

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

На правах рукописи



ЛЕКСИКОВ АНДРЕЙ АЛЕКСАНДРОВИЧ

**МНОГОСЛОЙНЫЕ МНОГОПРОВОДНИКОВЫЕ  
ПОЛОСКОВЫЕ РЕЗОНАТОРЫ И УСТРОЙСТВА ЧАСТОТНОЙ  
СЕЛЕКЦИИ СИГНАЛОВ НА ИХ ОСНОВЕ**

Специальность 1.3.4 – Радиофизика

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание ученой степени  
доктора технических наук

Научный консультант:  
д.т.н., профессор  
Б.А. Беляев

Красноярск – 2021

## СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	4
ГЛАВА 1. Полосно-пропускающие фильтры и способы улучшения их характеристик .....	14
1.1 Волноводные полосно-пропускающие СВЧ-фильтры .....	14
1.2 Полосно-пропускающие СВЧ-фильтры на диэлектрических резонаторах .....	21
1.3 Полосно-пропускающие СВЧ-фильтры на коаксиальных резонаторах .....	25
1.4 Полосно-пропускающие СВЧ-фильтры на акустических волнах .....	29
1.5 Полосно-пропускающие СВЧ-фильтры на планарных электродинамических резонаторах .....	32
1.6 Способы миниатюризации ППФ на планарных электродинамических резонаторах .....	33
1.7 Способы увеличения крутизны склонов ППФ на планарных электродинамических резонаторах .....	42
1.8 Методы расширения высокочастотной полосы заграждения ППФ на планарных электродинамических резонаторах .....	52
1.9 Методы согласования ППФ с общим входом в составе диплексеров.....	62
1.10 Выводы к Главе 1.....	75
ГЛАВА 2. Многослойные многопроводниковые полосковые резонаторы и способы повышения селективности фильтров на их основе.....	80
2.1 Структура многослойного многопроводникового полоскового резонатора и исследование его характеристик в зависимости от конструктивных параметров .....	83
2.2 Экспериментальная реализация многослойного многопроводникового полоскового резонатора в неинтегральном исполнении и полосно-пропускающий фильтр на его основе .....	97
2.3 Методы повышения селективности полосно-пропускающих фильтров на многослойных многопроводниковых полосковых резонаторах .....	106
2.3.1 Расширение полосы заграждения полосно-пропускающих фильтров методом соединения проводников, находящихся на несоседних слоях металлodieлектрической структуры.....	106
2.3.2 Расширение полосы заграждения полосно-пропускающих фильтров применением в конструкции фильтра резонаторов с разной шириной полосковых проводников .....	111
2.4 Способ повышения миниатюрности полосно-пропускающих фильтров на многослойных многопроводниковых полосковых резонаторах .....	118
2.5 Реализация многослойного многопроводникового полоскового резонатора в интегральном исполнении и полосно-пропускающие фильтры на его основе .....	124
2.6 Применение технологии атомно-слоевого осаждения оксида алюминия для создания полосно-пропускающих фильтров на полосковых резонаторах .....	137
2.7 Выводы к Главе 2 .....	153
ГЛАВА 3. Применение технологии многослойных печатных плат для создания миниатюрных устройств частотной селекции сигналов .....	155
3.1 Конструкция многопроводникового резонатора для технологии многослойных печатных плат.....	162
3.2 Конструкция монолитных устройств частотной селекции сигналов.....	180
3.2.1 Способы построения монолитных устройств .....	180
3.2.2 Способ экранирования монолитных устройств .....	186
3.3 Полосно-пропускающие фильтры на многопроводниковых полосковых резонаторах со структурой встречно-направленных проводников, произведенные по технологии многослойных печатных плат.....	190

3.4 Полосно-пропускающие фильтры на двойных спиральных многопроводниковых полосковых резонаторах, произведенных по технологии многослойных печатных плат.	208
3.5 Фильтры на квази-сосредоточенных элементах, изготовленные по технологии многослойных печатных плат.....	223
3.6 Выводы к Главе 3 .....	246
ГЛАВА 4. Методы улучшения электрических и физических характеристик диплексеров ....	249
4.1 Новые и модернизированные конструкции согласующих цепей.....	250
4.1.1 Согласование каналов микрополоскового диплексера с помощью нерезонансного отрезка микрополосковой линии .....	251
4.1.2 Согласование каналов полоскового диплексера с помощью короткозамкнутого нерезонансного отрезка полосковой линии.....	259
4.1.3 Согласование каналов микрополоскового диплексера с помощью нерегулярного П-образного короткозамкнутого полоскового проводника .....	264
4.2 Конструкции диплексеров на многослойных многопроводниковых полосковых резонаторах, произведенных по технологии многослойных печатных плат .....	272
4.2.1 Конструкция одноуровневого диплексера на многослойных многопроводниковых полосковых резонаторах.....	273
4.2.2 Конструкция двухуровневого диплексера на многослойных многопроводниковых полосковых резонаторах.....	279
4.3 Примеры реализации диплексеров для работы в составе систем навигации по сигналам ГНСС ГЛОНАСС/GPS .....	287
4.3.1. Микрополосковый диплексер на полуволновых резонаторах для систем, работающих по сигналам ГНСС ГЛОНАСС/GPS .....	288
4.3.2. Микрополосковый диплексер на четвертьволновых резонаторах для систем, работающих по сигналам ГНСС ГЛОНАСС/GPS .....	290
4.3.3. Диплексер на двухпроводниковых полосковых резонаторах для систем, работающих по сигналам ГНСС ГЛОНАСС/GPS .....	294
4.3.4. Диплексеры на многопроводниковых многослойных полосковых резонаторах для систем, работающих по сигналам ГНСС ГЛОНАСС/GPS.....	297
4.4 Выводы к Главе 4 .....	301
ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....	304
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ.....	307
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	309
Приложение А. Патенты на изобретения.....	337
Приложение Б. Акт внедрения.....	352

## ВВЕДЕНИЕ

**Актуальность работы.** Вопросам разработки и исследования устройств частотной селекции сигналов (УЧСС) в целом и, фильтров различного назначения в частности уделяется значительное внимание. Так, только за 2021 год в базу Института инженеров электротехники и электроники (IEEE) [1] было добавлено из различных научных журналов и трудов конференций более тысячи работ, посвященных разработке резонаторов и СВЧ-фильтров. При этом в указанных работах рассматриваются вопросы не только разработки новых конструкций резонаторов различного типа, но также и вопросы новых технологий изготовления устройств, методик синтеза устройств по заданным характеристикам, и поиска новых методов улучшения электрических характеристик. Такой интерес обусловлен ухудшением помеховой обстановки из-за возросшего количества беспроводных систем связи как гражданского, так и военного назначения, что предъявляет повышенные требования к фильтрации сигналов. Кроме того, развитие беспилотной техники, мобильных систем радиолокации и радионавигации, а также других миниатюрных систем связи актуализирует вопрос миниатюризации УЧСС во всех используемых диапазонах, в том числе миллиметровом, где развитие гражданских систем связи в диапазоне 60-70 ГГц стимулировало исследования в области планарных конструкций полосно-пропускающих фильтров (ППФ) [2], при том, что волноводные конструкции, имеющие в данном диапазоне небольшие размеры, все еще сохраняют свою актуальность [3].

Миниатюризация систем связи приводит к необходимости искать решения по минимизации количества элементов, используемых для построения систем, и одними из таких элементов становятся фильтры нижних частот (ФНЧ), используемые для фильтрации гармонических и негармонических составляющих спектра сигнала. С точки зрения электрических характеристик ППФ, в частности их основной характеристики – амплитудно-частотной (АЧХ), такая необходимость означает, что наряду с крутизной склонов полосы пропускания и уровнем вносимых в нее потерь, важной характеристикой фильтра становится протяженность высокочастотной полосы заграждения. В этом случае одним ППФ с протяженностью полосы заграждения в несколько октав можно заменить каскадное соединение ППФ с эквидистантным расположением полос пропускания и классического ФНЧ, что позволит упростить конструкцию всей системы и удешевить ее. Отдельно стоит упомянуть угломерную навигационную аппаратуру и безопросные измерительные станции, работающие по сигналам глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС). Применение фильтров на поверхностных акустических волнах (ПАВ), обладающих уникальной миниатюрностью и селективностью, невозможно в данном типе систем из-за шумоподобной формы зависимости группового времени запаздывания (ГВЗ) от частоты.



