосы прозрачности, а увеличение – расширяет.

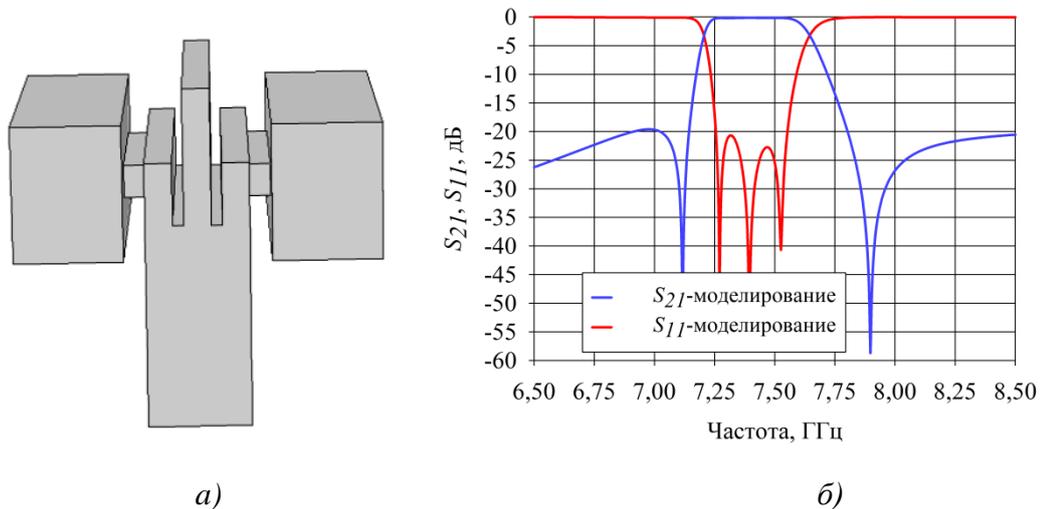


Рисунок 3. **Error! Bookmark not defined.**0 — *а*) — электродинамическая модель фильтра, *б*) — его частотные характеристики

Рассмотренный алюминиевый полосовой фильтр имеет полосу прозрачности 7,28-7,55 ГГц, максимальный уровень вносимых потерь в полосе прозрачности 0,18 дБ, максимальный уровень КСВН 1,22 ($S_{11} \leq -20,07$ дБ). Частоты нулей передачи 7,116 ГГц и 7,898 ГГц, т.е. крутизна низкочастотного склона АЧХ выше, резонатор имеет ослабление не менее 20 дБ на частотах 7,1437 ГГц и 7,8032 ГГц. Паразитный резонанс выше полосы прозрачности сформирован на частоте 11,1 ГГц. Собственная добротность резонатора 2200.

Размеры резонатора приведены в таблице 3.12. Габаритные размеры резонатора: длина 13,5 мм, ширина 28,5 мм, высота 31,4 мм.

Таблица 3.12- Размеры волноводного полосового фильтра на трехсекционном резонаторе, мм

№рис.	H1	H2	B	N	t	T	S	W1xC1
3.20, <i>a</i>	12,55	5,8	18,85	1	2	2,5	20,3	16,5x3

Для сравнения был промоделирован волноводный трехмодовый резонатор, описанный в статье [44]. Теоретические параметры резонатора следующие: максимальный уровень вносимых потерь в полосе прозрачности (7,28-7,55 ГГц) 0,11 дБ, максимальный уровень КСВН 1,23 ($S_{11} \leq -19,73$ дБ), уровень ослабления на частотах 7,1437 ГГц и 7,8032 ГГц 11,1 дБ и 10,3 дБ. При этом габаритные размеры резонатора получились следующие: продольный размер 29,3 мм, ширина 29,3 мм, высота 29,4 мм. Из сравнения габаритов известного трехмодового резонатора и предложенного следует, что длина получилась меньше в 2 раза без значительного ухудшения вносимых потерь. Кроме того, предложенный трехсекционный резонатор имеет нули передачи ниже и выше полосы прозрачности, а, значит, обладает лучшей селективностью.

Стоит упомянуть тот факт, что изменение индуктивности во входных диафрагмах значительно не меняет ширину полосы прозрачности. Для значительного сужения ширины полосы прозрачности в резонатор необходимо ввести диафрагмы в часть высотой **B**, как показано на рис. 3.21,*a*, которые делают связи между секциями слабее.

Электрические характеристики полосового фильтра на трехсекционном резонаторе из алюминия с ослабленной связью между секциями приведены на рис. 3.21,*б*. Этот фильтр обладает полосой прозрачности 7,28-7,4 ГГц, максимальный уровень вносимых потерь в полосе прозрачности 0,45 дБ, максимальный уровень КСВН 1,25 ($S_{11} \leq -19,08$ дБ). Частоты нулей передачи

7,052 ГГц и 7,57 ГГц. Паразитная полоса прозрачности начинается на частоте 11,2 ГГц. Уровень подавления ниже полосы прозрачности до частоты 7,11 ГГц

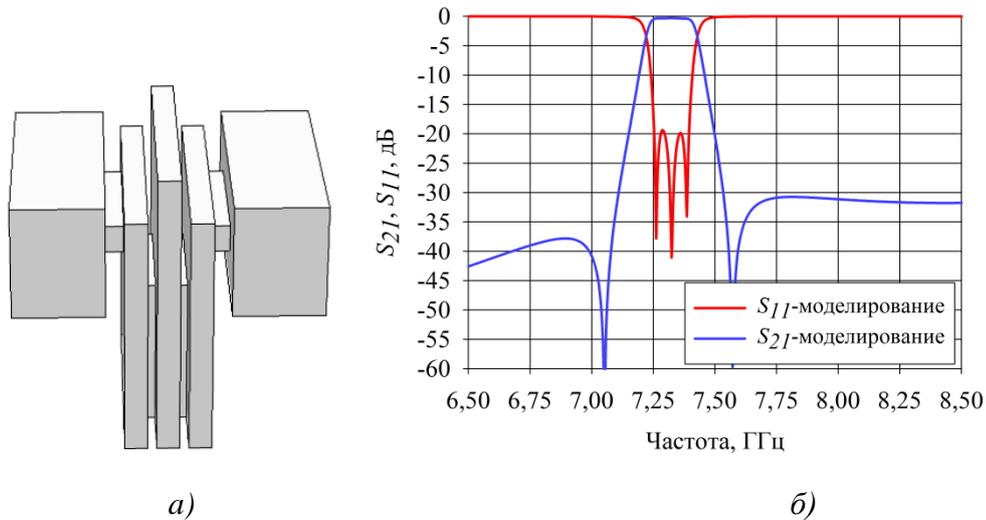


Рисунок 3. **Error! Bookmark not defined.**1 – а) — электродинамическая модель фильтра, б) — его частотные характеристики

не менее 37 дБ, а уровень подавления выше полосы прозрачности не менее 30 дБ в диапазоне частот 7,54-9,3 ГГц. Размеры трехсекционного резонатора с ослабленными межсекционными связями занесены в таблицу 3.13, ширина резонатора 28,5 мм. Собственная добротность резонатора 2000.

Таблица 3.13- Размеры волноводного трехсекционного резонатора с ослабленными межсекционными связями, мм

№рис.	H1	H2	B	N	t	T	S	W1xС1	W2
21,а	15,4	10,5	16,35	1	2	2,5	20,8	15,6x3	14

Для снижения уровня вносимых потерь нужно увеличить размер **T** всех частей резонатора, это приведет к уменьшению высот **H1** и **H2**. Расширение резонатора также приведет к снижению уровня вносимых потерь. Положения нулей передачи относительно полосы прозрачности зависят от соотношения высот частей **H1** и **H2** и высоты части **B**.

Селективные свойства резонатора можно улучшать путем добавления секций. Увеличение их количества добавляет моды в резонаторе и улучшает крутизну скатов АЧХ. Количество резонирующих мод в резонаторе равно

количеству секций n . Структура n -секционного резонатора показана на рис. 3.22,*а*, его характеристика возвратных потерь - на рис. 3.22,*б*. Исследования показали, что у резонаторов с числом мод больше трех не получается сформировать полосу прозрачности без ослабления связей между ТМ-модами.

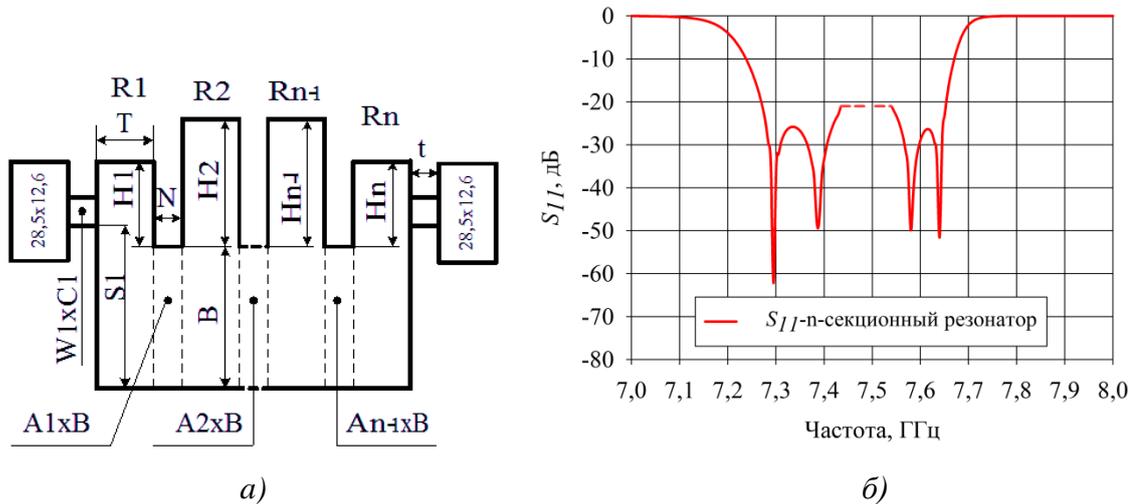


Рисунок 3.22 – *а*) — структура волноводного n -секционного резонатора с подводящими волноводами, *б*) — возвратные потери S_{11} n -секционного резонатора

На рис. 3.23,*а,б* показаны электродинамические модели четырех- и десятисекционного резонаторов, а на рис. 3.23,*в* - 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. Крутизна низкочастотного ската АЧХ составляет $K_{30H} = 2,701$ и $K_{80H} = 0,548$, а высокочастотного - $K_{30B} = 12,097$ и $K_{80B} = 3,964$. Размеры вышерассмотренных резонаторов приведены

в таблице 3.14, ширина резонаторов 28,5 мм, сечение подводящих волноводов 28,5x12,6 мм. Габаритные размеры 38x28,5x33,65 мм (длина, ширина, высота). Таким образом, при длине секций $T=2,5$ мм на полуволновой длине укладывается шестисекционный резонатор.

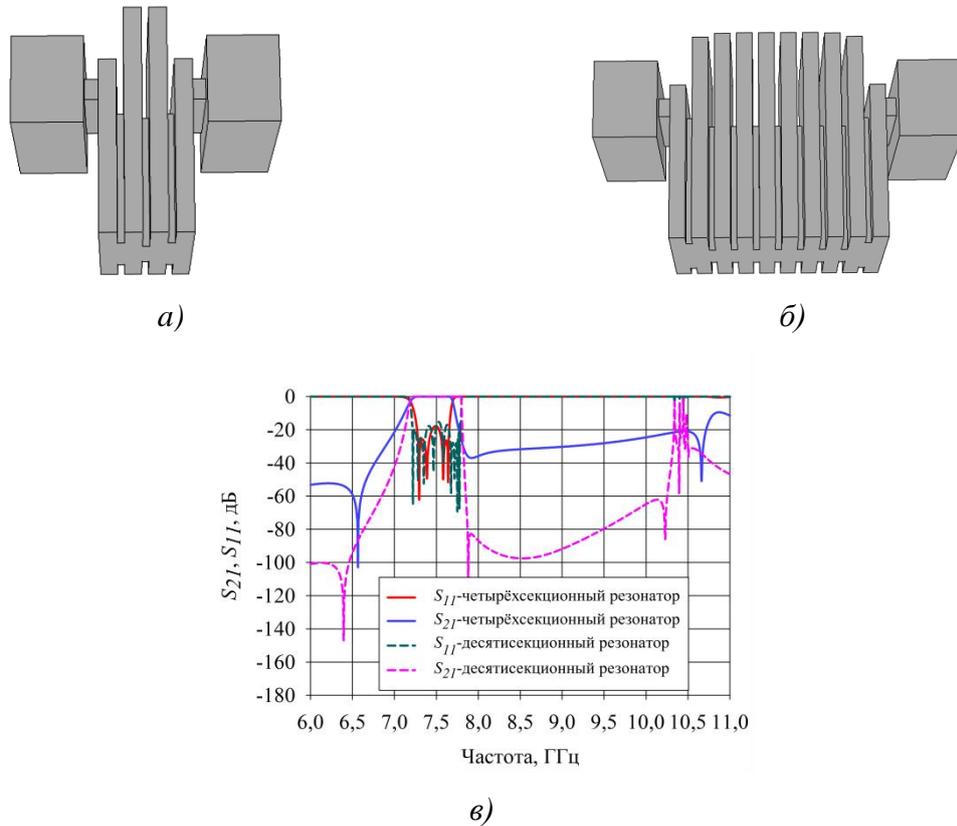


Рисунок 3.23 – Волноводные многосекционные резонаторы: а) – электродинамическая модель четырехсекционного резонатора, б) – электродинамическая модель десятисекционного резонатора, в) – частотные характеристики резонаторов

Таблица 3.14- Размеры четырёх- и десятисекционных резонаторов, мм

n	H1	H2	H3	H4	H5	t	N	T	S1	B
4	6,1	13,75	-	-	-	2	1	2,5	20,55	18,8
10	4,3	12,35	12,95	13,05	13,05	2	1	2,5	21,55	20,6
n	W1xC1	A1xB	A2xB	A3xB	A4xB	A5xB				
4	18x3	14,4x18,8	10,55x18,8	-	-	-				
10	18,25x3	19,7x20,6	9,85x20,6	10,2x20,6	10,2x20,6	10,2x20,6				

Общие свойства резонаторов с числом секций более двух заключаются в том, что формируются два нуля передачи ниже и выше полосы прозрачности.

Увеличивать крутизну АЧХ также можно каскадированием многосекционных резонаторов, при этом связь между резонаторами обеспечивается диафрагмой, соединяющей части резонаторов соответствующих высот H . Например, шестизвенный фильтр можно получить с помощью трех двухсекционных резонаторов, тогда число нулей передачи около полосы прозрачности будет равно трем.

Если фильтр восьмого порядка делать на одном четырех - и паре двухсекционных резонаторов, 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.3.24,*a* показан фильтр восьмого порядка на одном четырехсекционном и паре двухсекционных резонаторов, при этом фильтр имеет продольную симметрию относительно центра. Фильтр обладает продольным размером 33 мм (на полуволновой длине укладывается четырехсекционный резонатор, то есть четыре звена) при ширине 28,5 мм и высоте 35,9 мм. Полоса прозрачности фильтра 7,25-7,55 ГГц, в которой максимальный уровень вносимых потерь 0,61 дБ, фильтр имеет сверхнизкий уровень КСВН, не превышающий значения 1,05 ($S_{11} \leq -32,25$ 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. Крутизна низкочастотного ската АЧХ составляет $K_{30H}=6,273$, а высокочастотного - $K_{30B}=3,484$.

Если фильтр шестого порядка делать на двух трехсекционных резонаторах, то нули передачи сформируются парами выше и ниже полосы прозрачности.

Для подтверждения выдвинутых утверждений были промоделированы шестизвенные фильтры на двух трехсекционных резонаторах с разной длиной частей высотой H_1 , H_2 и H_3 . Структура фильтра из двух идентичных п-

секционных резонаторов с буквенными обозначениями размеров изображена на рис. 3.25.