В ряду УЧСС особое место занимают мультиплексеры – устройства, объединяющие сигналы из нескольких независимых частотных каналов в единый, либо наоборот – разъединяющие из одного канала в отдельные, и, в частности, диплексеры, используемые в системах связи, где одна антенна работает и на прием, и на передачу. В большинстве случаев это диплексеры в виде двух полосно-пропускающих фильтров, имеющих общий вход, сформированный двухмодовым резонатором, Т- или Y-образным разветвлением [4]. На практике такой подход приводит к тому, что очень часто согласующая цепь (СЦ), используемая для согласования входа с каналами устройства, занимает до половины площади структуры, что недопустимо при разработке миниатюрных устройств. В других случаях предлагаемые согласующие цепи слишком сложны в настройке, что является серьезным препятствием для внедрения подобных устройств в серийное производство.

При разработке диплексеров, работающих в системах навигации по сигналам ГНСС Global Position System (GPS) и Глобальная Навигационная Спутниковая Система (ГЛОНАСС), наряду с решением задачи по миниатюризации устройств необходимо учитывать, что используются узкие рабочие полосы частот, а также требуется высокая селективность каналов из-за наличия близкорасположенных по частотам ГНСС Beidou и «Галилео». Очевидным способом повышения миниатюризации диплексеров является использование диэлектрических подложек с высокой диэлектрической проницаемостью, однако на практике разработчики реализуют диплексеры, как правило, на подложках со сравнительно низкой величиной диэлектрической проницаемости,  $\epsilon_r = 2 \dots 11$ , что связано с плохой проработанностью проблемы согласования каналов диплексеров на подложках с высокими значениями диэлектрической проницаемости  $\epsilon_r \geq 11$ . Возникает необходимость разработки миниатюрных высокоселективных диплексеров на подложках с высокой диэлектрической проницаемостью, использующих согласующие цепи, обеспечивающие простоту согласования каналов со входом устройства как на этапе моделирования, так и на этапе регулировки при серийном производстве.

Таким образом, актуальной является проблема разработки и исследования способов согласования миниатюрных УЧСС, обладающих высокой селективностью полосы пропускания, широкой высокочастотной полосой заграждения, а также имеющих в полосе пропускания линейную фазочастотную характеристику (ФЧХ). Для создания подобных, то есть миниатюрных высокоселективных конструкций, перспективным является использование полосковых электродинамических резонаторов, в частности, двухпроводникового и трехпроводникового полосковых резонаторов на подвешенной подложке [5]. Однако УЧСС на основе данного типа резонаторов являются сложными для серийного производства по стандартам предприятий микроэлектроники как на этапе сборки устройств, так и на этапе их регулировки. Соответственно возникает необходимость поиска конструкций полосковых резонаторов и технологий их изго-

товления, которые бы позволяли производить миниатюрные УЧСС с достаточно высокими электрическими характеристиками крупными сериями при низкой себестоимости и без необходимости регулировки. При этом устройства не требовали бы регулировки, а также имели низкую себестоимость и, кроме того, обладали бы достаточно высокими электрическими характеристиками, и были бы миниатюрными.

Если обратиться к каталогам иностранных производителей устройств частотной селекции сигналов, а также номенклатуре устройств, применяемых на отечественных предприятиях радиоэлектроники, можно обнаружить, что подавляющее большинство конструкций, описанных в научно-технической литературе, не находят своего применения в серийной продукции. Так, в большинстве систем бытовой электроники, где нет потребности в больших мощностях входного сигнала или повторяемости группового времени запаздывания, применяются устройства на основе поверхностных или объемных акустических волн. Там, где возникает необходимость либо в малых вносимых потерях, либо необходимо работать с сигналами большой мощности, применяются устройства на керамических и штыревых резонаторах, а начиная с середины сантиметрового диапазона уже активно используются волноводные устройства. Большое распространение имеют фильтры на сосредоточенных элементах, производство которых в метровом диапазоне длин волн и в нижней половине дециметрового диапазона длин волн не вызывает больших проблем. Однако на частотах свыше 1000 МГц допуски на элементы не позволяют серийно производить устройства без регулировки после изготовления. Среди планарных конструкций применяются преимущественно полуволновые микрополосковые резонаторы, где миниатюризации достигают сворачиванием в форму шпилек или выполнением скачка волнового сопротивления отрезков линий, образующих резонатор. Среди полосковых конструкций резонаторов широкое распространение получили однопроводниковые конструкции. Предпочтение этих двух типов конструкций обусловлено высокой технологичностью данных резонаторов и совместимостью процесса их изготовления с производством печатных плат.

Для уменьшения размеров устройств и улучшения их электрических характеристик исследователи применяют конструкции на многомодовых резонаторах [6], однако отсутствие практического применения результатов, получаемых в ходе таких исследований, вызвано тем, что разработанные УЧСС, как правило, несовместимы с серийным производством [7], так как необходимость использования высококвалифицированных настройщиков значительно повышает себестоимость устройств. Кроме того, сложные по топологии конструкции устройств весьма чувствительны к качеству используемых для их изготовления материалов. Так, конструкции с большим количеством шлейфов [8] очень чувствительны к отклонениям толщины и диэлектрической проницаемости по площади подложки, на которой формируется топология устройства.

Изложенное выше позволяет говорить, что актуальной задачей становится поиск инновационных конструкций полосковых резонаторов и устройств частотной селекции сигналов на их основе, которые бы обеспечивали требуемые в настоящее время селективность и миниатюрность, при этом обладали простотой регулировки как на этапе синтеза, так и в производстве. При разработке фильтра, наряду с задачей по дизайну, необходимо решить технологическую задачу, в частности, определить технологии производства УЧСС, которые бы обеспечивали высокую серийность устройств, а также низкую себестоимость производства. При этом должны быть рассмотрены не только полосно-пропускающие фильтры, но также и фильтры верхних и нижних частот, на основе которых можно будет реализовать полосно-заграждающие и сверхширокополосные полосно-пропускающие фильтры, а также дуплексеры и мультиплексеры.

**Степень разработанности темы исследования.** Несмотря на то, что происходит постепенное смещение рабочих частот систем связи в сантиметровый и миллиметровый диапазоны длин волн, большой интерес сохраняется и к устройствам метрового и дециметрового диапазонов, используемых, например, в навигационных системах ГЛОНАСС/GPS, в безопросных станциях, в ближнепольных системах связи и т.д. В метровом диапазоне длин волн предпочтение отдано фильтрам на сосредоточенных элементах, а также фильтрам на поверхностных акустических волнах. Последние обладают рекордной миниатюрностью и прямоугольностью склонов АЧХ, однако они имеют большие вносимые потери и узкую высокочастотную полосу заграждения.

В дециметровом диапазоне длин волн к описанным двум типам конструкций добавляют еще полосковые и микрополосковые резонаторы, исследованиям которых уделяется внимание уже более 50 лет. При этом только полосковые резонаторы позволяют реализовывать устройства во всем обозначенном выше вышеназванном диапазоне частот при условии сохранения высокой миниатюрности. Однако это требует применения подложек с высокой диэлектрической проницаемостью.

В сантиметровом диапазоне длин волн стремительное развитие получают конструкции на основе объемных акустических волн и волноводов, интегрированных в структуру диэлектрической подложки. В нижней части диапазона свою актуальность сохраняют микрополосковые и однопроводниковые полосковые конструкции.

С точки зрения применяемых технологий наибольшее распространение получили устройства, изготовленные по технологии печатных плат, в том числе с применением микрополосковых резонаторов, в силу большой номенклатуры, дешевизны материалов и простоты изготовления. Полупроводниковые технологии, в том числе металл-оксид-полупроводник (КМОП/CMOS), применяют преимущественно в миллиметровом диапазоне длин волн, что, в первую очередь, обусловлено малой толщиной осаждаемых металлических слоев. Однако ве-

дуться работы по адаптации данной технологии и для устройств сантиметрового и части дециметрового диапазонов. Технология низкотемпературной совместно обжигаемой керамики наибольшее распространение получила в дециметровом диапазоне длин волн, но последние несколько лет ее применение пытаются продвинуть в сантиметровый диапазон, в том числе и в диапазон от 10 до 20 ГГц.

Много внимания уделяется вопросам повышения селективности УЧСС, в частности, повышению крутизны склонов полосы пропускания за счет формирования полюсов затухания вблизи нее или подавлению паразитных резонансов для расширения высокочастотной полосы заграждения. Однако большинство предлагаемых решений дают хорошие результаты в ограниченном диапазоне частот, и в литературе почти не представлены масштабируемые конструктивные решения, которые можно было использовать одновременно в двух диапазонах.

В метровом диапазоне длин волн делаются попытки отказаться от аналоговых фильтров в пользу цифровых фильтров с применением цифро-аналоговых преобразователей с высокой разрядностью, но большого коммерческого применения такие фильтры пока не получили.

В исследованиях по теме мультиплексоров и дуплексоров, которые являются частным случаем УЧСС, как и в случае с фильтрами, основное внимание уделяется селективности каналов устройств, в то время как почти нет работ, направленных на поиск методов согласования каналов с общим входом (выходом). По результатам этих исследований можно значительно улучшить характеристики устройств, в том числе развязку между каналами.

**Цели и задачи работы.** Целью диссертационной работы является выявление закономерностей поведения характеристик многослойных многопроводниковых полосковых резонаторов, на основе которых, используя современные технологии радиоэлектроники, можно создавать новое поколение частотно-селективных устройств метрового, дециметрового и сантиметрового диапазонов длин волн.

Для достижения этой цели были поставлены и решены следующие задачи:

1. Разработать конструкции многослойных многопроводниковых полосковых резонаторов и исследовать зависимость их характеристик от конструктивных параметров.
2. Исследовать поведение коэффициентов связи пары взаимодействующих резонаторов.
3. Исследовать способы миниатюризации фильтров на основе разработанных резонаторов, а также способов повышения крутизны склонов полосы пропускания.
4. Провести поиск способов адаптации технологий КМОП и атомно-слоевого осаждения материалов для создания миниатюрных фильтров метрового диапазона длин волн.

5. Разработать способ адаптации технологии многослойных печатных плат для создания УЧСС, совместимых с серийным производством, обеспечивающим низкую себестоимость устройств.

6. Разработать новые конструкции резонаторов, перекрывающих широкий диапазон рабочих частот высокоселективных полосно-пропускающих фильтров и расширяющих доступный диапазон рабочей полосы пропускания.

7. Разработать новые методы согласования каналов с общим портом в полосковых и микрополосковых диплексерах.

8. Провести испытания изготовленных конструкций разработанных устройств для определения пределов применимости исследованных подходов.

9. На основе полученных решений разработать конструкции УЧСС, предназначенные для применения в составе радиолокационных и радионавигационных систем, выпускаемых на предприятиях радиоэлектроники Российской Федерации.

#### **Научная новизна.**

1. Установлены закономерности поведения характеристик многослойных многопроводниковых полосковых резонаторов, позволяющие создавать полосно-пропускающие фильтры с широкой высокочастотной полосой заграждения.

2. Предложен способ расширения высокочастотной полосы заграждения полосно-пропускающих фильтров на многослойных многопроводниковых полосковых резонаторах, основанный на коротком замыкании свободных концов несоседних проводников в многослойной структуре. Это позволяет не только расширить высокочастотную полосу заграждения, но и увеличить подавление в ней.

3. Показана возможность реализации в метровом и дециметровом диапазонах длин волн сверхминиатюрных широкополосных фильтров с применением диэлектрических слоев толщиной 0.3 мкм, полученных по технологии атомно-слоевого осаждения оксида алюминия.

4. Предложен эффективный способ устранения влияния параметров препрегов на электрические характеристики высокоселективных УЧСС, изготавливаемых по технологии многослойных печатных плат.

5. Разработаны новые согласующие цепи каналов диплексера с общим портом, обеспечивающие уменьшение размеров диплексеров и независимость настройки каналов при параметрическом синтезе и практической реализации.

#### **Практическая значимость.**

1. Результаты диссертационного исследования носят прикладной характер и могут использоваться на предприятиях радиоэлектронного профиля, занимающихся производством устройств частотной селекции сигналов. Предложенная концепция создания многослойных

многопроводниковых полосковых резонаторов позволяет проектировать частотно-селективные устройства, отличающиеся большой шириной высокочастотной полосы заграждения; может использоваться в метровом, дециметровом и сантиметровом диапазонах длин волн для создания устройств с относительной шириной полосы пропускания от 2 до 100 %. При этом реализованы полосно-пропускающие фильтры с шириной высокочастотной полосы заграждения, в 44 раза превышающей центральную частоту полосы пропускания по уровню  $-100$  дБ и максимальным уровнем подавления в полосе заграждения, достигающим 170 дБ.

2. Созданные конструкции частотно-селективных устройств отличаются простотой, поэтому не требуют высокой квалификации в процессе их конструирования и настройки. В них легко реализуются методы повышения селективности фильтров, используемые в полосковых и микрополосковых конструкциях, в частности, возможность организации связей между несоседними резонаторами для формирования полюсов затухания на склонах полосы пропускания.

3. Использование полупроводниковых технологий, в которых диэлектрические слои на порядок тоньше металлизации проводников, позволяет создавать фильтры на электродинамических резонаторах с размерами того же порядка, что и фильтры на поверхностных акустических волнах, но при этом устройства имеют широкую полосу заграждения и повторяемую форму частотной зависимости группового времени запаздывания. Использование полупроводниковых технологий для изготовления устройств частотной селекции сигналов позволяет создавать интегральные схемы с пассивными и активными элементами в едином технологическом процессе.

4. Применение технологии многослойных печатных плат для изготовления УЧСС на основе многопроводниковых многослойных полосковых резонаторов значительно снижает себестоимость изделий благодаря возможности изготовления большого количества устройств на одной многослойной печатной плате. Предложенный подход к конструированию УЧСС исключает настройку устройств, что позволяет избежать использования высокооплачиваемого труда регулировщиков, значительно повышающего себестоимость производства устройств, а также позволяет отказаться от металлических корпусов и разъемов, которые значительно увеличивают их массу и объем. Унификация подходов позволяет в рамках одной многослойной печатной платы изготавливать большую номенклатуру устройств различных диапазонов и назначения. Это дает возможность повысить гибкость производства за счет быстрого изменения конфигураций изготавливаемых плат и не допускать затоваривания склада готовой продукцией, так как одна многослойная печатная плата позволит изготавливать несколько сотен устройств даже метрового диапазона длин волн.

5. Разработанные согласующие цепи каналов в диплексерах значительно уменьшают габариты, упрощают конструирование и настройку устройств после их изготовления, что очень важно при больших сериях изделий для радионавигационных систем.

**Методы исследования.** В работе использованы методы электродинамического анализа 3D моделей СВЧ-устройств, квазистатический вариационный метод расчета электрических параметров многопроводниковых полосковых линий, метод эквивалентных схем, методы линейной алгебры, методы вычислительной математики, реализованные в виде алгоритмов и программ для ЭВМ, а также стандартные методы экспериментальных исследований опытных образцов СВЧ-устройств.

**Положения, выносимые на защиту.**

1. В системе взаимодействующих резонаторов частота нижайшего резонанса уменьшается, а его добротность растет в корень квадратный раз из числа резонаторов по сравнению с частотой и добротностью уединенного резонатора. Систему связанных резонаторов, например, полосковых можно рассматривать как единый многопроводниковый резонатор с собственной частотой, равной частоте нижайшей моды колебаний системы. Полосно-пропускающие фильтры на многопроводниковых резонаторах миниатюрны и обладают высокими частотно-селективными, имея широкую высокочастотную полосу заграждения свыше 5-ти октав.

2. Конструкция полосно-пропускающего фильтра на двухпроводниковых полосковых резонаторах, изготовленная по технологии атомно-слоевого осаждения (ALD), позволяет создавать сверхминиатюрные частотно-селективные устройства, совместимые с технологией интегральных микросхем, при этом высокочастотная полоса заграждения достигает 6-ти октав.

3. Конструкции частотно-селективных устройств на основе многослойных многопроводниковых полосковых резонаторов, изготавливаемые по технологии многослойных печатных плат со сдвоенной структурой проводников в препреге, отличаются высокой повторяемостью характеристик, достаточной для серийного производства устройств.

4. Конструкции миниатюрных двухзвенных диплексеров для поверхностного монтажа на основе полосковых многопроводниковых резонаторов, изготавливаемые по технологии многослойных печатных плат для частотного диапазона 100—3000 МГц, обладают наибольшей развязкой между каналами. Конфигурации согласующих цепей каналов в диплексерах позволяют разрабатывать миниатюрные устройства с относительной шириной полосы пропускания каналов до 20 %.

**Степень достоверности и апробация результатов.** Достоверность полученных результатов обеспечивается применением корректных методов математического анализа, стандартных программ электродинамического моделирования, хорошим совпадением результатов численных и физических экспериментов, непротиворечивостью результатов, полученных в работе, результатам, описанным в литературе. Разработанные при исследованиях устройства были изго-

товлены на промышленных предприятиях по техническим условиям, применяемым для серийного производства.