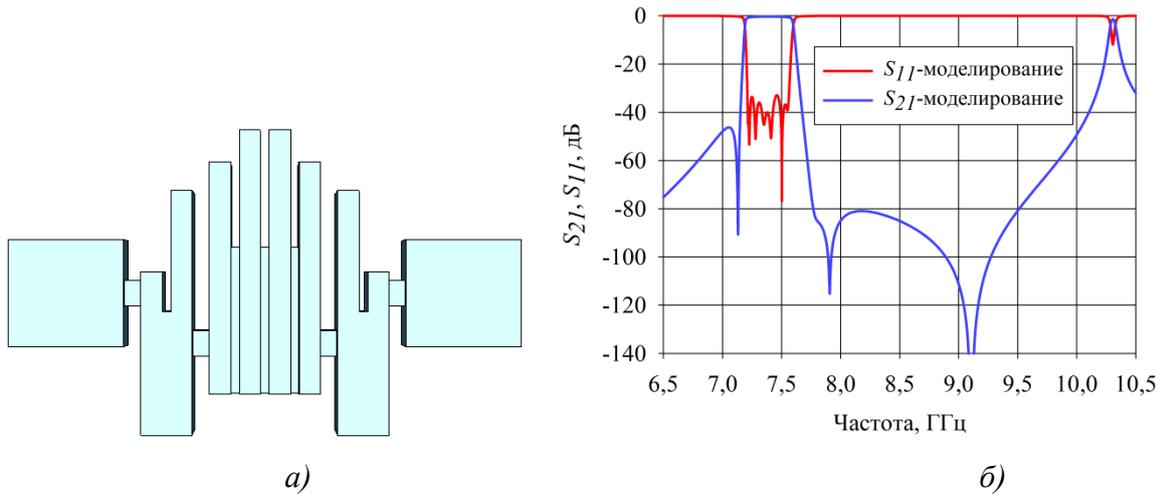


Рисунок 3.24.-Фильтр восьмого порядка на одном четырехсекционном и паре двухсекционных резонаторов: а) — электродинамическая модель фильтра, б) — частотные характеристики фильтра

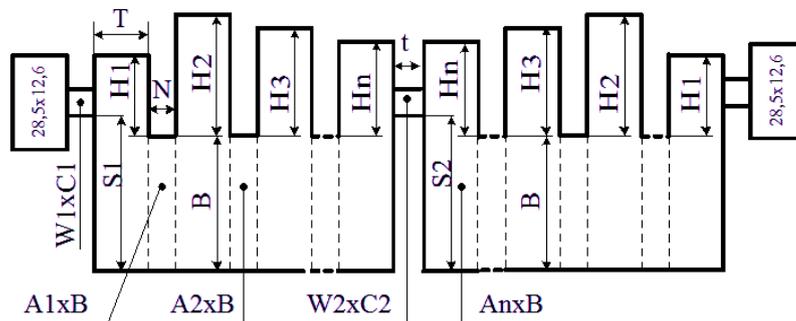


Рисунок 3.25.-Структура полосового фильтра на паре n-секционных резонаторов

На рис. 3.26,а изображена электродинамическая модель фильтра шестого порядка на двух трехсекционных резонаторах. Для сравнения было рассчитано два таких фильтра, первый имеет длину каждой секции $T=2,5$ мм, второй - $T=5$ мм. Первый имеет собственную добротность около 2000, второй - около 3000. Частотные характеристики фильтров приведены на рис. 3.26,б. Фильтр с длиной секций $T=2,5$ мм имеет вносимые потери 0,93 дБ в полосе прозрачности 7,39-7,64 ГГц и КСВН 1,26 ($S_{11} \leq -18,78$ дБ), уровень ослабления в полосе 7,9-8,4 ГГц составляет 74 дБ, ослабление на частоте 7,24 ГГц и ниже не менее 63 дБ, на частоте 7,29 ГГц не менее 42 дБ. Ослабление в диапазоне частот 7,76-9,78 ГГц

не менее 60 дБ. Паразитный резонанс находится на частоте 10,56 ГГц. Габаритные размеры фильтра следующие: длина 25 мм (на полуволновой длине укладывается шесть звеньев), ширина 28,5 мм, высота 30,3 мм. Размеры фильтра приведены в таблице 3.15 под номером один.

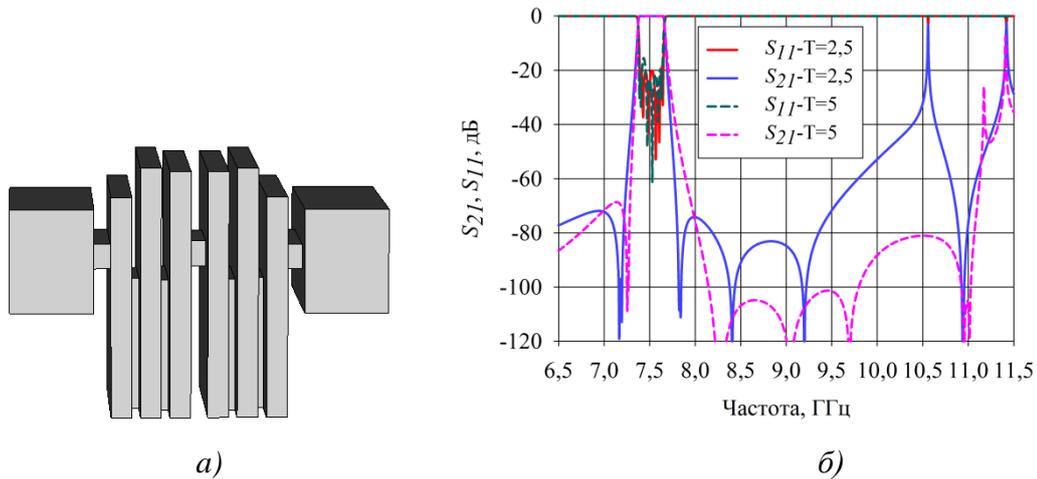


Рисунок 3.26 – а) — электродинамическая модель фильтра шестого порядка на двух трехсекционных резонаторах, б) — частотные характеристики фильтров с различной длиной резонаторов

Таблица 3.15- Размеры фильтров шестого порядка на двух трехсекционных резонаторах, мм

№	H1	H2	H3	t	N	B	S1	S2	T
1	10,7	14,25	13,85	2	1	16,05	17,5	17,55	2,5
2	10,25	13,7	12,4	2	1	16,55	17,85	18,15	5
№	W1xC1	W2xC2	A1xB	A2xB					
1	17,6x3	12,6x3,1	11,8x16,05	15,1x16,05					
2	17,4x3	12,3x3	12,6x16,55	15,07x16,55					

Параметры фильтра с длиной каждой секций $T=5$ мм следующие: вносимые потери 0,62 дБ в полосе пропускания 7,39-7,64 ГГц и КСВН 1,25 ($S_{11} \leq -19,08$ дБ), уровень ослабления в полосе 7,9-8,4 ГГц составляет не менее 60 дБ, ослабление на частоте 7,24 ГГц и ниже не менее 82 дБ, на частоте 7,29 ГГц не менее 63 дБ. Ослабление в диапазоне частот 8,03-11,06 ГГц более 80 дБ. Паразитная полоса прозрачности начинается на частоте 11,1 ГГц. Габаритные размеры фильтра следующие: длина 40 мм (на полуволновой длине

укладывается три звена), ширина 28,5 мм, высота 30,25 мм. Размеры фильтра приведены в таблице 3.15 под номером 2. Таким образом, при увеличении длины расщепленных частей резонаторов уменьшаются вносимые потери в полосе пропускания, увеличивается крутизна низкочастотного ската АЧХ, но крутизна высокочастотного ската становится меньше, также сдвигается паразитная полоса пропускания.

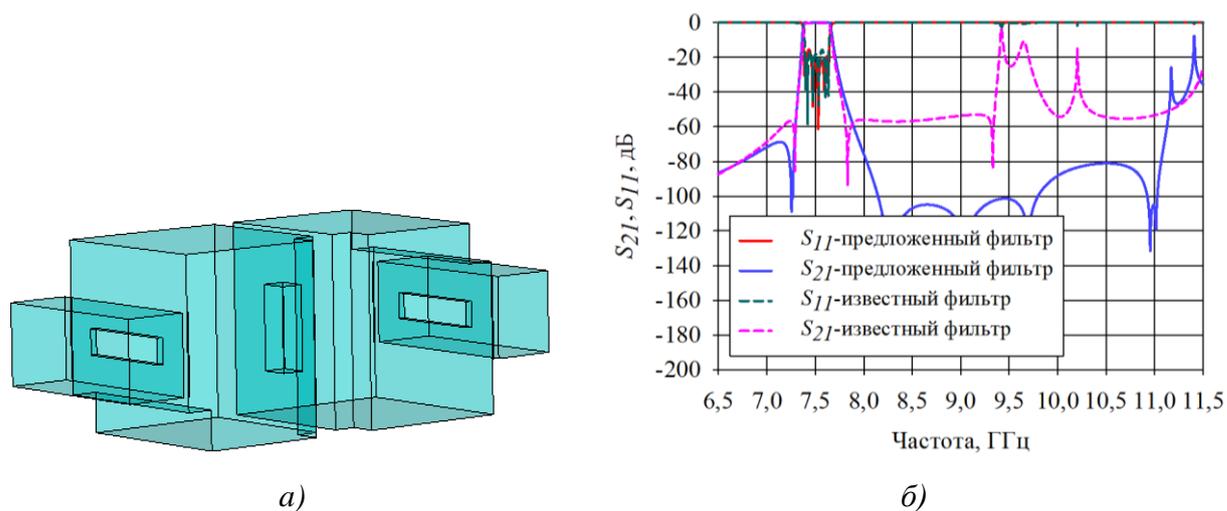


Рисунок 3.27 – *а)* — электродинамическая модель известного фильтра шестого порядка на двух трехмодовых резонаторах, *б)* — частотные характеристики сравниваемых фильтров

Для сравнения был промоделирован фильтр шестого порядка на паре трехмодовых резонаторов (см. рис. 3.27,*а*), описанный в статье [46]. Теоретические параметры фильтра следующие: максимальный уровень вносимых потерь в полосе прозрачности 7,36-7,64 ГГц 0,5 дБ, максимальный уровень КСВН 1,35 ($S_{11} \leq -16,54$ дБ), ослабление на частотах 7,24 ГГц и 7,29 ГГц 56 дБ и 83 дБ, при этом габаритные размеры фильтра получились следующие: длина 60,49 мм, ширина 28,5 мм, высота 29,65 мм. Из сравнения габаритов известного фильтра на трехмодовых резонаторах и предложенного (с продольным размером секций 5 мм) следует, что продольный размер получился на треть меньше без значительного ухудшения вносимых потерь. Также предложенный фильтр на двух трехсекционных резонаторах формирует минимальный уровень ослабления в полосе подавления 8,03-11,06 ГГц не менее

80 дБ, а известный фильтр имеет в полосе подавления 7,79-9,34 ГГц не менее 50 дБ. Паразитная полоса прозрачности у известного фильтра начинается с частоты 9,4 ГГц, а у предложенного - с 11,1 ГГц.

Таблица 3.16- Параметры сравниваемых фильтров

Название параметра	Фильтр на трехсекционных резонаторах	Известный фильтр на трехмодовых 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	$K_{30H}=3,933, K_{30B}=1,722$	$K_{30H}=3,109, K_{30B}=1,94$

Численные значения геометрических размеров и электрических параметров приведены в таблице 3.16, из которой следует, что у предложенного фильтра на трехсекционных резонаторах и у известного крутизна АЧХ ниже и выше полосы прозрачности по уровню 30 дБ мало отличается.

Таблица 3.17- Размеры фильтра на двух пятисекционных резонаторах, мм

n	H1	H2	H3	H4	H5	t1	N	T	S1	S2
10	4,85	12,33	12,18	11,77	9,25	2	1	5	21,35	21,35
n	W1xC1	W2xC2	A1xB	A2xB	A3xB	A4xB				
10	18,01x3	13,2x20,6	15,04x19,75	11,96x19,75	19,42x19,75	9,11x19,75				

На рис. 3.28,а изображена электродинамическая модель фильтра десятого порядка на двух пятисекционных резонаторах. Фильтр имеет вносимые потери 0,55 дБ в полосе прозрачности 7,25-7,75 ГГц и КСВН 1,3 ($S_{11} \leq -17,5$ дБ), уровень ослабления в полосе 7,9-8,4 ГГц составляет 91 дБ. Крутизна низкочастотного ската АЧХ составляет $K_{30H}=5,224$ и $K_{80H}=1,224$, а высокочастотного - $K_{30B}=11,8196$ и $K_{80B}=3,765$. Габаритные размеры фильтра следующие: длина 64 мм (на полуволновой длине укладывается три звена), ширина 28,5 мм, высота

32,1 мм. Размеры фильтра приведены в таблице 3.17, фильтр имеет буквенные обозначения согласно рис 3.25.

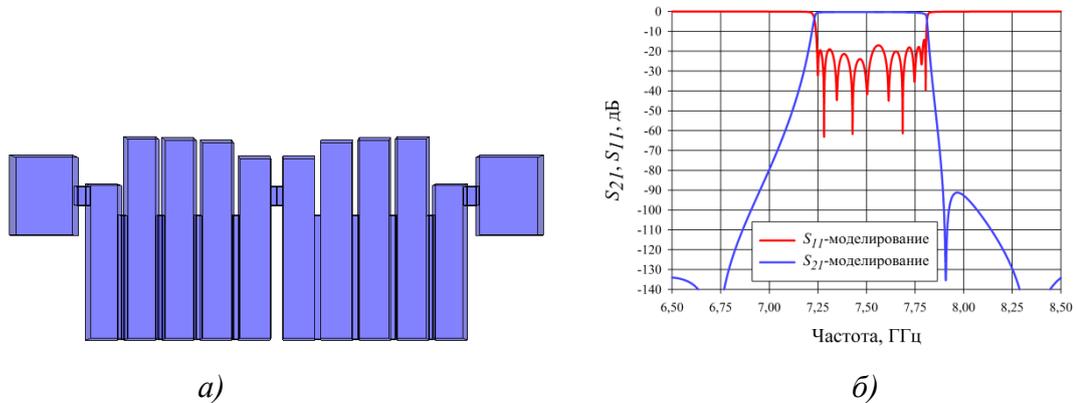


Рисунок 3.28– Фильтр десятого порядка на двух пятисекционных резонаторах: а) – электродинамическая модель фильтра, б) – теоретические характеристики фильтра

Таким образом, показано, что увеличение количества связанных мод TM_{110} увеличивает крутизну скатов АЧХ и уровень ослабления в полосах заграждения. В полосе заграждения 8-10 ГГц, которая выше полосы прозрачности, у четырехсекционного резонатора уровень ослабления не менее 20 дБ, у десятисекционного-не менее 60 дБ. Исследованы фильтры на двух трехсекционных резонаторах с разной собственной добротностью, способы её увеличения аналогичные двухсекционным резонаторам.

3.5 Выводы

Исследованы двухсекционные резонаторы со связанными модами TM_{110} и фильтры на их основе, которые позволяют формировать симметричную и несимметричную АЧХ. Показан способ увеличения количества мод в резонаторе. Использование в резонаторе от трех секций и более формируют по одному нулю передачи с каждой стороны от полосы прозрачности. Показан способ уменьшения ширины полосы прозрачности с помощью диафрагм между секциями резонатора. Исследовано влияния различных параметров резонатора на его собственную добротность, тем самым рассмотрены способы уменьшения

вносимых потерь в полосе прозрачности. Исследованы различные типы фильтров на данных многосекционных резонаторах. Показано, что фильтры восьмого порядка на четырех двухсекционных резонаторах и на паре двухсекционных и одном четырехсекционном резонаторах формируют крутизну АЧХ ниже полосы прозрачности $K_{30H} \geq 6$. Также показано, что фильтры десятого порядка на одном многосекционном резонаторе и на двух пятисекционных резонаторах формируют крутизну АЧХ выше полосы прозрачности $K_{30B} \geq 10$. Фильтры на многосекционных резонаторах позволяют на полуволновой длине размещать до шести звеньев.

Результаты, полученные автором и изложенные в главе, опубликованы в [75-77].

4 Исследование различных типов волноводных полуволновых резонаторов со шлейфом и фильтров на их основе

Данная глава посвящена исследованиям различных типов волноводных 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. Таким образом, данный класс резонаторов является двухмодовым. Были исследованы два основных типа таких резонаторов: первый тип объемный, а второй - в виде Т-образного гребня, помещенного в волновод. Рассмотрены различные конфигурации фильтров как на объемных резонаторах, так и на гребневых, позволяющих сократить продольный размер фильтра более чем вдвое по сравнению с фильтрами на одномодовых полуволновых резонаторах. Также исследовано влияние различных параметров резонаторов на их собственную добротность, что позволяет проектировать фильтры с минимальным уровнем вносимых потерь в полосе прозрачности.

4.1. Волноводные объемные Т-образные резонаторы

Значительно сократить размер волноводных фильтров на продольных полуволновых резонаторах, работающих на моде TE_{101} позволяет ввод в центр каждого резонатора четвертьволнового короткозамкнутого шлейфа. Еще более компактным фильтр становится, если в данном резонаторе присутствует мода TM_{110} . Рассмотрим различные способы подключения подводящих волноводов к данному резонатору, при этом моду, распространяющуюся с входа на выход, будем считать основной, а четвертьволновый отрезок волновода, несвязанный с подводящими волноводами - короткозамкнутым шлейфом. Данный резонатор будем называть либо полуволновым резонатором с четвертьволновым короткозамкнутым шлейфом, либо Т-образным резонатором.