Результаты работы были представлены в течение 2013–2021 годов на следующих конференциях: ежегодная Всероссийская научно-техническая конференция «Современные проблемы радиоэлектроники», г. Красноярск (2013, 2015, 2020 гг.); Всероссийская научно-практическая конференция творческой молодежи «Актуальные проблемы авиации и космонавтики» (Красноярск, 2014 г.); Международная научно-техническая конференция «Актуальные проблемы электронного приборостроения» (Новосибирск, 2014, 2016 гг.); Международная крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (Севастополь, 2015 г.); Международная научно-техническая конференция «Актуальные проблемы электронного приборостроения» (Новосибирск, 2016 г.); Международная научно-техническая конференция «Актуальные проблемы радиофизики» (Томск, 2017 г.); Всероссийская научно-техническая конференция «Системы связи и радионавигации» (Красноярск, 2017, 2018, 2019 гг.); International Microwave Symposium (Атланта, США, 2021 г.); International Microwave Frequency Week (Перуджа, Италия, 2021 г.).

Результаты исследований были использованы при выполнении соглашений о предоставлении субсидии № 14.607.21.0039 от 5 июня 2014 г. по теме «Разработка и изготовление миниатюрных полосно-пропускающих фильтров для спутниковых систем связи с подавлением в полосах заграждения более 100 дБ» и № 14.575.21.0142 от 26 сентября 2017 г. по теме «Разработка миниатюрных высокоселективных полосно-пропускающих СВЧ-фильтров различных диапазонов длин волн», а также были применены при реализации комплексного проекта по созданию высокотехнологичного производства № 03.G25.31.0279 от 30.05.2017 г. «Организация высокотехнологичного производства миниатюрных полосно-пропускающих фильтров на многослойных полосковых структурах», по результатам которого на АО «НПП «Радиосвязь» (г. Красноярск) было организовано производство фильтров.

**Личный вклад автора и публикации.** Все результаты, представленные в диссертации, получены лично автором, либо при его непосредственном участии. В совместных публикациях вклад автора состоит в постановке и решении задач численного моделирования, проведении экспериментов, обработке и интерпретации полученных результатов. Автором разработан и воплощен на практике способ реализации частотно-селективных устройств (ЧСУ) на многопроводниковых полосковых резонаторах с использованием технологии многослойных печатных плат; разработан и апробирован на практике способ изготовления миниатюрных полосковых ЧСУ с использованием технологии атомно-слоевого осаждения (ALD); разработаны и исследованы несколько типов цепей согласования каналов в полосковых диплексерах.



По теме диссертации опубликовано 40 работ, в том числе 28 статей в журналах из списка ВАК, и получено 12 патентов на изобретения.

# ГЛАВА 1. Полосно-пропускающие фильтры и способы улучшения их характеристик

На примере полосно-пропускающих фильтров рассмотрим решения, которые применяются при создании устройств частотной селекции сигналов, уделяя особое внимание фильтрам на основе планарных электродинамических резонаторов, в частности, полосковых и микрополосковых. Рассмотрим устройства на основе волноводных конструкций, диэлектрических резонаторов, коаксиальных резонаторов, а также фильтры, построенные на использовании поверхностных акустических волн. Для фильтров на основе полосковых и микрополосковых резонаторов рассматриваются существующие способы их миниатюризации, а также улучшения их электрических характеристик в части увеличения крутизны склонов полосы пропускания, уменьшения вносимых в ней потерь, а также расширения высокочастотной полосы заграждения, и методы согласования нескольких полосно-пропускающих фильтров с общим входом при формировании структуры диплексера.

## 1.1 Волноводные полосно-пропускающие СВЧ-фильтры

Классические волноводные конструкции получили наибольшее распространение в миллиметровом диапазоне длин волн. В сантиметровом диапазоне длин волн они применяются только в случае, когда необходимо обеспечить высокую стабильность характеристик, либо в составе систем, когда мощность рабочих сигналов превышает несколько киловатт. По этой причине значительно больший интерес вызывают близкие по идеологии конструкции, когда волна распространяется внутри диэлектрической подложки, металлизированной сверху и снизу сплошным слоем металлизации, а по бокам ограниченной либо периодической штыревой структурой, либо сплошной металлизацией по аналогии с боковыми стенками металлического волновода. В литературе такие структуры получили название SIW-структур (Substrate Integrated Waveguide, или интегрированный в подложку волновод) [9-15]. Интерес к подобным конструкциям вызван их совместимостью с современными многослойными технологиями, в частности технологией печатных плат и технологией низкотемпературной совместно обжигаемой керамики (LTCC), что позволяет без особых проблем комбинировать устройства с полосковыми и микрополосковыми конструкциями, в том числе приемо-передающими антеннами в виде отрезков линий передач, выполненных на поверхности структуры. На текущий момент разработчикам удалось сместить нижнюю границу рабочих частот до 1000–2000 МГц.

На рисунках 1.1 и 1.2 представлена типичная реализация конструкции полосно-пропускающего фильтра данного типа, изготовленного с применением технологии LTCC, которая представляет собой узкополосный ППФ чебышевского типа [11]. На рисунке 1.1 (а) показана

на диаграмма основных узлов фильтра, на которой узлами черного цвета (2–4) обозначены резонаторы, перечеркнутые узлы (1 и 5) – это нерезонансные цепи связи, а белые узлы (L и S) обозначают источник и нагрузку. На рисунках 1.1 (b, c) приведены топологии элементов связи SIW-структур с внешним трактом, реализованным на основе микрополосковой линии передачи (b), и самого фильтра третьего порядка с размерами (c).

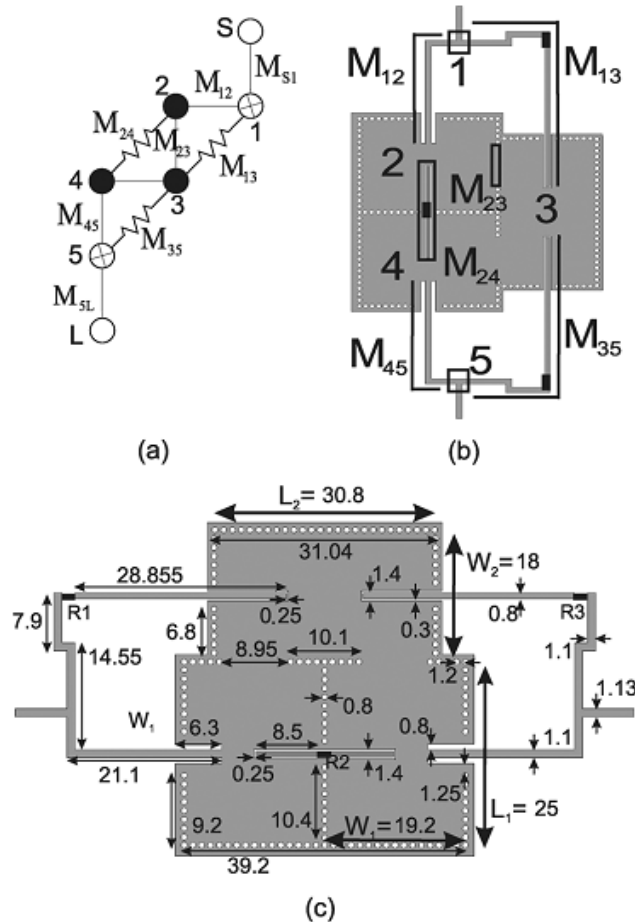


Рисунок 1.1 – Диаграмма основных узлов фильтра (a), топология узла, реализующего связь с внешним трактом (b), и топология всего фильтра (c) [11]

Данный фильтр (рисунок 1.2) реализован на двухслойной подложке Taconic RF-35 с толщиной каждого слоя 0.508 мм. Диаметр металлических перемычек 0.8 мм, а расстояние между их центрами 1.2 мм. Тангенс диэлектрических потерь в подложке на частоте 5 ГГц: 0.0023. Для подстройки дополнительной связи резонаторов 2 и 4 с резонатором 3 и ограничения прямого прохождения сигнала со входа на выход фильтра в разрыв микрополосковой линии питания третьего резонатора устанавливался дискретный резистор.

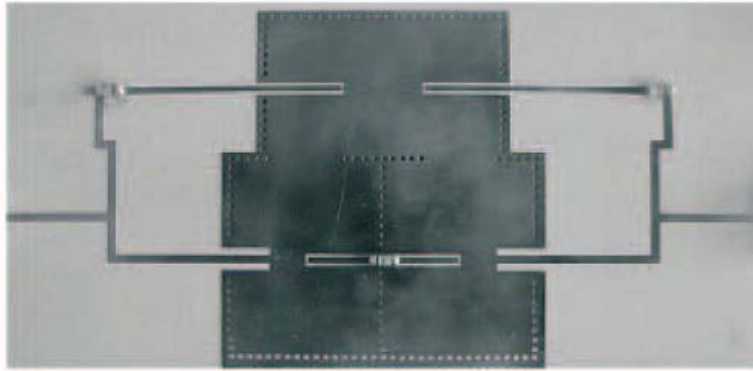


Рисунок 1.2 – Фотография макета SIW-фильтра [11]

На рисунке 1.3 приведены АЧХ разработанного фильтра в узком (а) и широком (б) диапазонах частот. Измеренная полоса пропускания фильтра имеет центральную частоту 5150 МГц, ширину 197 МГц (3.8 %), минимальные потери ~5 дБ и коэффициент стоячей волны напряжений (КСВН) <math><1.3</math>. Высокочастотная полоса заграждения простирается по уровню не более -15 дБ до 15 ГГц (~5 $f_0$ ).