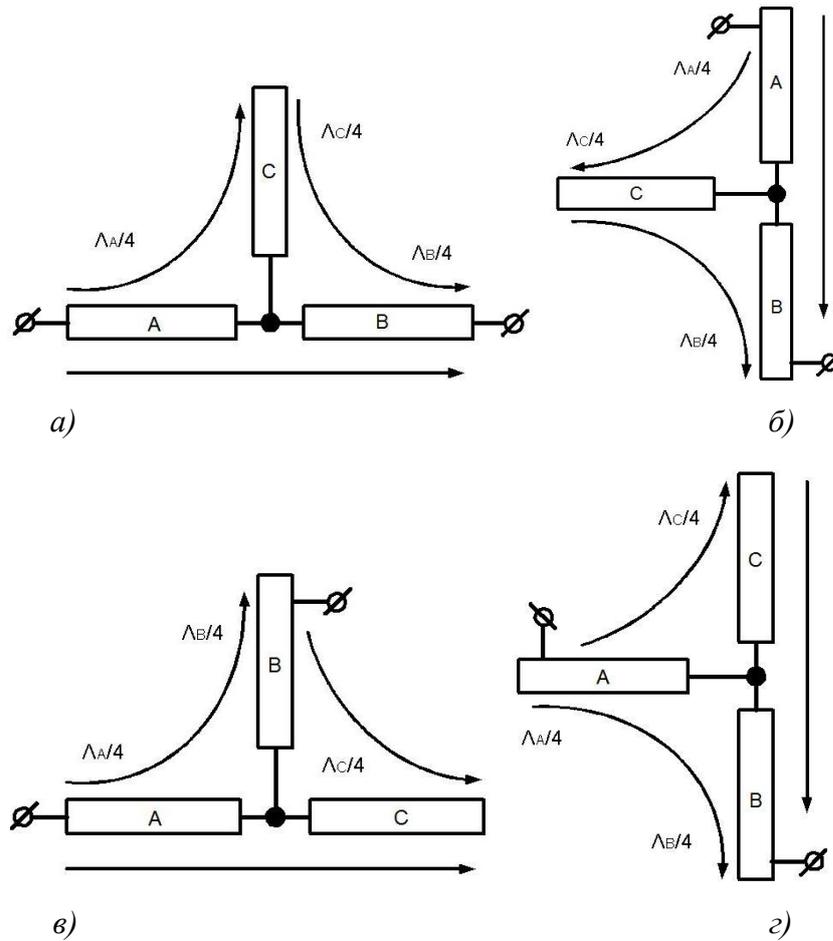


Рисунок 4.1 – Способы подключения волноводных Т-образных резонаторов: а) – резонатор первого типа, б) – резонатор второго типа, в) – резонатор третьего типа, г) – резонатор четвертого типа

Подводящие к Т-образному резонатору волноводы можно подключать четырьмя способами. К первому типу отнесем резонатор, показанный на рис. 4.1,а, который имеет продольную конфигурацию. Волноводный отрезок А-В, образованный двумя четвертьволновыми отрезками А и В, назовем основным, а два других – дополнительными (А-С и С-В). Электромагнитная волна, проходящая через отрезок А-В, является основной модой данного резонатора TE_{101} . Моды, проходящие на отрезках А-С и С-В, являются дополнительными. Положение нуля передачи относительно полосы прозрачности зависит от длины отрезка С, т.е. высоты четвертьволнового короткозамкнутого шлейфа. При нахождении шлейфа посередине резонатора и при равенстве отрезков А и В, длина отрезка С определяет положение нуля передачи. Если длина отрезка С

меньше длины отрезка A или B , тогда ноль передачи и второй резонанс в полосе прозрачности будут находиться выше основного резонанса по частоте, а если длина отрезка C больше длины отрезка A или B , то – ниже. Если длины отрезков A и B не равны, то положение нуля передачи определяется соотношением отрезков $A-B$, $A-C$ и $C-B$.

Ко второму типу отнесем резонатор, изображенный на рис. 4.1,б, а конфигурацию назовем поперечной. Электромагнитная волна, проходящая через отрезок $A-B$, является основной модой данного резонатора TM_{110} . Моды, образованные отрезками $A-C$ и $C-B$ назовем дополнительными. Положение нуля передачи, как и в предыдущем случае, определяется соотношением отрезков $A-B$, $A-C$ и $C-B$.

К третьему типу отнесем резонатор, изображенный на рис. 4.1,в. При такой конфигурации электромагнитная волна, проходящая через отрезок $A-B$ является модой смешанного типа, через отрезок $B-C$ - модой TM_{110} , а мода через отрезок $A-C$ - TE_{101} .

К четвертому типу отнесем резонатор, изображенный на рис. 4.1,г. У такого резонатора электромагнитная волна, проходящая через отрезок $A-B$, является модой TM_{110} , а через отрезки $A-C$ и $C-B$ также проходит мода TM_{110} .

Рассмотрим Т-образный резонатор первого типа, его структура с буквенным обозначением размеров изображена на рис. 4.2, размеры диафрагм одинаковы. Электродинамическая модель такого резонатора с входным и выходным волноводами показана на рис. 4.3,а. Изменяя высоту шлейфа $L3$, можно формировать ноль передачи ниже полосы прозрачности (рис. 4.3,б), либо - выше (рис. 4.3,в).

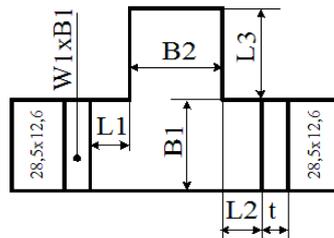


Рисунок 4.2 – Обозначения размеров Т-образного резонатора первого типа

При размере шлейфа **L3** меньшем половины длины продольного отрезка **L1-L2** ноль передачи получается выше полосы прозрачности, при большем - ниже.

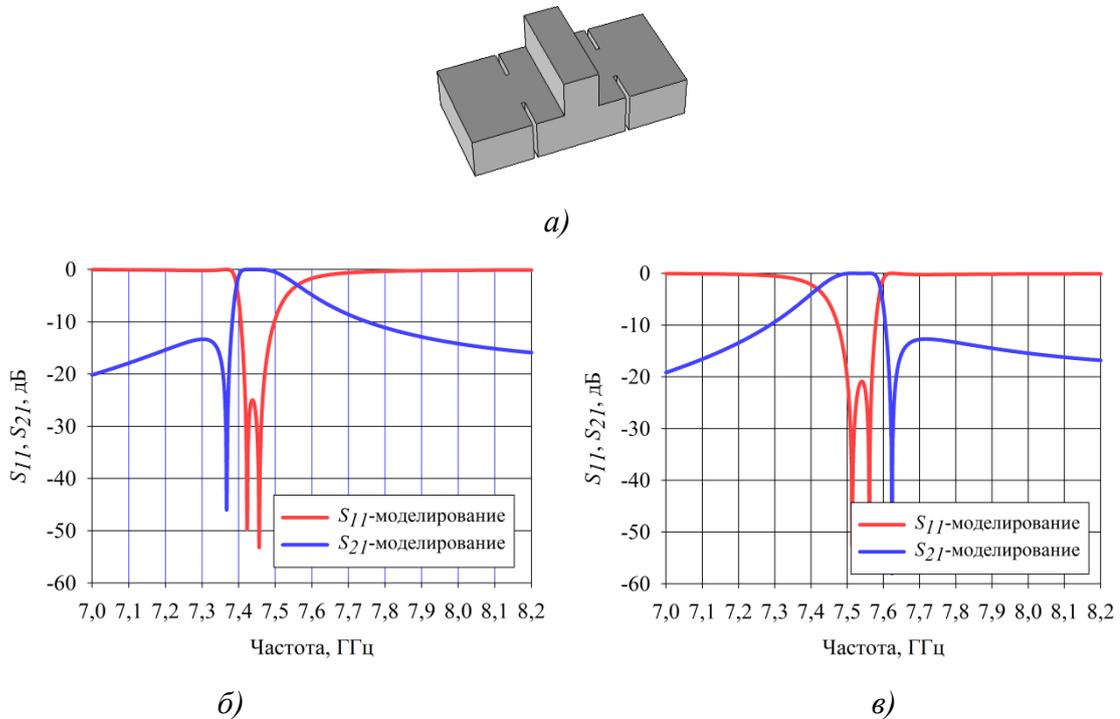


Рисунок 4.3 –Т-образный резонатор первого типа: а) – электродинамическая модель резонатора, б) – теоретические частотные характеристики резонатора с нижним расположением нуля передачи, в) – теоретические частотные характеристики резонатора с верхним расположением нуля передачи

Размеры Т-образных резонаторов, частотные характеристики которых показанные на рис. 4.3 б, в, приведены в таблице 4.2, из которой видно, что при равенстве всех размеров, при изменении высоты шлейфа, происходит изменение частоты нуля передачи.

Таблица 4.2- Геометрические размеры Т-образных резонаторов первого типа и входных диафрагм, мм

№ рис.	L1	L2	L3	B1	B2	t	W1xB1
4.3,б	7,7	7,7	12,3	12,6	9,6	1	11,5x12,6
4.3,в	7,7	7,7	11,3	12,6	9,6	1	11,5x12,6

На ширину полосы прозрачности в основном влияет ширина окна входной диафрагмы **W1**, при её уменьшении ширина полосы прозрачности

будет уменьшаться. Продольный размер шлейфа **B2** тоже влияет на ширину полосы прозрачности, при его увеличении полоса прозрачности расширяется потому, что увеличивается связь между модами в центре резонатора. На рис. 4.4 изображены частотные характеристики Т-образного резонатора с различной шириной полосы прозрачности (относительная ширина полосы пропускания от 0,5% до 11,6%). Размеры узкополосного и широкополосного резонаторов приведены в таблице 4.1, из которой видно, что для значительного расширения полосы пропускания необходимо увеличивать длину шлейфа **B2**, ширину окна каждой диафрагмы **W1**, при этом длины **L1** и **L2** нужно уменьшать.

Таблица 4.1- Геометрические размеры Т-образных резонаторов первого типа и входных диафрагм с разной шириной полосы прозрачности, мм

резонатор	L1	L2	L3	B1	B2	t	W1xС1
узкополосный	5,75	5,75	11,05	12,6	12,6	1	12,2x12,6
широкополосный	1,8	1,8	9	12,6	20,6	1	18x12,6

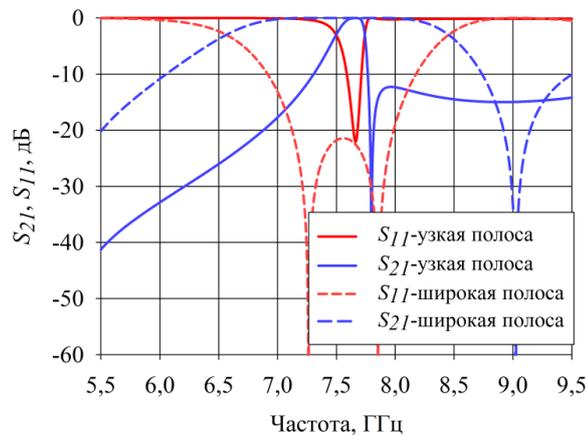


Рисунок 4.4 – Частотные характеристики Т-образных резонаторов первого типа с различной шириной полосы прозрачности

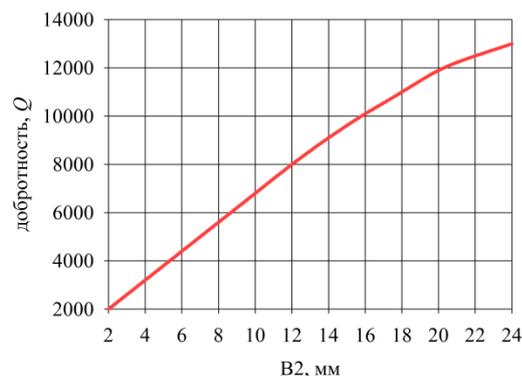


Рисунок 4.5 – Зависимость добротности от длины шлейфа **B2**

Важной характеристикой любого резонатора является его собственная добротность, которая определяет вносимые потери в полосе прозрачности, на рис. 4.5 показана зависимость добротности от продольного размера шлейфа **B2**, из которой видно, что увеличивая размер **B2**, происходит увеличение объема всего резонатора, что приводит к росту собственной добротности.

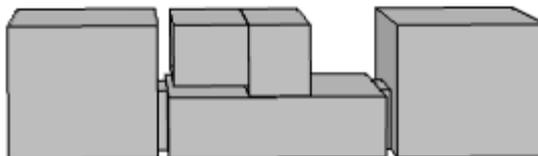


Рисунок 4.6 – Компактная форма Т-образного резонатора

К первому типу также относится более компактная конфигурация резонатора (рис. 4.6), высота которой не превышает высоту входных волноводов. В этом случае, при сечении волноводов 28,5x12,6 мм высота каждой продольной части резонатора 5,8 мм. При расположении нуля передачи выше полосы прозрачности ширина всего резонатора будет укладываться в ширину входных волноводов, если же ноль передачи надо сформировать ниже полосы прозрачности, то ширину шлейфа необходимо будет увеличить. Исследования показали, что при уменьшении высоты составляющих резонатор волноводных частей с 12,6 мм до 5,8 мм собственная добротность уменьшается с 6915 до 4009, а вносимые потери увеличиваются с 0,11 дБ до 0,22 дБ в полосе прозрачности 7,914-8,033 ГГц.

Таким образом, Т-образные резонаторы продольной конфигурации первого и третьего типа являются двухмодовыми с возможностью формирования нуля передачи ниже или выше полосы прозрачности. Фильтры на Т-образных резонаторах первого типа будут самыми длинными, применение в фильтре резонаторов третьего типа позволяют укоротить длину примерно на четверть.

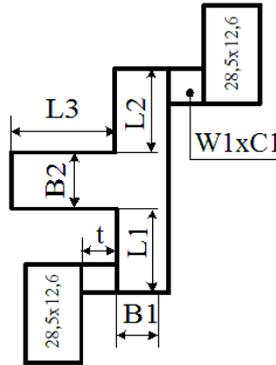


Рисунок 4.7 – Обозначение размеров Т-образного резонатора второго типа

Ввод в состав фильтров резонаторов только второго и четвертого типов позволяют сократить длину примерно в два раза, но при этом происходит увеличение высоты фильтра примерно в полтора-два раза. Буквенные обозначения размеров Т-образного резонатора второго типа приведены на рис. 4.7. В зависимости от соотношения трех четвертьволновых отрезков (рис. 4.1,б), ноль передачи формируется ниже или выше полосы прозрачности.

4.2. Волноводные полосовые фильтры на объемных Т-образных резонаторах

Для демонстрации преимуществ использования в фильтре Т-образных резонаторов были промоделированы следующие фильтры: классический фильтр четвертого порядка (фильтр на индуктивных диафрагмах) и фильтр на Т-образных резонаторах первого типа тоже четвертого порядка. Размеры этих фильтров в миллиметрах приведены на рис. 4.8,а. Фильтровые структуры выполнены на волноводах сечением 28,5x12,6 мм. Частотные характеристики фильтров изображены на рис.4.8,б.

Из рис. 4.8 видно, что полосовой фильтр на объемных Т-образных резонаторах первого типа имеет продольный размер 50,15 мм (на полуволновой длине укладывается два звена), 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

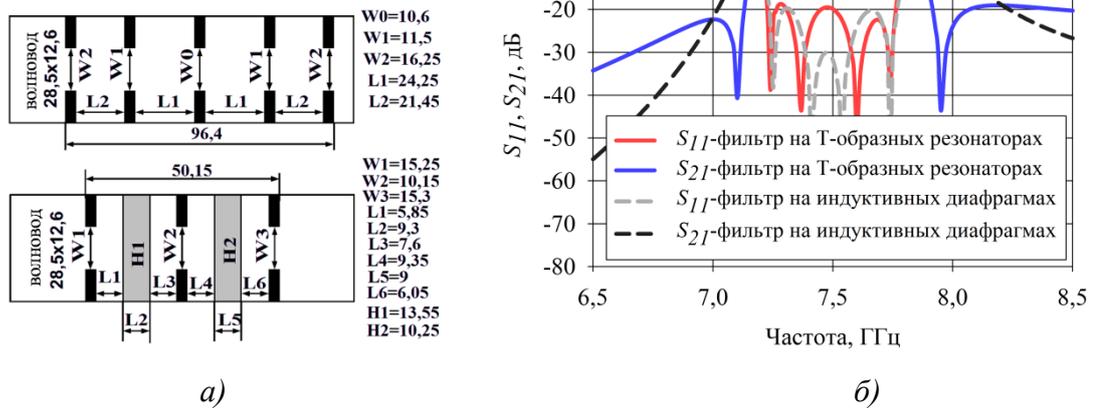


Рисунок 4.8 – Фильтры четвертого порядка классический и на Т-образных резонаторах: а) – структуры фильтров, б) – теоретические частотные характеристики классического фильтра (пунктирные линии) и фильтра на Т-образных резонаторах (сплошные линии)

прозрачности 0,15 дБ (за счет запасов по частоте), на частоте 7,13 ГГц классический фильтр имеет ослабление 9,44 дБ, а фильтр на Т-образных резонаторах-20 дБ, на частоте 7,915 ГГц классический фильтр имеет ослабление 4,46 дБ, а на Т-образных резонаторах-20 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 выше, чем у классического фильтра более чем в 2,8 раза. Сравнение численных значений геометрических размеров и электрических параметров фильтров приведены в таблице 4.5.