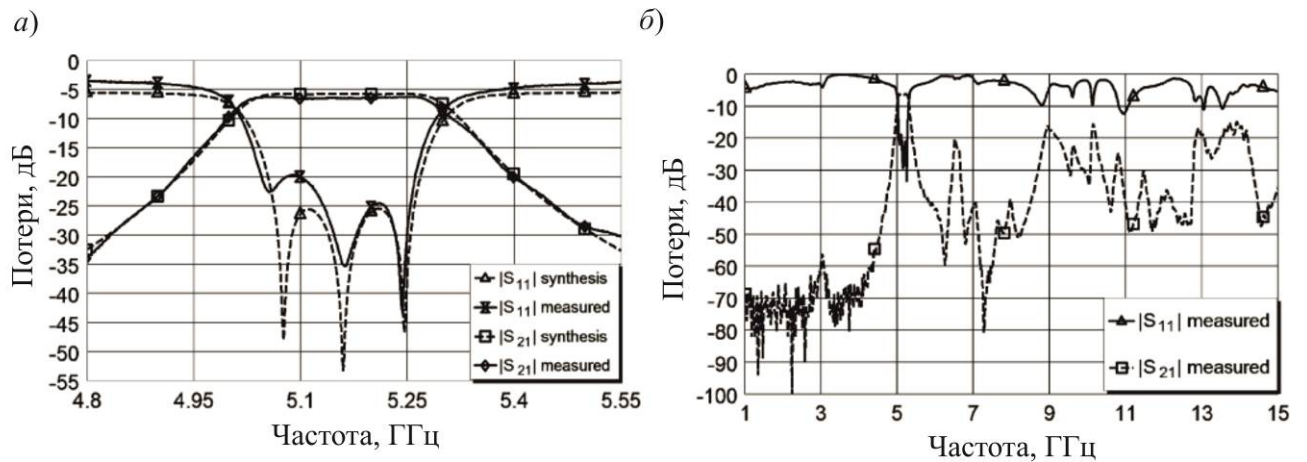


Рисунок 1.3 – АЧХ фильтра в узком (а) и широком диапазонах частот (б) [11]

Гибкость данного подхода позволяет реализовывать управляемые устройства, том числе и перестраиваемые фильтры, например [12], где представлен SIW-фильтр второго порядка с применением микроэлектромеханических систем (МЭМС). На рисунках 1.4 (а, б) приведены вид сверху и поперечное сечение двухслойного волноводного SIW-резонатора. Его нижняя подложка высотой  $h_1$  используется для реализации объемного SIW-резонатора шириной  $W$  и длиной  $L$ , причем металлизации верхней и нижней частей подложки играют роль горизонтальных экранов (стенок) резонатора. Боковые стенки выполнены в виде периодической структуры,

состоящей из металлических штырей диаметром  $d$  с межосевым расстоянием  $b$ , соединенных сверху и снизу с горизонтальными экранами. Эти резонаторы запитаны через микрополосковые линии передачи, расположенные на среднем (металлическом) слое. На верхнем диэлектрическом слое толщиной  $h_2$  располагаются элементы управления перестройкой фильтра.

Само управление осуществляется посредством настроечных штырей (tuning post) и индуктивных диафрагм (inductive iris). На рисунке 1.4 (с, d) приведены вид сверху и поперечное сечение перестраиваемого элемента. Металлические штыри, расположенные между верхним и нижним металлическими экранами (tuning post), используются для настройки резонансной частоты SIW-резонатора. Основная мода колебаний SIW-резонатора:  $TE_{10}$ . Для исключения электрического контакта этих штырей с экранами резонатора на верхнем слое металлизации выполнены квадратные окна.

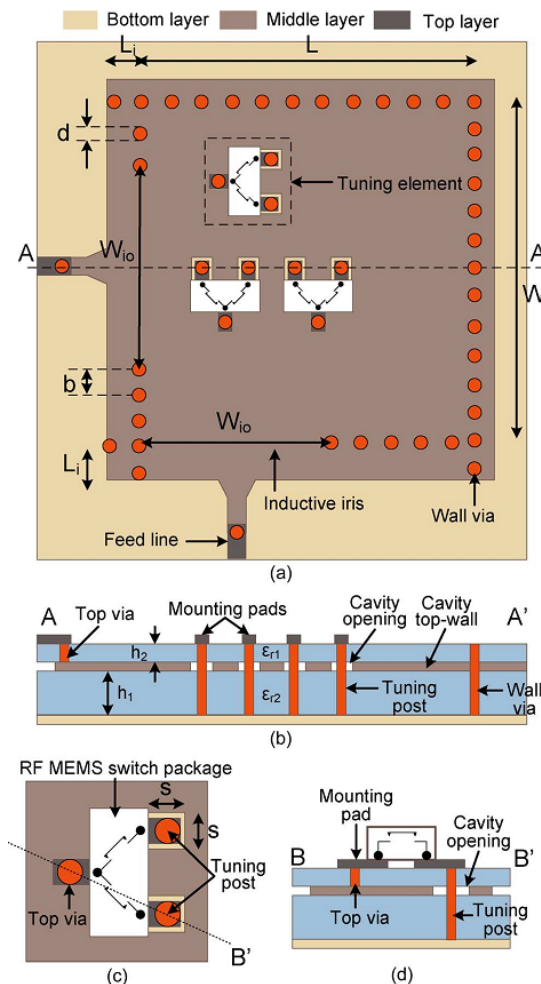


Рисунок 1.4 – Вид сверху (a) и поперечное сечение (b) двухслойного волноводного SIW-резонатора; вид сверху (c) и поперечное сечение (d) перестраиваемого элемента [12]

На рисунке 1.5 приведены фотография МЭМС-переключателя, его конструкция и схема подключения. На рисунке 1.6 показана фотография макета всего фильтра второго порядка.

На рисунке 1.7 приведены измеренные АЧХ перестраиваемого фильтра второго порядка на разных этапах перестройки. Центральная частота полосы пропускания фильтра изменялась от 1200 МГц до 1600 МГц, то есть примерно на 28 %. При этом вносимые потери увеличивались с 3.2 до 4.8 дБ. Высокочастотная полоса заграждения простиралась до 4000 МГц, при этом ослабление сигнала в ней было не хуже 28 дБ.

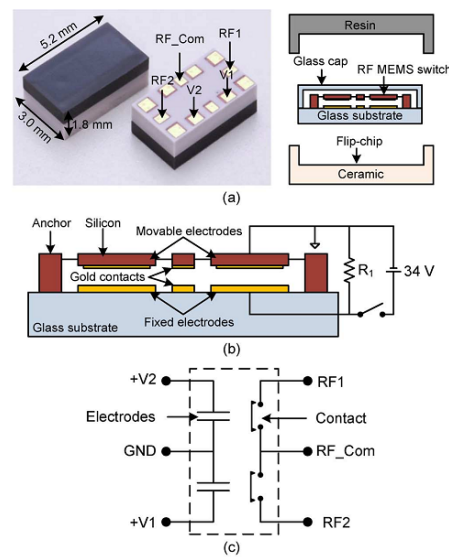


Рисунок 1.5 – Фотография МЭМС-переключателя (а), его конструкция (b) и схема подключения (с) [12]

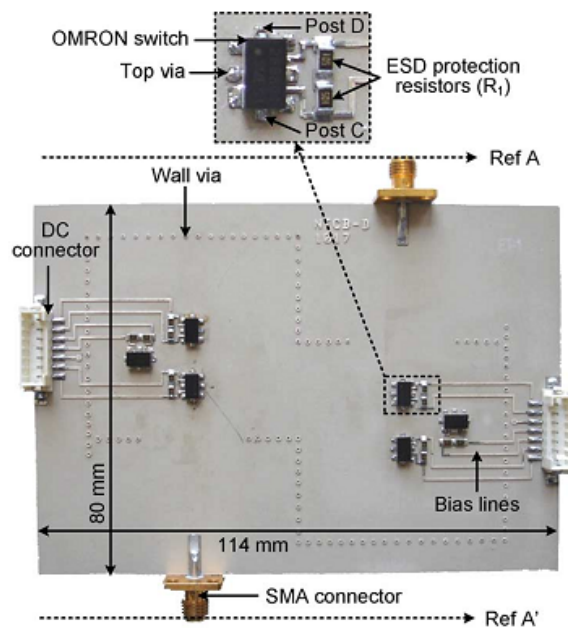


Рисунок 1.6 – Фотография макета перестраиваемого фильтра [12]