Фильтры четвертого порядка на Т-образных резонаторах второго и четвертого типов были промоделированы с помощью пакета электродинамического моделирования. Буквенные обозначения размеров фильтра четвертого порядка на Т-образных резонаторах второго типа и его частотные характеристики изображены на рис. 4.9. Размеры полосового фильтра занесены в таблицу 4.3.

Данный фильтр обладает продольным размером 29,4 мм при ширине 28,5 мм и высоте 28,3 мм, что почти вдвое короче выше рассмотренного фильтра четвертого порядка на Т-образных резонаторах первого типа.

Таблица 4.3- Геометрические размеры фильтра четвертого порядка на Т-образных резонаторах второго типа, мм

L1	L2	L3	L4	L5	L6	B1	B2	B3	B4
9,5	7,2	15	11,3	5,95	11,6	6	6	6	6
S1	S2	S22	S3	t1	t2	W1xC1	W2xC2	W3xC3	
2,95	3,4	3,75	0	1,3	1	17,1x3	11,6x4,2	16,8x3,85	

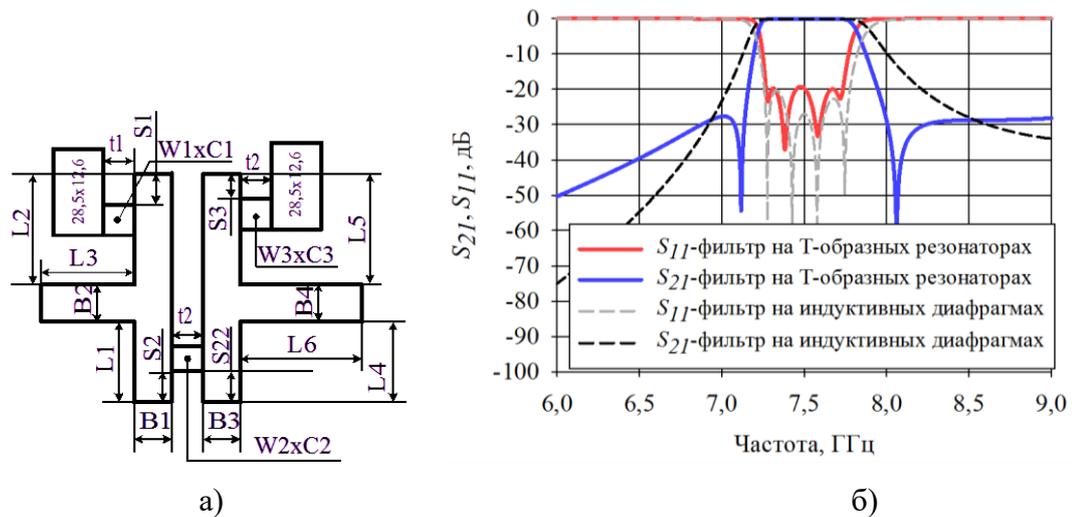


Рисунок 4.9 – Фильтр четвертого порядка на Т-образных резонаторах второго типа: а) – обозначения геометрических размеров фильтра, б) – теоретические частотные характеристики классического фильтра (пунктирные линии) и фильтра на Т-образных резонаторах второго типа (сплошные линии)

Максимальный уровень вносимых потерь фильтра в полосе прозрачности 7,25-7,75 ГГц составляет 0,25 дБ, максимальный уровень КСВН в полосе прозрачности 1,25 ($S_{11} \leq -19,08$ дБ), уровень ослабления на частоте 7,13 ГГц 20,4 дБ, на частоте 7,915 ГГц 12,37 дБ. При значительном сокращении длины максимальный уровень вносимых потерь в полосе прозрачности увеличился с 0,1 дБ до 0,25 дБ, а уровень ослабления в полосе подавления увеличился чуть меньше 10 дБ. У данного фильтра крутизна низкочастотного ската АЧХ составляет $K_{20H}=4,538$, а высокочастотного – $K_{20B}=2,201$. Таким образом,

крутизна скатов АЧХ данного фильтра больше, чем у классического в 2 раза при уменьшении длины в 3,2 раза. Сравнение численных значений геометрических размеров и электрических параметров фильтров приведены в таблице 4.5.

Таблица 4.4- Геометрические размеры фильтра четвертого порядка на Т-образных резонаторах четвертого типа, мм

L1	L2	L3	L4	L5	L6	B1	B2	B3	B4
9,6	5,7	13,1	13,4	5,7	11,3	6	6	6	6
S1	S2	S22	S3	t	W1xC1	W2xC2	W3xC3		
0,4	3	3	0,15	1,3	17,1x3	11,5x3	16,6x3,6		

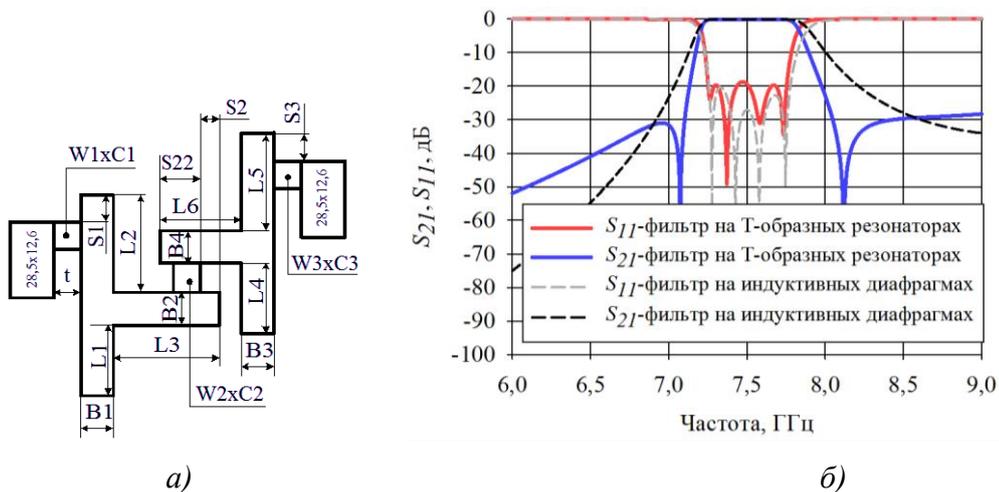


Рисунок 4.10 – Фильтр четвертого порядка на Т-образных резонаторах четвертого типа: а) – обозначения геометрических размеров фильтра, б) – теоретические частотные характеристики классического фильтра (пунктирные линии) и фильтра на Т-образных резонаторах четвертого типа (сплошные линии)

Буквенные обозначения размеров фильтра на двух Т-образных резонаторах четвертого типа и его частотные характеристики изображены на рис. 4.10. Размеры фильтра занесены в таблицу 4.4.

Такой фильтр обладает продольным размером 39,6 мм при ширине 28,5 мм и высоте 31,55 мм, что несколько длиннее вышерассмотренного фильтра четвертого порядка на Т-образных резонаторах второго типа. Максимальный уровень вносимых потерь фильтра в полосе прозрачности 7,25-

7,75 ГГц составляет 0,28 дБ, максимальный уровень КСВН в полосе прозрачности 1,25 ($S_{11} \leq -19,08$ дБ), уровень ослабления на частоте 7,13 ГГц 34,3 дБ, на частоте 7,915 ГГц 15,4 дБ. При незначительном увеличении продольного размера увеличились вносимые потери в полосе прозрачности с 0,25 дБ до 0,28 дБ. По сравнению с фильтром на резонаторах второго типа уровень ослабления на частоте 7,13 ГГц увеличился с 20,4 дБ до 34,3 дБ, а на частоте 7,915 ГГц ослабление увеличилось не так значительно с 12,37 дБ до 15,4 дБ. У данного фильтра крутизна низкочастотного ската АЧХ составляет $K_{20Н}=4,188$, а высокочастотного – $K_{20В}=2,091$. Таким образом, при незначительном увеличении вносимых потерь, фильтр на резонаторах четвертого типа имеет большую крутизну АЧХ, чем классический фильтр более чем в 1,8 раз при уменьшении длины в 2,4 раза. Сравнение численных значений геометрических размеров и электрических параметров фильтров приведены в таблице 4.5.

Таблица 4.5- Параметры сравниваемых фильтров

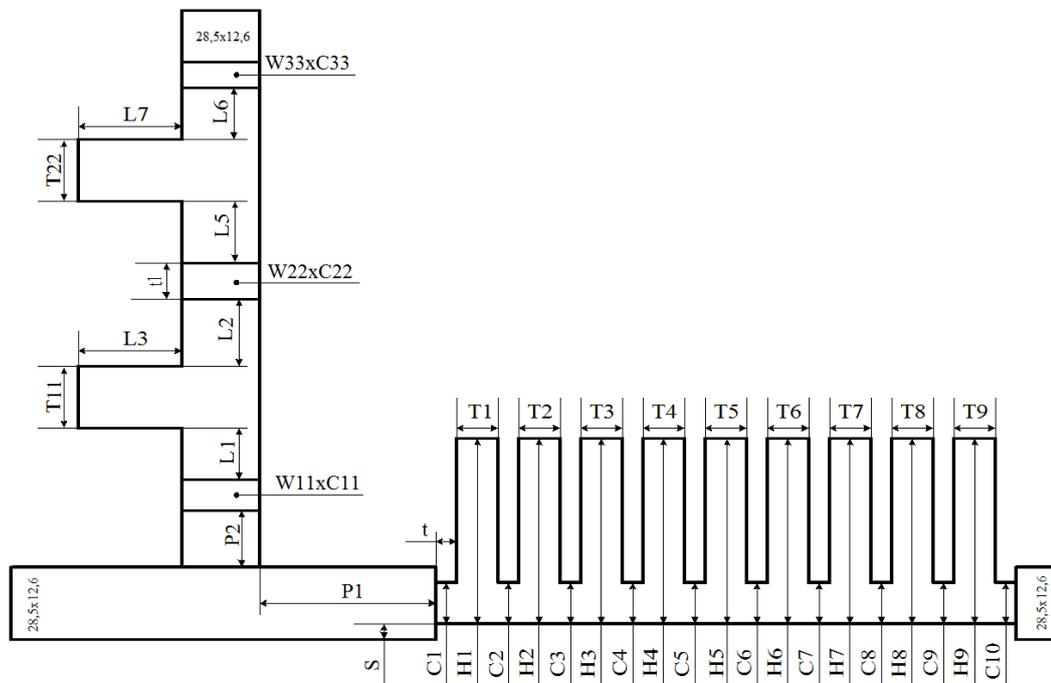
Название параметра	Классический фильтр	Фильтр на Т-образных резонаторах первого типа	Фильтр на Т-образных резонаторах второго типа	Фильтр на Т-образных резонаторах четвертого типа
Длина, мм	96,4	50,15	29,4	39,6
Ширина, мм	28,5	28,5	28,5	28,5
Высота, мм	12,6	26,15	28,3	31,55
полоса пропускания, ГГц	7,25-7,75	7,25-7,75	7,25-7,75	7,25-7,75
вносимые потери, дБ	0,21	0,15	0,25	0,28
КСВН	1,25	1,25	1,25	1,25
полоса задерживания	7,9-8,4	7,9-8,4	7,9-8,4	7,9-8,4
ослабление, дБ	3,54	16,05	13,44	10,6
крутизна АЧХ	$K_{20Н}=2,262$, $K_{20В}=1,084$	$K_{20Н}=6,413$, $K_{20В}=3,925$	$K_{20Н}=4,538$, $K_{20В}=2,201$	$K_{20Н}=4,188$, $K_{20В}=2,091$

Для подтверждения результатов моделирования были рассчитаны и изготовлены два дуплексера: один для тракта приема, другой для тракта

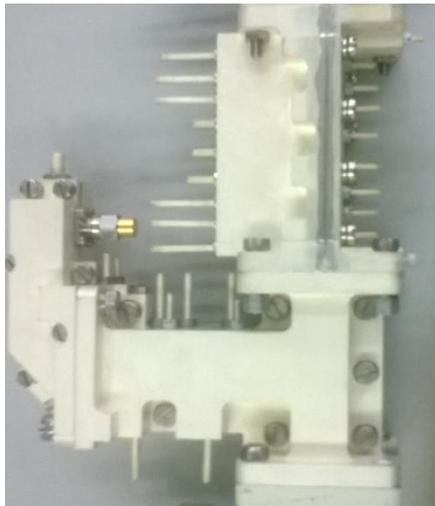
передачи. В состав обоих дуплексеров входят фильтры на объемных Т-образных резонаторах с несимметричной АЧХ.

Структура дуплексера показана на рис. 4.11,а, изготовленный образец - на рис. 4.11,б, а результаты моделирования и экспериментальные характеристики - на рис. 4.11,в. Размеры данного дуплексера приведены в таблице 4.6. 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:

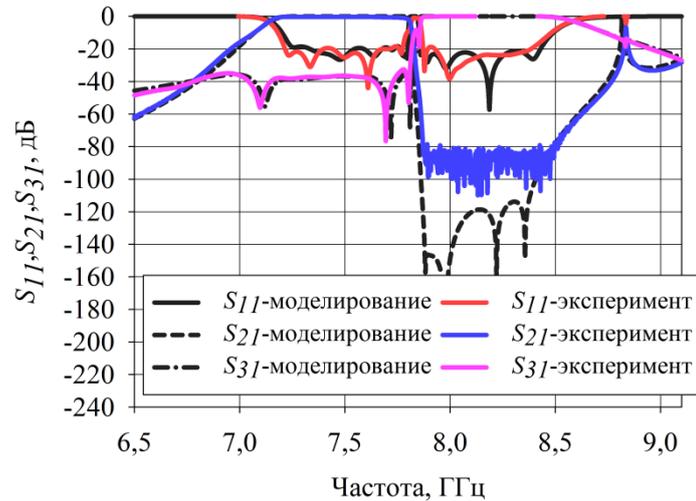
- максимальный уровень вносимых потерь в полосе прозрачности (7,25-7,75 ГГц) 0,7 дБ;
- максимальный уровень КСВН в полосе прозрачности 1,3 ($S_{11} \leq -17,7$ дБ),
- уровень ослабления в диапазоне 7,9-8,4 ГГц не менее 80 дБ;
- максимальный уровень вносимых потерь в диапазоне 7,9-8,4 ГГц 0,2 дБ,
- максимальный уровень КСВН в полосе прозрачности фильтра на Т-образных резонаторах первого типа 1,3 ($S_{11} \leq -17,7$ дБ),
- уровень ослабления в диапазоне 7,25-7,75 ГГц не менее 37,4 дБ.



а)



б)



в)

Рисунок 4.11 – Волноводный дуплексер: а) – структура дуплексера, б) – изготовленный дуплексер, в) – частотные характеристики дуплексера

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 раз меньше. Сравнение численных значений геометрических размеров и электрических параметров такого фильтра с классическим фильтром четвертого порядка приведены в таблице 4.7.