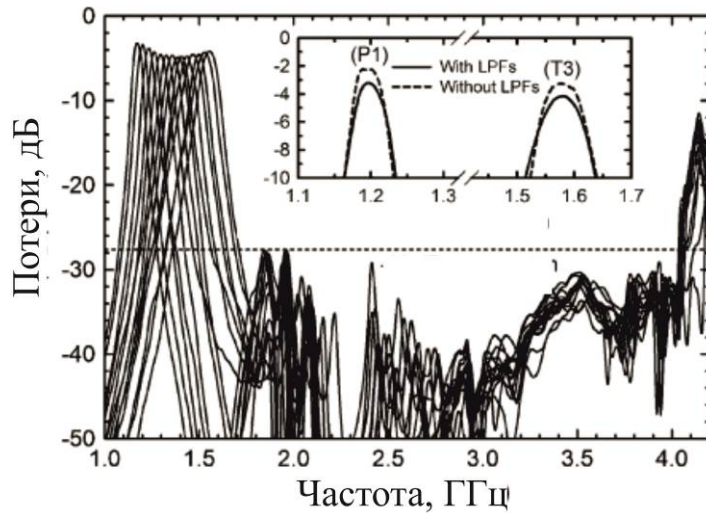


Рисунок 1.7 – Измеренные АЧХ перестраиваемого фильтра [12]

В качестве двухслойной диэлектрической подложки использовался материал Rogers RT/Duroid 6010LM с относительной диэлектрической проницаемостью 10.2 и тангенсом потерь 0.0023 на 10 ГГц. Толщина верхнего слоя 0.635 мм, а нижнего – 2.54 мм. Ширина и длина волноводного резонатора равны 43.2 мм, диаметр экранирующих штырей 0.6 мм, а расстояние между их центрами 2.4 мм.

Отдельно стоит упомянуть обстоятельную работу, посвященную исследованию и разработке емкостно-нагруженных объемных резонаторов (ЕНОР) в SIW-исполнении и полосно-пропускающих фильтров на их основе [13].

На рисунке 1.8 показаны компактный трехзвенный ППФ на основе ЕНОР, связанных через диафрагму (а), его эквивалентная схема (б) и АЧХ (в, г). Площадь, занимаемая фильтром, составляет  $19 \times 7 \text{ мм}^2$  ( $0.38\lambda_g \times 0.14\lambda_g$ ). В полосе пропускания минимальные вносимые потери не превышают 1.2 дБ, а КСВН  $< 1.2$ . Паразитные резонансы экспериментально не наблюдались вплоть до 10 ГГц, то есть до частоты 5-й моды включительно. В ходе экспериментального исследования фильтр продемонстрировал хорошую температурную стабильность АЧХ в интервале температур от  $-20$  до  $+30$  °С.

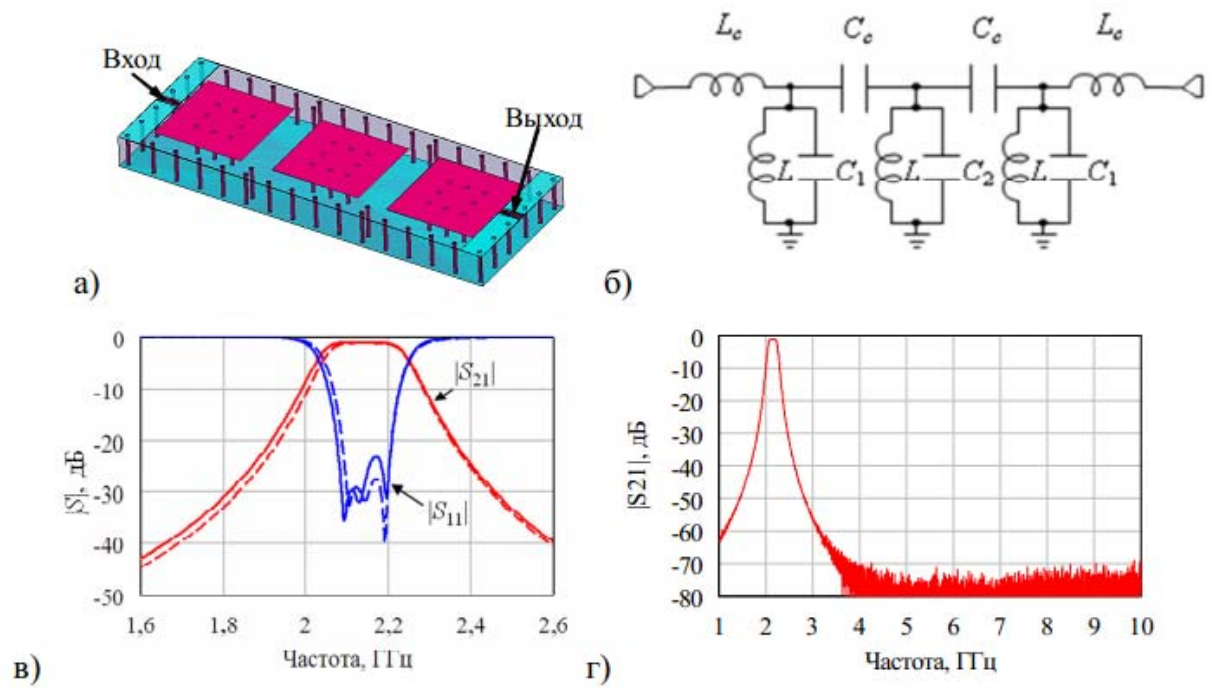


Рисунок 1.8 – ППФ третьего порядка на связанных ЕНОР: структура (а), эквивалентная схема (б), экспериментальные АЧХ (сплошные линии) в сравнении с результатами электродинамического моделирования (пунктир) (в) и АЧХ, измеренная в широкой полосе частот (г) [13]

Для увеличения селективности была предложена конструкция резонатора с полюсом затухания. С этой целью ЕНОР окружается дополнительной металлической оболочкой, отделенной от резонатора слоем диэлектрика. При этом между резонатором и оболочкой образуется дополнительная емкость  $C_z$ , которая приводит к появлению нуля передаточной характеристики, расположенного ниже резонансной частоты резонатора. На рисунке 1.9 приведены конструкция ППФ четвертого порядка с двумя нулями прохождения по обе стороны полосы пропускания фильтра и его АЧХ. Фильтр состоит из четырех одинаковых ЕНОР с тремя прямыми индуктивными связями и емкостной перекрестной связью между крайними резонаторами. Он выполнен по LTCC-технологии на 9 слоях DuPont Green Tape™ 951 и имеет размеры  $13 \times 13 \times 1.44$  мм<sup>3</sup>. Нули передачи обеспечиваются наличием перекрестной связи между резонаторами. Вносимые потери в полосе пропускания 2110-2170 ГГц составляют 1.7 дБ.



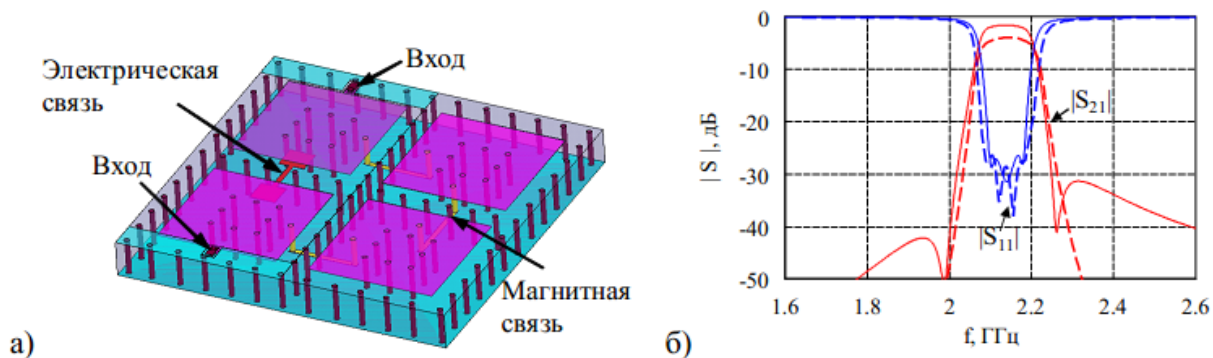


Рисунок 1.9 – ППФ четвертого порядка с квазиэллиптической характеристикой (а); АЧХ квазиэллиптического фильтра 4 порядка (сплошные линии) в сравнении с АЧХ чебышевского фильтра 6 порядка (пунктир) (б) [13]

Можно также отметить устройства, содержащие в составе волноводной конструкции элементы частотно-селективной поверхности [14-15], но говорить о серийности подобных решений на данный момент невозможно.

## 1.2 Полосно-пропускающие СВЧ-фильтры на диэлектрических резонаторах

Диэлектрический резонатор (ДР) представляет собой образец произвольной формы из диэлектрика с большой относительной диэлектрической проницаемостью, вызывающий резонансное рассеяние падающей на него электромагнитной волны СВЧ [16-18]. Работы по исследованию таких резонаторов начались еще в 40-х годах прошлого века. Тогда эксперименты с титанатом стронция и рутилом показали возможность создания миниатюрных диэлектрических резонаторов, собственная добротность которых может достигать 10000 и более. Основной особенностью ДР является наличие внешнего поля за границами диэлектрического тела, которая облегчает включение резонатора в СВЧ-цепь. Однако она определяет и основные потери энергии на излучение, поэтому устройства СВЧ на ДР экранируются, что вызывает увеличение их размеров. Существующие в настоящее время способы возбуждения ДР не позволяют получить относительную полосу пропускания фильтра более 5-8 %.

На практике чаще всего встречаются ППФ на дискретных и интегральных коаксиально-диэлектрических резонаторах [19], которые часто называют керамическими фильтрами. Основными достоинствами этих фильтров являются малые размеры, небольшой вес, широкий диапазон частот (от 800 до 10000 МГц), малые потери в полосе пропускания (от 0.1 до 4 дБ), механическая прочность, широкий диапазон рабочих температур (от  $-60$  до  $+85^{\circ}\text{C}$ ), высокая надеж-

ность и возможность поверхностного монтажа. Пример конструкции резонатора и эквивалентная схема двухрезонаторного фильтра представлены на рисунке 1.10, а фотография фильтра пятого порядка – на рисунке 1.11.

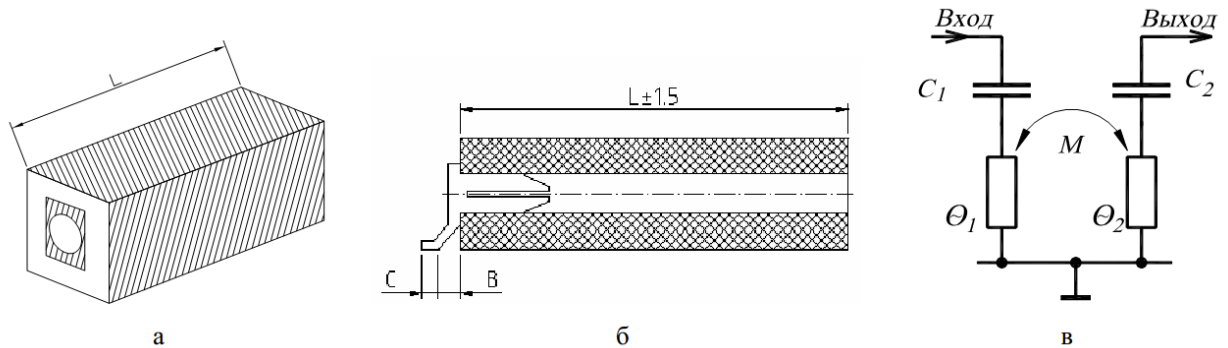


Рисунок 1.10 – Керамический резонатор: внешний вид (а); резонатор в разрезе (б); эквивалентная схема двухрезонаторного фильтра (в) [19]

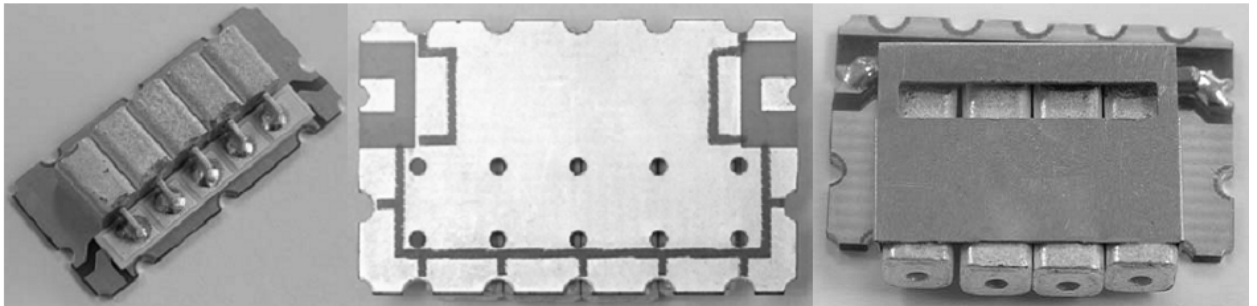


Рисунок 1.11 – Современная конструкция малогабаритного керамического фильтра на основе дискретных резонаторов [19]

Как и в случае с планарными резонаторами, повышения селективности полосно-пропускающих фильтров на основе керамических резонаторов и уменьшения их размеров добиваются применением многомодовых резонаторов. Для примера на рисунке 1.12 приведено сравнение конструкции ППФ и диплексера на коаксиальных диэлектрических резонаторах (КДР) (а) и на двухмодовых ТМ<sub>11</sub> ДР (б) [20], из которого видно, что при схожей функциональности, устройства на двухмодовых резонаторах занимают меньшую площадь.

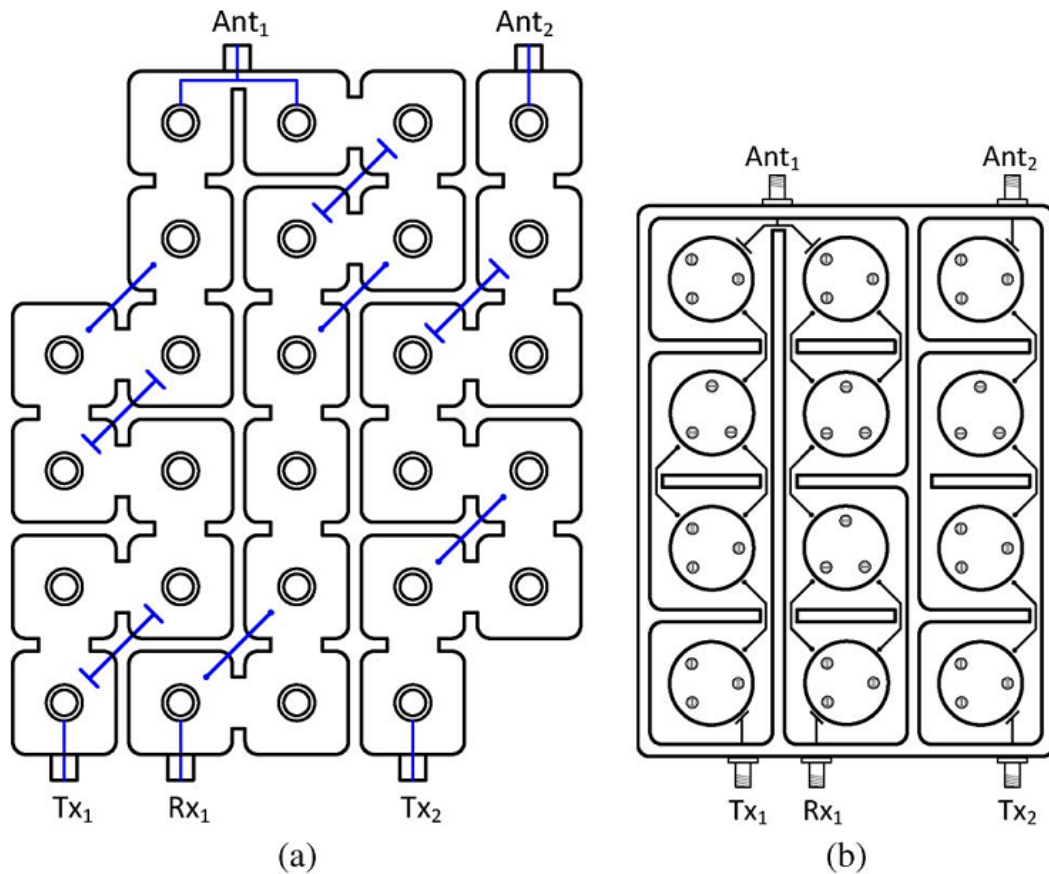


Рисунок 1.12 – Совмещенные конструкции ППФ и диплексера на КДР (а) и на двухмодовых  $TM_{11}$  ДР (b) [20]

При этом в подобных устройствах применяются все те же способы улучшения электрических характеристик, что и в микрополосковых и полосковых, в частности, используются дополнительные перекрестные связи в структуре устройства (рисунок 1.13).