Таблица 4.6- Геометрические размеры дуплексера, мм

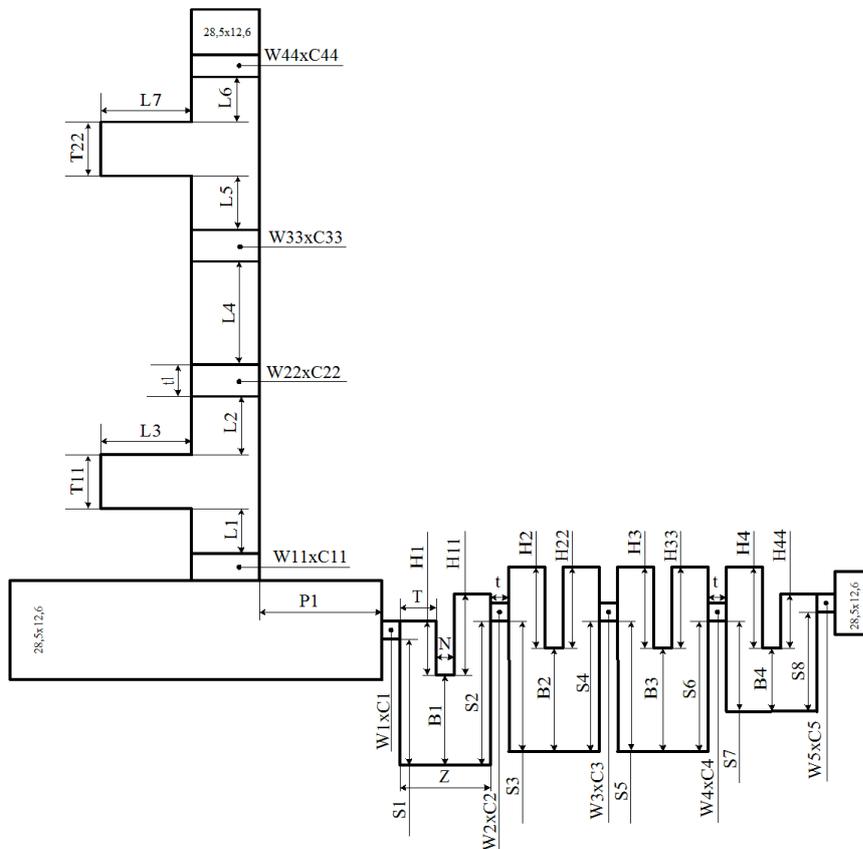
C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7	C8	C9	C10	t	S
2,7	2,5	3,75	5,0	5,85	5,9	5,35	4,2	2,5	3,25	3	4,5
H1	H2	H3	H4	H5	H6	H7	H8	H9	P1	P2	
21,7	25,1	27,7	29,4	28,3	29,1	28,35	25,2	2,65	23,7	18	
T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7	T8	T9			
4,55	3,75	3,5	5,0	6,45	5,25	3,5	4	4,65			
L1	L2	L3	L4	L5	L6	t1	T11	T22	W11xC11	W22xC22	W33xC33
3,05	5,5	10,95	5,95	3,95	11,05	3	9,7	8,95	16,5x12,6	10,95x12,6	15,95x12,6

Фильтр десятого порядка имеет продольный размер 70,6 мм, радиусы скруглений под фрезой трех центральных односторонних шлейфов 2 мм, других- 1,5 мм, радиусы всех скруглений фильтра четвертого порядка 1,5 мм.

Таблица 4.7- Параметры сравниваемых фильтров

Название параметра	Классический фильтр четвертого порядка	Фильтр с несимметричной АЧХ четвертого порядка
длина, мм	86,8	45,7
ширина, мм	28,5	28,5
высота, мм	12,6	23,55
полоса пропускания, ГГц	7,9-8,4	7,9-8,4
вносимые потери, дБ	0,15	0,2
КСВН	1,25	1,3
полоса заграждения, ГГц	7,25-7,75	7,25-7,75
ослабление, дБ	≥ 17	$\geq 37,4$
крутизна АЧХ	$K_{20H}=2,236$	$K_{20H}=16,868$

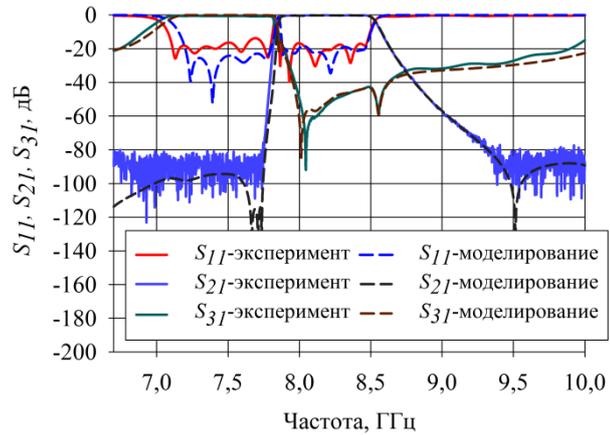
Дуплексер состоит из двух фильтров, детали которых соединяются по разным стенкам волновода. Фильтр десятого порядка с магнитными связями с односторонним расположением шлейфов состоит из двух деталей, одна из которых с гладкой внутренней поверхностью, а другая содержит шлейфы (см. главу 2), то есть детали соединяются по узкой стенке волновода. Четырехзвенный фильтр на Т-образных резонаторах первого типа с



a)



б)



в)

Рисунок 4.12 – Волноводный дуплексер: а) – структура дуплексера, б) – изготовленный макет дуплексера, в) – частотные характеристики дуплексера

несимметричной АЧХ объединен с тройником и выполнен из двух деталей, соединяющихся посередине широкой стенки волновода. Тройник имеет два стандартных фланца, один из которых является общим, а к другому присоединяется десятизвенный фильтр, как это показано на рис. 4.11,б.

Структура другого дуплексера с буквенным обозначением размеров изображена на рис. 4.12,а, изготовленный макет - на рис. 4.12,б, а теоретические и экспериментальные частотные характеристики - на рис. 4.12,в. Размеры данного дуплексера занесены в таблицу 4.8, ширина фильтра пятого порядка с несимметричной АЧХ 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 1,3 ($S_{11} \leq -17,7$ 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 ($S_{11} \leq -16,54$ дБ),

- уровень ослабления в диапазоне 7,25-7,75 ГГц не менее 73 дБ.

У фильтра на двух Т-образных и одном полуволновом резонаторах крутизна высокочастотного ската АЧХ составляет $K_{20В}=23,435$, а у классического фильтра пятого порядка с аналогичной полосой прозрачности - $K_{20В}=1,9$, то есть в 12,33 раз меньше. Сравнение численных значений геометрических размеров и электрических параметров этого фильтра с классическим фильтром пятого порядка приведены в таблице 4.9.

Таблица 4.8- Размеры дуплексера, мм

H1	H11	H2	H22	H3	H33	H4	H44	T	N	t	
6,9	9,35	11,75	10,85	11,2	10,35	13,45	6,9	5	2	3	
B1	B2	B3	B4	S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8
25,9	24,75	24,85	15,4	23,5	26,75	24,5	25,95	25,8	27,35	18,7	14,9
W1xC1	W2xC2	W3xC3	W4xC4	W5xC5	Z	P1	Wf				
16,3x8,8	12,5x7,85	12,15x7,05	12,4x6,4	17,2x6,7	12	12,5	22				
L1	L2	L3	L4	L5	L6	L7	t1	T11	T22		
3,35	7,25	8,65	21,05	6,15	2,75	8,95	3	12	12		
W1xC1	W1xC1	W1xC1	W1xC1								
17,6x12,6	14,45x12,6	12,3x12,6	17,5x12,6								

Таблица 4.9- Параметры сравниваемых фильтров

Название параметра	Классический фильтр пятого порядка	Фильтр с несимметричной АЧХ пятого порядка
длина, мм	125,15	76,55
ширина, мм	28,5	28,5
высота, мм	12,6	21,45
полоса пропускания, ГГц	7,25-7,75	7,9-8,4
вносимые потери, дБ	0,2	0,3
КСВН	1,22	1,3
полоса заграждения, ГГц	7,9-8,4	7,9-8,4
ослабление, дБ	$\geq 14,2$	≥ 30
крутизна АЧХ	$K_{20В}=1,9$	$K_{20В}=23,435$

Дуплексер состоит из двух фильтров, детали которых соединяются по широкой стенке волновода. Восьмизвенный фильтр на двухмодовых резонаторах с расщеплением состоит из двух деталей (см. главу 3), соединяющихся посередине широкой стенки волновода.

Пятизвенный фильтр с несимметричной АЧХ на двух Т-образных резонаторах первого типа и одном резонаторе без шлейфа объединен с тройником и выполнен из двух деталей, соединяющихся посередине широкой стенки волновода. Тройник имеет два стандартных фланца, один из которых является общим, а к другому присоединяется восьмизвенный фильтр, как это показано на рис. 4.12,б.

Теоретические и полученные при измерениях характеристики обоих дуплексеров хорошо совпадают (см. рис. 4.12,в).

4.3. Волноводные гребневые резонаторы с четвертьволновым шлейфом продольного и поперечного типов

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-образных гребней, расположенных продольно или поперечно в волноводе. Буквенные обозначения геометрических размеров продольного гребневого резонатора представлены на рис.4.13,а. На рис. 4.13,б показана его электродинамическая модель.

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

пропускания. График зависимости собственной добротности от высоты гребня показан на рис. 4.14.

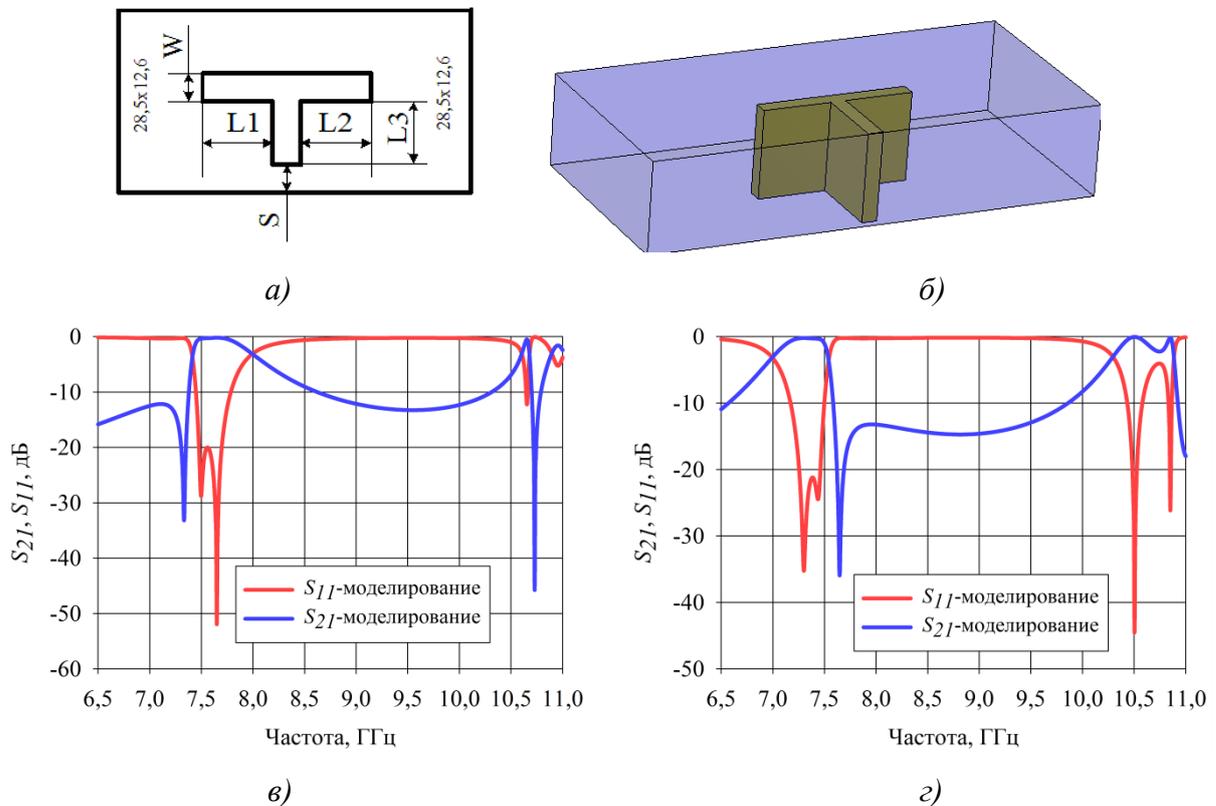


Рисунок 4.13 – Продольный гребневый Т-образный резонатор: а) – структура резонатора, б)– электродинамическая модель резонатора, в)– теоретические характеристики резонатора с нижним расположением нуля передачи, з) – теоретические характеристики резонатора с верхним расположением нуля передачи

Данные гребневые Т-образные резонаторы, как и объемные Т-образные, являются двухмодовыми с расположением нуля передачи ниже или выше полосы прозрачности. На рис. 4.13,в,з показаны частотные характеристики резонатора с нижним и верхним расположением полюса затухания соответственно. Размеры этих резонаторов приведены в таблице 4.10.

Стоит отметить, что данные гребневые резонаторы работают на квази-ТЕМ-модах. Рассмотрим, как влияют изменения различных параметров продольного гребневого Т-образного резонатора на его электрические характеристики. Буквенные обозначения размеров такие же как на рис. 4.13,а,

электрические характеристики изображены на рис. 4.13,в. Резонансные частоты в полосе прозрачности $f_1=7,53$ ГГц, $f_2=7,6826$ ГГц, частота нуля передачи $f_p=7,3636$ ГГц.

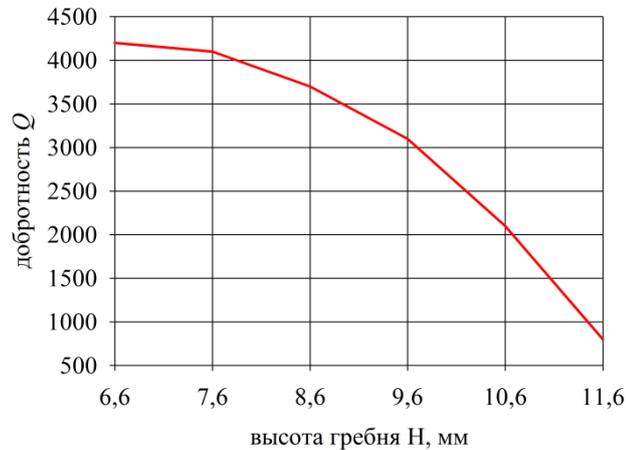


Рисунок 4.14 – Зависимость добротности от высоты гребня

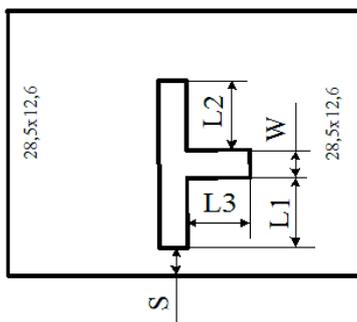
Таблица 4.10- Размеры продольных гребневых Т-образных резонаторов, мм

№ рис.	W	H	L1	L2	L3	S
4.13,в	2	11,6	8,2	8,2	11	1,25
4.13,г	2	11,6	8,95	9	10,25	1,15

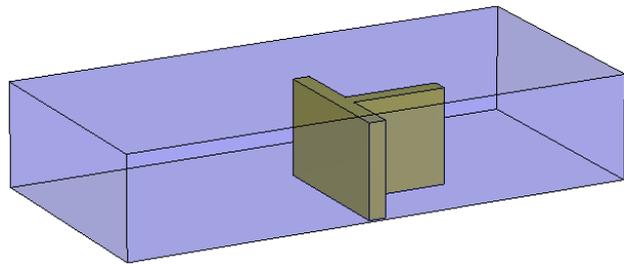
С помощью моделирования были исследованы влияния различных параметров продольного гребневого резонатора на его характеристики. При уменьшении параметра **L1** или **L2** вверх смещается резонансная частота f_2 . При увеличении **L3** вниз смещается первый резонанс в полосе пропускания f_1 и частота полюса затухания f_p . При увеличении зазора **S** между узкой стенкой волновода и гребневым шлейфом частоты f_p и f_1 смещаются вверх по частоте, но не так значительно как частота f_2 . Если зазор между продольной полуволновой частью резонатора уменьшать, то резонанс f_2 сильно смещается вверх по частоте и разница между резонансами f_1 и f_2 может достигать 1,5 ГГц. При постепенном уменьшении высоты гребневого резонатора **H** полюс затухания смещается вверх по частоте больше, чем частоты f_1 и f_2 , и становится выше полосы пропускания, которая расширяется.

Данный тип резонатора можно располагать и поперечно. Рассмотрим влияние различных параметров поперечного гребневого Т-образного резонатора на частотные характеристики, его структура с обозначением размеров показана на рис. 4.15,а, электродинамическая модель - на рис. 4.15,б, электрические характеристики приведены на рис. 4.15,в. Резонансные частоты в полосе пропускания $f_1=7,757$ ГГц, $f_2=7,84$ ГГц, частота полюса затухания $f_p=7,6$ ГГц.

С помощью моделирования были исследованы влияния различных параметров поперечного гребневого резонатора на его характеристики. При увеличении параметров **L1** или **L2** вниз смещаются резонансная частота f_1 и частота нуля передачи f_p . Если уменьшать **L3**, то второй резонанс в полосе прозрачности f_2 сместится вверх по частоте. Если увеличивать зазора **S** между узкой стенкой волновода и гребнем, то частота нуля передачи f_p сместится вверх по частоте и будет находиться выше полосы прозрачности. Если гребневый резонатор приблизить к противоположной стенке волновода, то частота нуля передачи f_p сместится ниже полосы прозрачности. При постепенном уменьшении высоты гребневого резонатора **H** ноль передачи смещается вверх по частоте быстрее, чем частоты f_1 и f_2 , и становится выше полосы прозрачности.



а)



б)

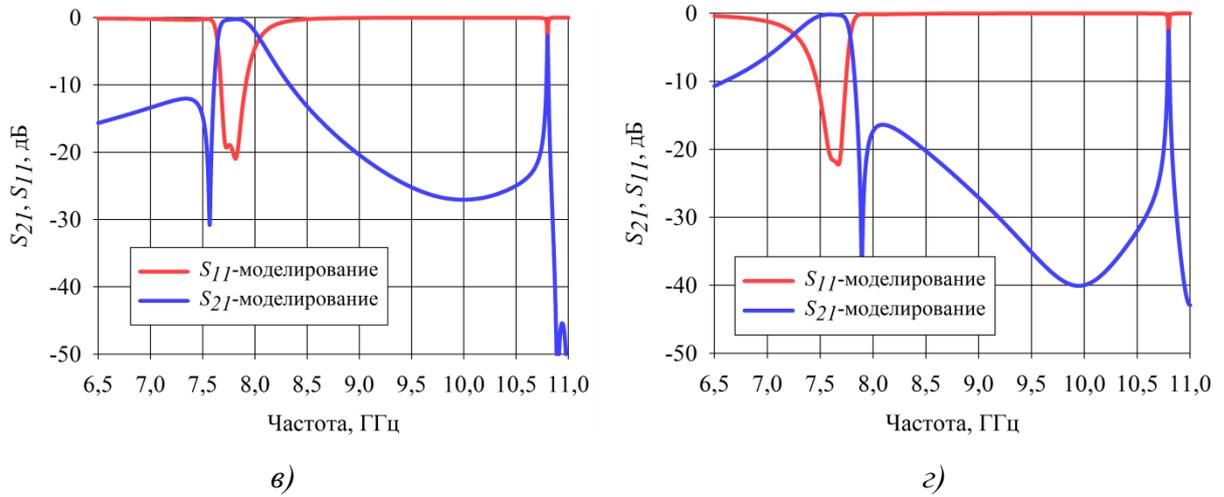


Рисунок 4.15 – Поперечный гребневый Т-образный резонатор: а) – структура резонатора, б)– электродинамическая модель резонатора, в)– теоретические характеристики резонатора с нижним расположением нуля передачи, г) – теоретические характеристики резонатора с верхним расположением нуля передачи

Геометрические размеры поперечных гребневых Т-образных резонаторов с нижним и верхним расположением нулей передачи занесены в таблицу 4.11.

Таблица 4.11- Геометрические размеры поперечных гребневых Т-образных резонаторов, мм

№ рис.	W	H	L1	L2	L3	S
4.15,в	2	11,35	7,75	8,15	9,85	0,4
4.15,г	2	11,0	7,22	8,4	11,01	0,5

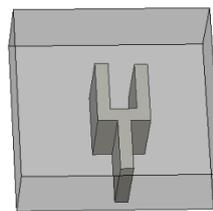


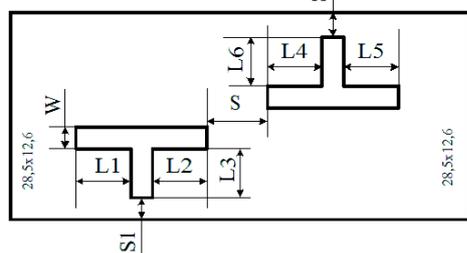
Рисунок 4.16 – Поперечный гребневый Y-образный резонатор

К поперечному типу можно отнести также Y-образный резонатор, основные свойства которого аналогичные, то есть два резонанса в полосе прозрачности и один ноль передачи ниже или выше неё (см. рис. 4.16). Такой тип резонатора получается путем сворачивания прямого полуволнового отрезка

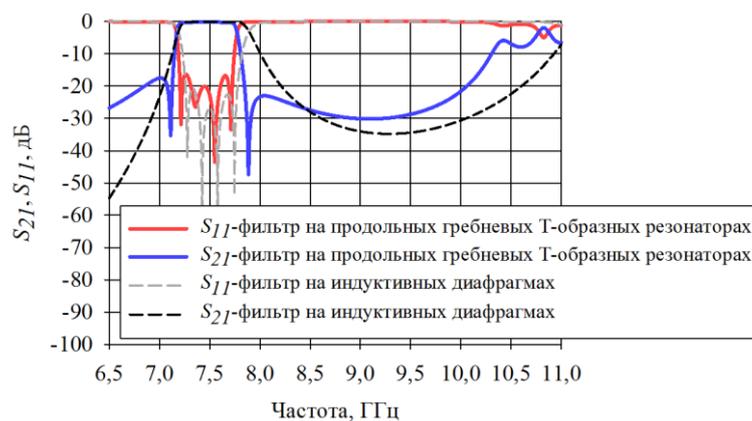
в шпильку и смещением резонатора к узкой стенке волновода таким образом, что шлейф образует с ней зазор.

4.4. Волноводные полосовые фильтры на гребневых резонаторах со шлейфом различных типов

На вышеописанном продольном гребневом резонаторе был исследован полосовой фильтр четвертого порядка из алюминия с нижним и верхним расположением нулей передачи. Буквенные обозначения размеров приведены на рис. 4.17,*а*, его электрические характеристики - на рис 4.17,*б*. 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 ($S_{11} \leq -16,33$ 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. У данного фильтра крутизна низкочастотного ската АЧХ составляет $K_{20H}=6,542$, а высокочастотного – $K_{20B}=3,935$. Размеры фильтра занесены в таблицу 4.12, из которой следует, что фильтр обладает продольным размером 48,1 мм при ширине 28,5 мм и высоте 12,6 мм. Исследования показали, что наилучшую крутизну АЧХ фильтр имеет, когда шлейфы образуют зазоры с разными узкими стенками волновода, как изображено на рис. 4.17,*а*. Таким образом, у фильтра четвертого порядка на продольных гребневых Т-образных резонаторах при вдвое меньшей длине крутизна АЧХ больше в 2,8 раза, чем у классического фильтра четвертого порядка. Сравнение численных значений геометрических размеров и электрических параметров такого фильтра с классическим фильтром четвертого порядка приведены в таблице 4.13.



а)



б)

Рисунок 4.17 – Фильтр четвертого порядка на двух продольных гребневых Т-образных резонаторах: а) – структура фильтра, б) – теоретические характеристики фильтра

Таблица 4.12- Геометрические размеры фильтра на двух продольных гребневых Т-образных резонаторах, мм

W	H1	H2	L1	L2	L3	L4	L5	L6	S	S1	S2
2	11,6	11,6	8,35	8	11,7	8,65	8,45	9,95	10,65	0,75	1,55

Таблица 4.13- Параметры сравниваемых фильтров

Название параметра	Классический фильтр четвертого порядка	Фильтр на продольных гребневых Т-образных резонаторах
длина, мм	96,4	48,1
ширина, мм	28,5	28,5
высота, мм	12,6	12,6
полоса пропускания, ГГц	7,25-7,75	7,25-7,75
вносимые потери, дБ	0,21	0,63
КСВН	1,25	1,36
полоса заграждения, ГГц	7,9-8,4	7,9-8,4
ослабление, дБ	3,54	≥ 22
крутизна АЧХ	$K_{20Н}=2,262, K_{20В}=1,084$	$K_{20Н}=6,542, K_{20В}=3,935$

Также был исследован полосовой фильтр четвертого порядка на гребневых резонаторах поперечного типа из алюминия с верхним и нижним расположением нулей передачи. Структура этого фильтра с обозначением размеров изображена на рис. 4.18,а, его электрические характеристики - на рис. 4.18,б. В полосе прозрачности 7,48-7,83 ГГц вносимые потери фильтра составили 0,5 дБ, КСВН в полосе прозрачности 1,22 ($S_{11} \leq -20,08$ дБ), уровень

ослабления фильтра до частоты 7,38 ГГц не менее 16 дБ, в диапазоне 7,94-9,47 ГГц не менее 20 дБ, паразитный резонанс на частоте 9,48 ГГц. У этого фильтра крутизна низкочастотного ската АЧХ составляет $K_{20H}=4,613$, а высокочастотного – $K_{20B}=3,711$.

Размеры фильтра приведены в таблице 4.14, фильтр обладает следующими габаритными размерами: длина 44,9 мм, ширина 28,5 мм и высота 12,6 мм. Положение паразитного резонанса, как показано на рис. 4.18,б, зависит от расстояния S между резонаторами, в рассмотренном случае при зазоре $S=19,8$ мм между гребневыми резонаторами образуется волноводный полуволновый резонатор, работающий на моде TE_{101} . Для смещения этого резонанса вверх по частоте, необходимо в этой области связи применить диафрагму, позволяющую сблизить оба резонатора. Можно сделать вывод, что у фильтра четвертого порядка на поперечных гребневых Т-образных резонаторах при почти вдвое меньшей длине (44,9 мм и 98,6) крутизна АЧХ больше в 2 раза, чем у классического фильтра четвертого порядка ($K_{20H}=2,168$ и $K_{20B}=1,395$). Сравнение численных значений геометрических размеров и электрических параметров такого фильтра с классическим фильтром четвертого порядка приведены в таблице 4.15.

Таблица 4.14- Геометрические размеры фильтра на двух поперечных гребневых Т-образных резонаторах, мм

W	H1	H2	L1	L2	L3	L4	L5	L6	S	S1	S2
2	11,1	11,35	7,24	8	10,88	7,97	7,79	10,22	19,8	0,91	0,36

Конфигурации фильтров на гребневых Т-образных резонаторах не ограничиваются вышеописанными типами, на рис.4.19,а изображен другой тип, в котором фильтр выполнен на поперечных Y-образных резонаторах, при этом резонаторы повернуты на 180^0 относительно друг друга.

У этого фильтра в полосе прозрачности 7,57-7,81 ГГц вносимые потери составили 0,7 дБ, КСВН в полосе прозрачности 1,4 ($S_{11} \leq -15,56$ дБ), уровень

ослабления фильтра до частоты 7,51 ГГц не менее 16 дБ, в диапазоне 7,94-9,47 ГГц не менее 20 дБ.

Таблица 4.15- Параметры сравниваемых фильтров

Название параметра	Классический фильтр четвертого порядка	Фильтр на поперечных гребневых Т-образных резонаторах
длина, мм	98,6	44,9
ширина, мм	28,5	28,5
высота, мм	12,6	12,6
полоса пропускания, ГГц	7,48-7,83	7,48-7,83
вносимые потери, дБ	0,15	0,5
КСВН	1,24	1,22
полоса заграждения, ГГц	7,94-9,47	7,94-9,47
ослабление, дБ	8,54	≥ 20
крутизна АЧХ	$K_{20Н}=2,168, K_{20В}=1,395$	$K_{20Н}=4,613, K_{20В}=3,711$

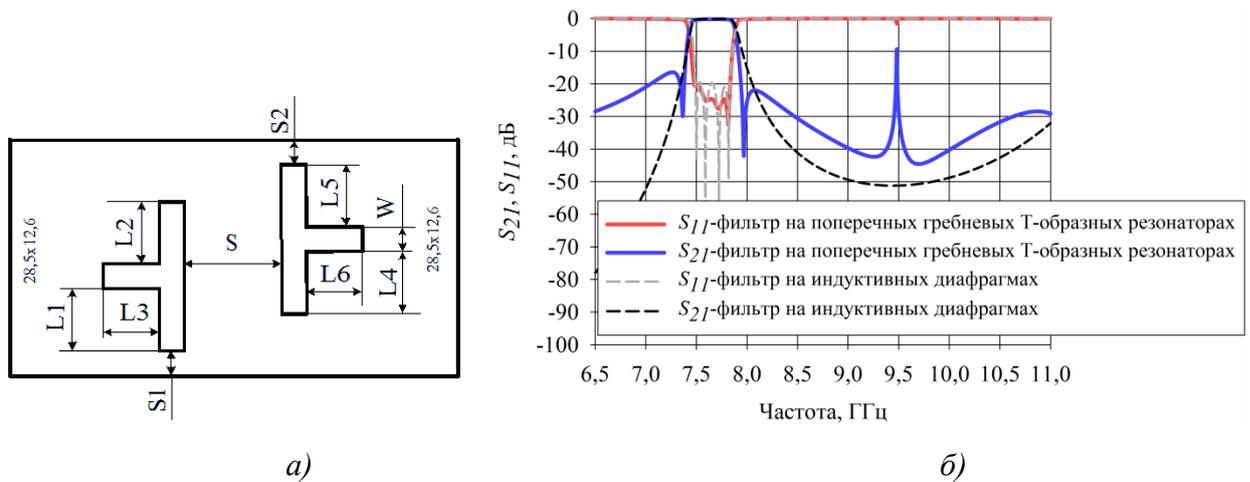
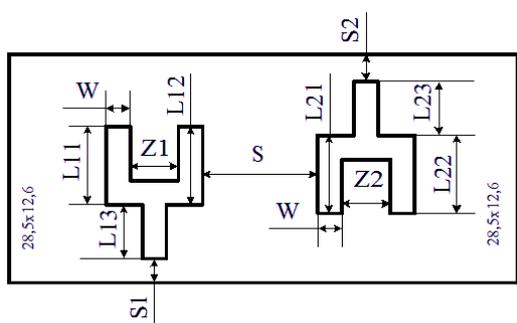
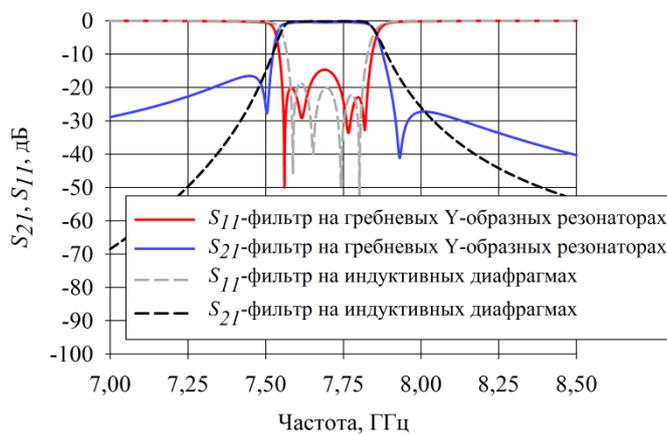


Рисунок 4.18 – Фильтр четвертого порядка на двух поперечных гребневых Т-образных резонаторах: а) – структура фильтра, б) – теоретические характеристики фильтра

Фильтр обладает крутизной низкочастотного ската АЧХ $K_{20Н}=5,881$, а высокочастотного – $K_{20В}=3,236$. Размеры фильтра приведены в таблице 4.16, фильтр имеет следующие габаритные размеры: длина 29,68 мм, ширина 28,5 мм и высота 12,6 мм.



а)



б)

Рисунок 4.19 – Фильтр четвертого порядка на двух поперечных гребневых Y-образных резонаторах: а) – структура фильтра, б) – теоретические характеристики фильтра

Таблица 4.16- Размеры фильтра на гребневых Y-образных резонаторах продольного типа, мм

H	W	Z1	Z2	L11	L12	L13	L21	L22	L23	S	S1	S2
11,6	2	3,04	2,92	11,1	11,15	5,6	10,85	11,05	7,1	15,72	0,55	0,55

Таким образом, по сравнению с классическим фильтром четвертого порядка с крутизной АЧХ $K_{20H}=2,042$ и $K_{20B}=1,502$, у фильтра четвертого порядка на поперечных Y-образных гребневых резонаторах крутизна АЧХ больше в 2 раза при уменьшении длины втрое (29,68 мм и 100,8 мм). Сравнение численных значений геометрических размеров и электрических параметров такого фильтра с классическим фильтром четвертого порядка приведены в таблице 4.17.

Как и в случае с фильтрами на объемных резонаторах с четвертьволновым короткозамкнутым шлейфом, полосовые фильтры на гребневых T- и Y-образных резонаторах обладают аналогичными свойствами, то есть каждый из рассмотренных резонаторов может формировать ноль передачи ниже или выше полосы прозрачности. Кроме того, можно комбинировать различные типы гребневых T- и Y-образных резонаторов в фильтрах.

Таблица 4.17- Параметры сравниваемых фильтров

Название параметра	Классический фильтр четвертого порядка	Фильтр на поперечных гребневых Y-образных резонаторах
длина, мм	100,8	29,68
ширина, мм	28,5	28,5
высота, мм	12,6	12,6
полоса пропускания, ГГц	7,57-7,81	7,57-7,81
вносимые потери, дБ	0,25	0,7
КСВН	1,25	1,4
полоса заграждения, ГГц	7,94-9,47	7,94-9,47
ослабление, дБ	12	≥ 20
крутизна АЧХ	$K_{20H}=2,042, K_{20B}=1,502$	$K_{20H}=5,881, K_{20B}=3,236$

4.5. Выводы

Проведены исследования двух классов резонаторов (полуволновых резонаторов со шлейфами): объемных и гребневых. Показано, что объемные резонаторы имеют большую собственную добротность, а значит меньшие вносимые потери. Исследованы влияния различных геометрических размеров резонаторов обоих классов на их частотные характеристики. У объемных резонаторов показана возможность комбинирования Т-образных резонаторов с классическими полуволновыми. Продемонстрированы четыре типа объемных Т-образных резонаторов, отличающихся местом подключения подводящих волноводов, возбуждающих две из трех возможных резонирующих мод: TE_{101} , TM_{110} или смешанный тип, причем в одном типе резонатора не могут существовать моды TE_{101} и TM_{110} . Показано, что применение объемных Т-образных резонаторов различных типов в фильтрах позволяют сократить длину по сравнению с классическим фильтром с 1,9 до 3,2 раз при увеличении крутизны АЧХ с 1,85 до 2,8 раз. Также был исследован фильтр четвертого порядка в составе дуплексера, имеющий два нуля передачи ниже полосы прозрачности, что обеспечивает увеличение крутизны низкочастотного ската АЧХ более чем в 7,5 раз при уменьшении продольного размера в 1,89 раз.

Исследованы два типа гребневых Т-образных резонаторов: продольный и поперечный. Приведены АЧХ двух классов Т-образных резонаторов различных

типов, позволяющих формировать полюс затухания ниже или выше полосы пропускания. Такие фильтры позволяют увеличивать крутизну АЧХ более чем в 2 раза при сокращении длины вдвое по сравнению с классическими фильтрами. Также исследован фильтр на поперечных гребневых Y-образных резонаторах с симметричной АЧХ. Использование в фильтре четвертого порядка двух Y-образных резонаторов позволяет увеличить крутизну АЧХ в полтора раза при уменьшении длины втрое по сравнению с классическим фильтром такого же порядка. Таким образом, показана возможность создания фильтров, формирующих симметричную или несимметричную АЧХ, как на объемных T-образных резонаторах, так и на гребневых.

Результаты, полученные автором и изложенные в главе, опубликованы в [78-82].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ. ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ РАБОТЫ

В работе исследованы полосовые фильтры с магнитными, электрическими и комбинированными связями при помощи 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 индуктивными связями с полосой пропускания на частотах приема X-диапазона, с подавлением частот передачи X-диапазона не менее 80 дБ, при этом фильтр имеет длину 30 мм и потери в полосе пропускания 0,7 дБ. Измеренные частотные характеристики изготовленных фильтров с магнитными и комбинированными связями хорошо совпадают с расчетными.

Так же были исследованы двухсекционные резонаторы на двух связанных модах TM_{110} . Показано, что фильтры на данном типе резонаторов способны формировать симметричные и несимметричные АЧХ. Был изготовлен полосовой фильтр восьмого порядка на данном типе резонаторов на частоты передачи X-диапазона с подавлением частот приема этого же диапазона, максимальный уровень вносимых потерь фильтра в полосе прозрачности 0,5 дБ, минимальный уровень ослабления на частотах приема 73 дБ, при этом продольный размер фильтра 63 мм. Показан 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 на частотах приема 71 дБ.

Исследования волноводных Т-образных резонаторов показали возможность формирования нуля передачи как выше, так и ниже полосы прозрачности, следовательно, фильтры на данном типе резонаторов формируют либо симметричную АЧХ, либо несимметричную. Для подтверждения этого были рассчитаны и изготовлены два дуплексера, в состав одного входит фильтр четвертого порядка на Т-образных резонаторах с формированием нулей передачи ниже полосы прозрачности, другого - фильтр пятого порядка с формированием нулей передачи выше полосы прозрачности.

Таким образом, предложены и исследованы несколько типов полосовых фильтров, позволяющих сократить продольный размер в полутора и более раз без значительного увеличения вносимых потерь, при этом все исследованные фильтры позволяют получить большую крутизну скатов АЧХ.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

СВЧ	–	сверхвысокочастотный;
АЧХ	–	амплитудно-частотная характеристика;
САПР	–	система автоматизированного проектирования;
ФНЧ	–	фильтр нижних частот;
ФВЧ	–	фильтр верхних частот;
АФУ	–	антенно-фидерное устройство;
ЧПУ	–	числовое программное управление;
ППФ	–	перестраиваемый полосовой фильтр;
НУ	–	нерезонирующий узел;
СПМР	–	сверхмодифицированный поперечный магнитный резонатор;
ШВР	–	шлейфный волноводный резонатор;
КСВН	–	коэффициент стоячей волны по напряжению;

Список использованных источников

1. Melgarejo J.C. Space mapping for tuning microwave waveguide filters / J.C. Melgarejo, M. Guglielmi, S. Cogollos, V.E. Boria // 2019 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS). –2019. –P. 353-365.
DOI:10.1109/MWSYM.2019.8700926.
2. Lim Y.P. Design and synthesis of a Chebyshev response waveguide filter / Y.P. Lim, S. Cheab, P.W. Wong // 2018 International Conference on Intelligent and Advanced System (ICIAS). –2018. –P. 1–4. DOI:10.1109/ICIAS.2018.8540610.
3. Shu-Yu L. The volume of waveguide filter miniaturization / L. Shu-Yu, C. Yuan-Shuo, C. Ming-Hsiang, L. Ming-Yung, H. Wen-Ying // 2020 International Workshop on Electromagnetics: Applications and Student Innovation Competition (iWEM). –2020. –P. 1–2. DOI: 10.1109/iWEM49354.2020.9237447.

4. Zhang Y. Direct synthesis and design of dispersive waveguide bandpass filters / Y. Zhang, H. Meng, K. Wu // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. –2020. –Vol. 68, no. 5. –P. 1678–1687.

DOI:10.1109/TMTT.2020.2969385.

5. San Blas A.A. Novel Solution for the Coaxial Excitation of Inductive Rectangular Waveguide Filters / A.A. San Blas, J.C. Melgarejo, V.E. Boria, M. Guglielmi // 2018 48th European Microwave Conference (EuMC). –2018. –P. 89–92.

DOI: 10.23919/EuMC.2018.8541644.

6. 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.

7. Ossorio J. Exploring The Tunability Range of Classic Circular Waveguide Dual Mode Filters using EM-Based CAD / J. Ossorio, J. Vague, V. E. Boria, M. Guglielm // 2017 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization for RF, Microwave, and Terahertz Applications (NEMO). –2017. –P. 1–3.

DOI:10.1109/NEMO.2017.7964277.

8. Guo C. A Lightweight 3-D Printed X-Band Bandpass Filter Based on Spherical Dual-Mode Resonators / C. Guo, X. Shang, J. Li, F. Zhang, M. J. Lancaster, J. Xu // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. –2016. –Vol. 26, no. 8. –P. 568–570. DOI: 10.1109/LMWC.2016.2587838.

9. Sorrentino R. Filtri Passabanda Miniaturizzati in Guida d'Onda per Applicazioni Satellitari / R. Sorrentino, L. Pelliccia // Workshop Nazionale “La Componentistica Nazionale per lo Spazio: Stato dell'arte, Sviluppi e Prospettive.” –2016. –P. 1–44.

10. Bahrami H. Compact bandpass waveguide filter using CSRR / H. Bahrami, S. Fallahzadeh, H. Bahrami, M. Tayarani // 3rd International Congress on Advanced Electromagnetic Materials in Microwaves and Optics. –2009. –P. 677–679.

11. Krutiev S.V. Synthesis of elliptic filter on complex resonant diaphragms in rectangular waveguide / S.V. Krutiev, V.V. Zemlyakov, A.B. Kleschenkov // 2018 International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering (APEDE). –2018. –P. 274–280. DOI: 10.1109/APEDE.2018.8542292.

12. Accatino L. A compact waveguide filtering structure with transmission zeros for multi-beam satellites / L. Accatino, G. Bertin, G. Macchiarella // 2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS). –2017. –P. 737–740. DOI:10.1109/MWSYM.2017.8058679.

13. Garcia J. Waveguide quadruplet diplexer for multi-beam satellite applications / J. Garcia, J.C. Melgarejo, S. Cogollos, V. Boria, M. Guglielmi // IEEE Access. –2020. –Vol. 8. –P. 110116–110128. DOI: 10.1109/ACCESS.2020.3002818.

14. Carceller C. Design of Hybrid Folded Rectangular Waveguide Filters With Transmission Zeros Below the Passband / C. Carceller, P. Soto, V.E. Boria, M. Guglielmi // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. –2016. –Vol. 64, no. 2. –P. 475–485. DOI:10.1109/TMTT.2015.2510644.

15. Soto P. Design of advanced waveguide filters for passive intermodulation measurement setups / P. Soto, C. Carceller, J. Ruiz, S. Cogollos, V.E. Boria, M. Guglielmi, D. Smacchia // 2017 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization for RF, Microwave, and Terahertz Applications (NEMO). –2017. –P. 1–3. DOI: 10.1109/NEMO.2017.7964278.

16. Sullca J.F.V. Hybrid Wideband Staircase Filters in Rectangular Waveguide With Enhanced Out-of-Band Response / J.F.V. Sullca , M. Guglielmi , S. Cogollos, V.E. Boria // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. –2021. –Vol. 69, no. 8. –pp. 3783–3796. DOI:10.1109/TMTT.2021.3076061.

17. Valencia J. Compact wideband hybrid filters in rectangular waveguide with enhanced out-of-band response / J. Valencia, V.E. Boria, M. Guglielmi, S. Cogollos // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. –2020. –Vol. 68, no. 1, –P. 87–101. DOI:10.1109/TMTT.2019.2947911.

18. Valencia J. Enhancing the performance of stepped impedance resonator filters in rectangular waveguide / J. Valencia, M. Guglielmi, S. Cogollos, J. Vague, V.E. Boria // 2017 47th European Microwave Conference (EuMC). –2017. –P. 989–992. DOI:10.23919/EuMC.2017.8231012.

19. Lu D. Planar/Waveguide Quasi-Elliptic Linear-Phase Filters Using Mixed Cascaded Frequency-Dependent Triplets With Extracted Pole Sections / D. Lu, Y. Yang, Y. Wu, M. Yu // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2021. –Vol. 69, no. 6. –P. 3070–3083. DOI:10.1109/TMTT.2021.3074602.

20. Feng Y. WR-2.8 Band Pseudoelliptic Waveguide Filter Based on Singlet and Extracted Pole Resonator / Y. Feng, B. Zhang, Y. Liu, J. Liu, Z. Niu, K. Yang, Y. Fan, X. Chen // IEEE Access. –2019. –Vol. 7. –P. 54705–54711. DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2913183.

21. Macchiarella G. Design of inline waveguide filters with frequency-variant couplings producing transmission zeros / G. Macchiarella, G.G. Gentili, N. Delmonte, L. Silvestri, M. Bozzi // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. –2021. –Vol. 69, no. 8. –pp. 3746–3758. DOI:10.1109/TMTT.2021.3075971.

22. Ding J. WR-3 band quasi-elliptical waveguide filters using higher order mode resonances / J. Ding, S. Shi, K. Zhou, K. Zhao, Y. Zhao, D. Liu, W. Wu // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. –2017. –Vol. 7, no. 3. –P. 302–309. DOI: 10.1109/TTHZ.2017.2686007.

23. Miek D. Ku-Band Waveguide Filter with Multiple Transmission Zeros by Resonant Source to Load and Bypass Cross-Coupling / D. Miek, A. Moran-Lopez, J.A. Ruiz-Cruz, M. Hoft // 2019 49th European Microwave Conference (EuMC). – 2019. –P. 57–60. DOI:10.23919/EuMC.2019.8910677.

24. 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.

25. Tomassoni C. Compact Broadband Waveguide Filter with Wide Spurious-Free Range Based on Mixed TM and Compline Resonators / C. Tomassoni, L. Pelliccia, F. Cacciamani, P. Vallerotonda, R. Sorrentino, J. Galdeano, C. Ernst // 2017 47th European Microwave Conference (EuMC). –2017. –pp. 985–988. DOI: 10.23919/EuMC.2017.8231011.

26. Wu Q. An Effective Approach to Suppressing the Spurious Mode in Rectangular Waveguide Filters / Q. Wu, F. Zhu, Y. Yang, X. Shi // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. –2019. –Vol. 29, no. 11. –P. 703–705. DOI: 10.1109/LMWC.2019.2939887.

27. Lin W. Tunable Bandpass Filters With One Switchable Transmission Zero by Only Tuning Resonances / W. Lin , K. Zhou, K. Wu // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. –2021. –Vol. 31, no. 2. –P. 105–108. DOI:10.1109/LMWC.2020.3039915.

28. Macchiarella G. Design of Waveguide Filters With Cascaded Singlets Through a Synthesis-Based Approach / G. Macchiarella, G.G. Gentili, C. Tomassoni, S. Bastioli, R.V. Snyder // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. –2020. –Vol. 68, no. 6. –P. 2308–2319. DOI: 10.1109/TMTT.2020.2970414.

29. Bastioli S. Design, modelling, and manufacturing of extremely selective waveguide filters using a multi-port optimization technique / S. Bastioli, R.V. Snyder // 2017 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization for RF, Microwave, and Terahertz Applications (NEMO). –2017. – P. 1–3. DOI: 10.1109/NEMO.2017.7964279.

30. 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.

31. Miek1 D. Additive Manufacturing of Symmetrical X-Band Waveguide Filters for Wide-Band Applications based on Extracted Pole Filter Design / D.

Miek1, S. Simmich , M. Hoft // 2019 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP). –2019. –P. 13–15. DOI:10.1109/IMWS-AMP.2019.8880120.

32. Xiao Y. A novel W-band waveguide bandpass filter based on nonresonating nodes / Y. Xiao, T. Li, H. Sun // 2016 IEEE International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT). –2016. –P. 1–3. DOI: 10.1109/ICMMT.2016.7762458.

33. Zhao P. Waveguide Filters With Central-Post Resonators / P. Zhao, K. Wu // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. –2020. –Vol. 30, no. 7. – P. 657–660. DOI: 10.1109/LMWC.2020.2995890.

34. Tomassoni C. Double resonance waveguide cavity / C. Tomassoni, S. Bastioli, R.V. Snyder // 2018 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization (NEMO). –2018. – P. 1–3. DOI:10.1109/NEMO.2018.8503426.

35. Beukman T.S. An Efficient Design Workflow of a Compact Ridged Waveguide Filter / T.S. Beukman // 2017 IEEE AFRICON. –2017. –P. 569–573. DOI:10.1109/AFRCON.2017.8095544.

36. Morán-López A. Dual-mode filters in equilateral triangular waveguides with wide spurious-free response / A. Morán-López, J. Córcoles, J.A. Ruiz-Cruz, J.R. Montejo-Garai, J.M. Rebollar // 2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS). –2017. –P. 1192–1195. DOI: 10.1109/MWSYM.2017.8058816.

37. Hu H. Waveguide dual-mode filter in extended box topology for general asymmetric transfer characteristics / H. Hu, H. Meng, K Wu // 2012 Asia Pacific Microwave Conference Proceedings. –2012. –P. 1192–1195. DOI: 10.1109/APMC.2012.6421605.

38. Yassini B. A novel ka band dual mode super Q Cavity Filter / B. Yassini, M. Yu // 2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2014). – 2014. –P. 1–3. DOI: 10.1109/MWSYM.2014.6848452.

39. Yassini B. Ka-Band Dual-Mode Super Q Filters and Multiplexers / B. Yassini, M. Yu // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2015. –Vol. 63, no. 10. –P. 3391–3397. DOI: 10.1109/TMTT.2015.2462822.

40. Eskandari A. Compact and Narrow-Band Waveguide Filters Using TM Dual-Mode Cavities for Input Multiplexer in Communication Satellites / A. Eskandari, A. Kheirdoost // 2020 10th International Symposium on Telecommunications (IST). –2020. –pp. 234–239. DOI:10.1109/IST50524.2020.9345871.

41. Pelliccia L. Very-compact Waveguide Bandpass Filter based on Dual-Mode TM Cavities for Satellite Applications in Ku-band / L. Pelliccia, C. Tomassoni, F. Cacciamani, P. Vallerotonda, R. Sorrentino, J. Galdeano, C. Ernst // 2018 48th European Microwave Conference (EuMC).–2018.–P. 93–96. DOI:10.23919/EuMC.2018.8541740.

42. Bastioli S. A New Class of Waveguide Dual-Mode Filters Using TM and Nonresonating Modes / S. Bastioli, C. Tomassoni, R. Sorrentino // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. –2010. –Vol. 58, no. 12. –P. 3909–3917. DOI: 10.1109/TMTT.2010.2086068.

43. Bastioli S. Over-mode transverse magnetic cavity filters for narrowband millimeter-wave applications / S. Bastioli , R.V. Snyder , C. Tomassoni // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. –2019. –Vol. 29, no. 5. –P. 321–323. DOI:10.1109/LMWC.2019.2905954.

44. Kelleci C. An Analytical Approach to the Design of Multiple Mode Rectangular Cavity Waveguide Filters / C. Kelleci, A. Atalar // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. –2017. –Vol. 65, no. 8. –P. 2857–2865. DOI: 10.1109/TMTT.2017.2670000.

45. Zhan J. An implement for the three-mode filters in cubic waveguide cavity / J. Zhan, X. Chen, J. Wang // 2012 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT). –2012. –P. 1–3. DOI: 10.1109/ICMMT.2012.6230221.

46. 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.

47. Bastioli S. The Stubbed Waveguide Cavity / S. Bastioli, R.V. Snyder // 2019 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS). –2019. –pp. 1187–1189. DOI: 10.1109/MWSYM.2019.8700745.

48. Wu Y. A High-Selectivity D-Band Mixed-Mode Filter Based on the Coupled Overmode Cavities / Y. Wu, Z. Hao, R. Lu, J. Hong // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. –2020. –Vol. 68, no. 6. –P. 2331–2342. DOI: 10.1109/TMTT.2020.2977903.

49. Carceller C. Capacitive Obstacle Realizing Multiple Transmission Zeros for In-Line Rectangular Waveguide Filters / C. Carceller, P. Soto, V. Boria, Senior, M. Guglielmi // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. –2016. –vol. 26, no. 10. –P. 795–797. DOI:10.1109/LMWC.2016.2605462.

50. Doumanis E. Transmission Zero Realization in E-Plane Filters by Means of I/O Resonator Tapping / E. Doumanis, G. Goussetis, J. Huurinainen // 2016 46th European Microwave Conference (EuMC). –2016. –P. 767–770.

DOI: 10.1109/EuMC.2016.7824456.

51. Mohottige N. Ultra Compact Inline E-Plane Waveguide Bandpass Filters Using Cross Coupling / N. Mohottige, O. Glubokov, U. Jankovic, D. Budimir // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. –2016. –Vol. 64, no. 8. –P. 2561–2571. DOI: 10.1109/TMTT.2016.2578329.

52. Tomassoni C. Compact Mixed-Mode Filter Based on TE_{101} Cavity Mode and $TE_{1\delta}$ Dielectric Mode / C. Tomassoni, S. Bastioli, R.V. Snyder // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. –2016. –P. 1–10. DOI: 10.1109/TMTT.2016.2623714.

53 Teberio F. Chirping Techniques to Maximize the Power-Handling Capability of Harmonic Waveguide Low-Pass Filters / F. Teberio, I. Arregui, A.

Gomez-Torrent, I. Arnedo, M. Chudzik, M. Zedler, F. Görtz, R. Jost, T. Lopetegi, M.A.G. Laso // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. –2016. – Vol. 64, no. 9. –P. 2814–2823. DOI: 10.1109/TMTT.2016.2586479.

54. Teberio F. Rectangular Waveguide Filters With Meandered Topology / F. Teberio , J.M. Perczaz , I. Arregui, P. Martin-Iglesias, T. Lopetegi, M.A.G. Laso, I. Arnedo // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. –2018. – Vol. 66, no. 8. –P. 3632–3643. DOI: 10.1109/TMTT.2018.2845872.

55. Cameron R.J. Microwave Filters for Communication Systems / R.J. Cameron, C.M. Kudsia, R.R. Mansour // A John Wiley & Sons, inc., Publication. P. 395–426.

56. Teberio F. Sensitivity Analysis of a 3-D Printed Low-Cost Compact Waveguide Low-Pass Filter / F. Teberio, A. Gomez-Torrent, I. Arregui, J.M. Perczaz, I. Arnedo, M. Chudzik, T. Lopetegi, M.A.G. Laso // 2016 46th European Microwave Conference (EuMC). –2016. –P. 249–252. DOI: 10.1109/EuMC.2016.7824325.

57. Mingyu Y. Design of Wide Stopband for Waveguide Low-Pass Filter Based on Circuit and Field Combined Analysis / Y. Mingyu, W. Haiyang, Y. Tao, H. Biao, L. Hao, Z. Yihong, L. Tianming // *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. –2021. –Vol. 31, no. 11. –P. 1199–1202.

DOI: 10.1109/LMWC.2021.3087703.

58. Peverini O.A. Integration of an H-Plane Bend, a Twist, and A Filter in Ku/K-Band Through Additive Manufacturing / O.A. Peverini, M. Lumia, G. Addamo, F. Paonessa, G. Virone, R. Tascone, F. Calignano, G. Cattano, D. Manfredi // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. –2018. –Vol. 66, no. 5. – P. 2210–2219. DOI: 10.1109/TMTT.2018.2809505.

59. 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, no. 10. – P. 3866–3876. DOI:10.1109/TMTT.2017.2691773.

60. Teberio F. Compact Broadband Waveguide Diplexer for Satellite Applications / F. Teberio, I. Arregui, M. Guglielmi, A. Gomez-Torrent, P. Soto, M.A.G. Laso, V.E. Boria // IEEE MTT-S Intern. Microwave Symp.(IMS). –2016. – P.1–4.

DOI: 10.1109/MWSYM.2016.7540231.

61. Алексеев Л. В., Знаменский А. Б., Лоткова Е. Д. Электрические фильтры метрового и дециметрового диапазона. М.: Связь, 1976. 280 с.

62. Соркин А. Р. Малогабаритные волноводные фильтры: расчет и проектирование. ИПЦ КГТУ. Красноярск, 2002. 210 с.

63. Беляев Б. А., Сержантов А. М., Лексиков А. А., Бальва Я. Ф., Грушевский Е. О., Ходенков С. А. Высокоселективный полосковый фильтр нижних частот с уровнем заграждения более 100 dB в широкой полосе. Письма в ЖТФ, Т.46, в. 8, 2020. -С.10-13.

64. 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.

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

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

67. 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.

68. Panda D.K. Analysis of Two Section Impedance Transformer Using Multiple Cavity Modeling Technique / D.K. Panda, A. Chakraborty // International

Journal of Engineering and Innovative Technology (JEIT). –2012. –Vol. 2, no. 4. – P. 107–112.

69. D.K. Panda, S. Chouhan, A. Chakraborty. Analysis of Multisection Rectangular Waveguide Impedance Transformers / D.K. Panda, S. Chouhan, A. Chakraborty // PIERS Proceedings. –2013. –P. 1120–1123.

70. Young L. Optimum Quarter-Wave Transformers / L. Young // IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques. –1960. –Vol. 8, no. 5. –P. 478–482. DOI: 10.1109/TMTT.1960.1124774.

71. Matthaei G.L. Tables of Chebyshev Impedance-Transforming Networks of Low-Pass Filter Form / G.L. Matthaei // Proceedings of the IEEE. –1964. – vol. 52, no. 8. –pp. 939–963. DOI: 10.1109/PROC.1964.3185.

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

73. A.R. Sorkin, A.A. Sorkin. The waveguide transformer on the lumped elements. pp.112-114. 2001 Microwave Electronics: Measurement, Identification, Applications. Conference Proceedings. MEMIA'2001 (Cat. No.01EX474), DOI: 10.1109/MEMIA.2001.982332.

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

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

76. 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.

77. 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.

78. Sorkin A. A. Waveguide passband filters on half-wave resonators with stubs / A. A. Sorkin// Борисовские чтения : Материалы III Всероссийской научно-технической конференции с международным участием, Красноярск, 23-24 сентября 2021 года Р. 279-282.

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

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

81. 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.

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

Приложение А

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

**ПАТЕНТ**

НА ПОЛЕЗНУЮ МОДЕЛЬ

№ 229602**Волноводный двухмодовый фильтр СВЧ**

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

Автор(ы): *Соркин Александр Анатольевич (RU)*

Заявка № **2024117480**

Приоритет полезной модели **25 июня 2024 г.**

Дата государственной регистрации в Государственном реестре полезных моделей Российской Федерации **16 октября 2024 г.**

Срок действия исключительного права на полезную модель истекает **25 июня 2034 г.**

Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 0692e7c1a6300b154f240f670bca2026
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 10.07.2024 по 03.10.2025

Ю.С. Зубов



Приложение Б

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

**ПАТЕНТ**

НА ПОЛЕЗНУЮ МОДЕЛЬ

№ 229951**Волноводный фильтр СВЧ**

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

Автор(ы): *Соркин Александр Анатольевич (RU)*

Заявка № **2024123682**

Приоритет полезной модели **16 августа 2024 г.**

Дата государственной регистрации в Государственном реестре полезных моделей Российской Федерации **06 ноября 2024 г.**

Срок действия исключительного права на полезную модель истекает **16 августа 2034 г.**

Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности

документ подписан электронной подписью
Сертификат 0692e7c1a6300b154f240f670bca2026
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 10.07.2024 по 03.10.2025

Ю.С. Зубов



Приложение В

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

**ПАТЕНТ**

НА ПОЛЕЗНУЮ МОДЕЛЬ

№ 230097**Волноводный двухмодовый фильтр СВЧ**

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

Автор(ы): *Соркин Александр Анатольевич (RU)*

Заявка № **2024125271**

Приоритет полезной модели **25 июня 2024 г.**

Дата государственной регистрации
в Государственном реестре полезных
моделей Российской Федерации **14 ноября 2024 г.**

Срок действия исключительного права
на полезную модель истекает **25 июня 2034 г.**

*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 0692e7c1a6300b154f240f670bca2026
Владелец: **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 10.07.2024 по 03.10.2025

Ю.С. Зубов



Приложение Г

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

(19) **RU** (11)**2 829 705**⁽¹³⁾ **C2**(51) МПК
H01P 5/08 (2006.01)ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ

(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ

(52) СПК
H01P 5/08 (2024.08)

(21)(22) Заявка: 2022125089, 26.09.2022

(24) Дата начала отсчета срока действия патента:
26.09.2022Дата регистрации:
05.11.2024

Приоритет(ы):

(22) Дата подачи заявки: 26.09.2022

(43) Дата публикации заявки: 26.03.2024 Бюл. № 9

(45) Опубликовано: 05.11.2024 Бюл. № 31

Адрес для переписки:

660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 13а-32,
ООО НПО "ЮСТ", Саломатов Юрий
Петрович

(72) Автор(ы):

Соркин Александр Анатольевич (RU)

(73) Патентообладатель(и):

Общество с ограниченной ответственностью
НПО "ЮСТ" (RU)(56) Список документов, цитированных в отчете
о поиске: JP 8316702 A, 29.11.1996. Sorkin, A.
A. Waveguide passband filters on half-wave
resonators with stubs / A. A. Sorkin //
Борисовские чтения : Материалы III
Всероссийской научно-технической
конференции с международным участием,
Красноярск, 23-24 сентября 2021 года P. 279-
282. SU 1210159 A1, 07.02.1986. US 5256990 A1,
26.10.1993. KR 1020150112179 A, (см. прод.)

(54) ФИЛЬТР СВЧ

(57) Реферат:

Изобретение относится к радиотехнике, а именно к технике СВЧ, и может быть использовано в качестве волноводного трансформатора сверхвысоких частот. Волноводный трансформатор сопротивлений СВЧ содержит подводящие прямоугольные волноводы различных поперечных сечений, между которыми располагаются диафрагмы и отрезки волноводов. При этом трансформатор

состоит из чередования диафрагм и односторонних или двухсторонних шлейфов, причем диафрагма располагается у подводящего прямоугольного волновода, имеющего большее волновое сопротивление, а шлейф – у подводящего волновода с меньшим волновым сопротивлением. Технический результат изобретения заключается в улучшении частотной избирательности трансформатора. 12 ил.

RU 2 8 2 9 7 0 5 C 2

RU 2 8 2 9 7 0 5 C 2

Приложение Д

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

(19) **RU** (11)**2 830 498**⁽¹³⁾ **С2**(51) МПК
H01P 1/207 (2006.01)ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ

(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ

(52) СПК
H01P 1/207 (2024.08)

(21)(22) Заявка: 2022130187, 21.11.2022

(24) Дата начала отсчета срока действия патента:
21.11.2022

Дата регистрации:
20.11.2024

Приоритет(ы):
(22) Дата подачи заявки: 21.11.2022

(43) Дата публикации заявки: 21.05.2024 Бюл. № 15

(45) Опубликовано: 20.11.2024 Бюл. № 32

Адрес для переписки:
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 13а-32,
ООО НПО "ЮСТ", Саломатов Юрий
Петрович

(72) Автор(ы):
Соркин Александр Анатольевич (RU)

(73) Патентообладатель(и):
Общество с ограниченной ответственностью
научно-производственная организация ЮСТ
(RU)

(56) Список документов, цитированных в отчете
о поиске: A.R. Eskandari Compact and
Narrow-Band Waveguide Dual-Mode Filters for
Output Multiplexer in Communication Satellites
2018, стр. 2421 и 2422. Tyurnev V.V. &
Serzhantov A.M. (2011). DUAL-MODE SPLIT
MICROSTRIP RESONATOR FOR COMPACT
NARROWBAND BANDPASS FILTERS.
Progress In Electromagnetics Research C, 23, 151-
160. doi:10.2528/pierc11062104 (стр. 7, (см.
прод.)

(54) ВОЛНОВОДНЫЙ ДВУХМОДОВЫЙ ФИЛЬТР СВЧ

(57) Реферат:
Изобретение относится к радиотехнике, в частности к технике СВЧ, и может быть использовано в качестве волноводного полосно-пропускающего фильтра сверхвысоких частот. Волноводный фильтр СВЧ, содержащий резонаторы, работающие на модах ТМ₁₁₀, между которыми располагаются диафрагмы. При этом волноводный фильтр СВЧ, выполненный четнозвенным, содержит подводящие волноводы, между которыми применена структура с чередованием П-образных резонаторов с поперечным расщеплением и диафрагм, при этом

упомянутые резонаторы выполнены с возможностью запитываться либо в расщепленной части, либо в нерасщепленной, а упомянутые подводящие волноводы, которые соединены с соответствующими П-образными резонаторами и состыкованы с соответствующими диафрагмами, выполнены в виде входного и выходного металлических отрезков волноводов одинаковых сечений. Технический результат изобретения заключается в улучшении частотной избирательности фильтра. 6 ил.

RU 2 830 498 С2

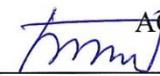
RU 2 830 498 С2

Приложение Е

УТВЕРЖДАЮ

Технический директор

АО «НПП «Радиосвязь»


Е.В. Богатырев

«15» 11 2024 г.

АКТ

о внедрении (использовании) результатов диссертационной работы Соркина Александра Анатольевича на тему «Компактные волноводные фильтры X-диапазона»

Мы, нижеподписавшиеся, комиссия в составе председателя комиссии – первого зам. технического директора – главного конструктора Казакова А.А., членов комиссии: начальника отдела 4000 Стифиенко Д.А., начальника отдела 4030 Таганова А.В. составили настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы Соркина Александра Анатольевича:

1. УЭ2.248.261–дуплексер на шестизвенном фильтре с магнитными связями и на восьмизвенном фильтре на двухсекционных резонаторах (станции: Р-444-УВ, Р-442-УК, Р-442-ОК, Р-441-УВС, „Сфера-УК-Б”);
2. УЭ2.248.264, УЭ2.248.273–дуплексер на десятизвенном фильтре с магнитными связями и четырехзвенном фильтре на объемных Т-образных резонаторах (станции: „Кипелов-ССС”, Р-444-КРС, Р-444-ПТД, Р-444КМ, Р-443-РВ, Р-444-Д, Р-442-УК, „Сфера-УК-Б”);
3. УЭ2.248.265–дуплексер на восьмизвенном фильтре на двухсекционных резонаторах и на пятизвенном фильтре с двумя Т-образными резонаторами (станции: Р-444КМ, Р-444-КРС, „Кипелов-ССС”, Р-443-РУ);
4. УЭ2.067.838 (станции: 15Э1849-1.2, 15Э1849-1.3, Р-439-МДВ, Р444-ПТД), УЭ2.067.906 (станции: Р-777-НК2, Р-443-РВ, Р-443-РП), УЭ2.067.912 (изделие 83т332)–фильтры с магнитными связями;
5. УЭ2.067.913 (изделие 83т332), УЭ2.067.936 (станции: Р-443-РВ, Р-777-ПЛС, Р-444-ПТУ)– восьмизвенные фильтры на двухсекционных резонаторах;

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

Председатель комиссии

Первый зам. технического директора
–главный конструктор

А.А. Казаков

Члены комиссии:

Начальник отдела 4000

Начальник отдела 4030

Д.А. Стифиенко

А.В. Таганов