К недостаткам фильтров на основе данной конструкции резонаторов относится наличие близкорасположенных паразитных полос заграждения по обе стороны от рабочей полосы пропускания, что приводит к необходимости поиска решений, направленных на расширение полос заграждения, и соответствующему усложнению конструкции резонаторов и фильтров на их основе. Так, на рисунке 1.14 показан результат усложнения конструкции резонатора введением дополнительного подстроечного винта, что приводит к подавлению низкочастотной паразитной полосы пропускания [22].

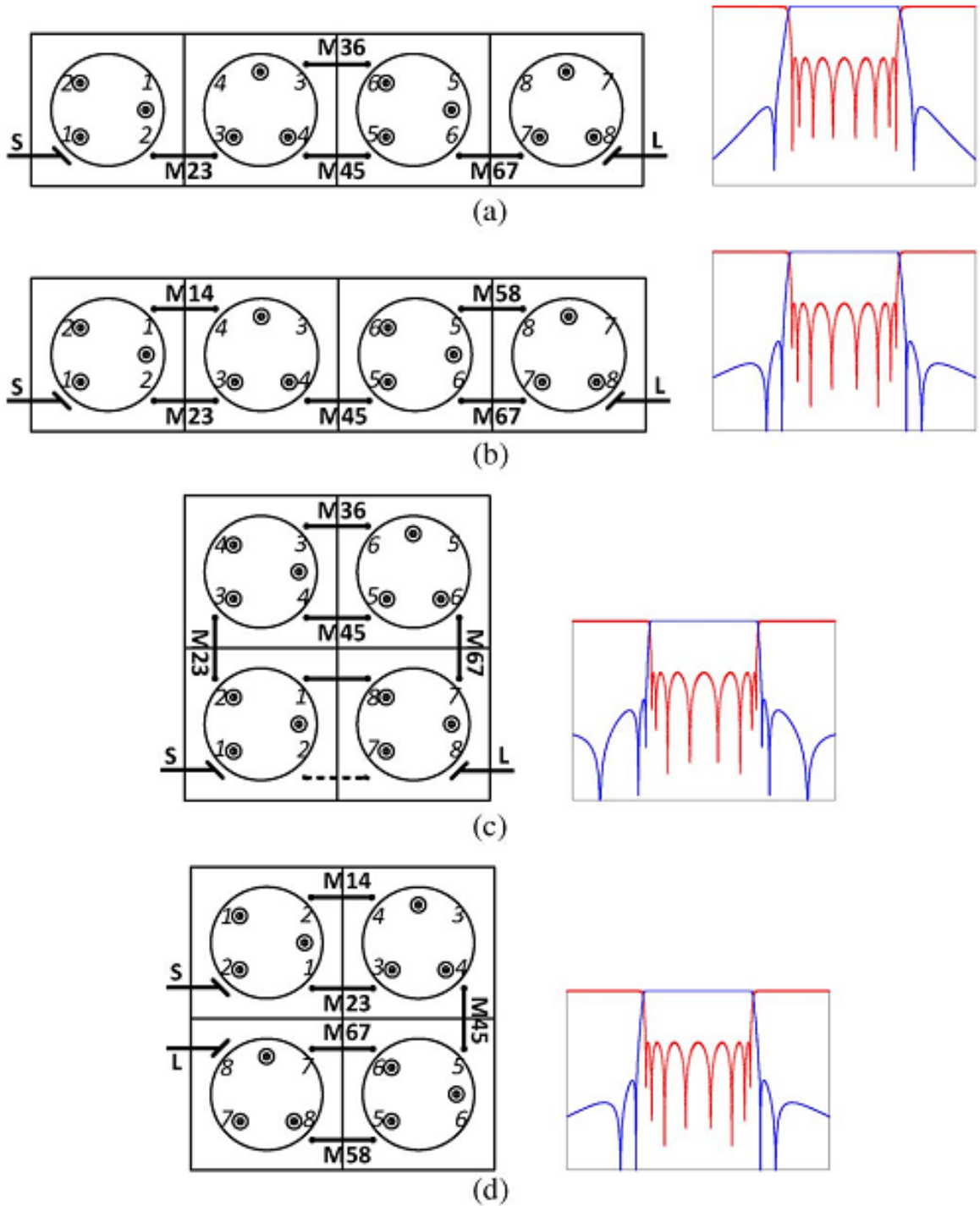


Рисунок 1.13 – Варианты ППФ на двухмодовых диэлектрических резонаторах и их АЧХ (моделирование) [20]

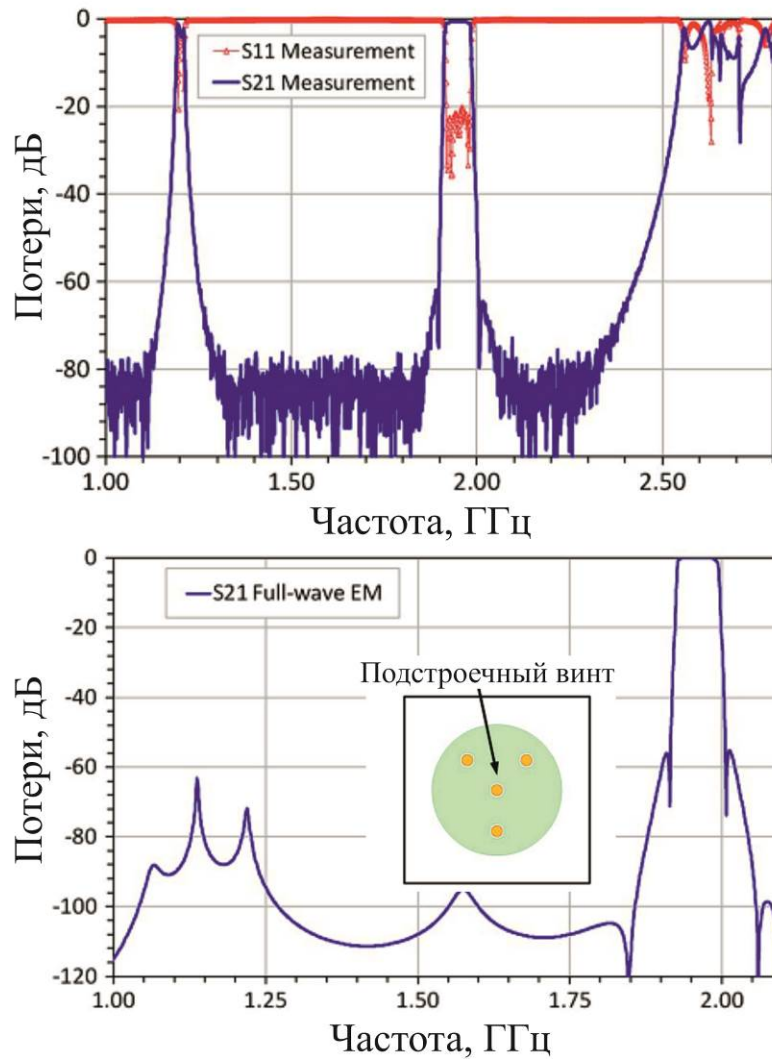


Рисунок 1.14 – АЧХ ППФ на основе базового двухмодового КР (сверху), и низкочастотная полоса заграждения после модификации дополнительным винтом (снизу) [20]

### 1.3 Полосно-пропускающие СВЧ-фильтры на коаксиальных резонаторах

Коаксиальные резонаторы, простейшим примером которых является короткозамкнутый отрезок коаксиальной линии, нагруженный на входе емкостью [21], позволяют получить устройства с высокими электрическими характеристиками, что неоднократно было продемонстрировано в литературе [22-34]. Данная конструкция резонатора позволяет создавать фильтры с малыми вносимыми потерями в полосе пропускания, большим уровнем подавления в полосе заграждения [23]. Кроме того, существуют конструкции, ширина высокочастотной полосы заграждения в которых превосходит сорок раз центральную частоту полосы пропускания [33], но они нетехнологичны и поэтому пока не получили значительного распространения на практике. Так, на рисунке 1.15 показана конструкция ППФ пятого порядка на основе коаксиальных резонаторов со скачком волнового сопротивления (СВС). Для организации необходимой емкостной

связи между резонаторами используется специальная диэлектрическая подложка с металлическими площадками, которые и образуют друг с другом требуемые емкости. Подстройка резонансных частот осуществлялась подстроечными винтами, которые изменяют емкостную нагрузку резонатора и тем самым перестраивают частоту резонаторов в небольших пределах.

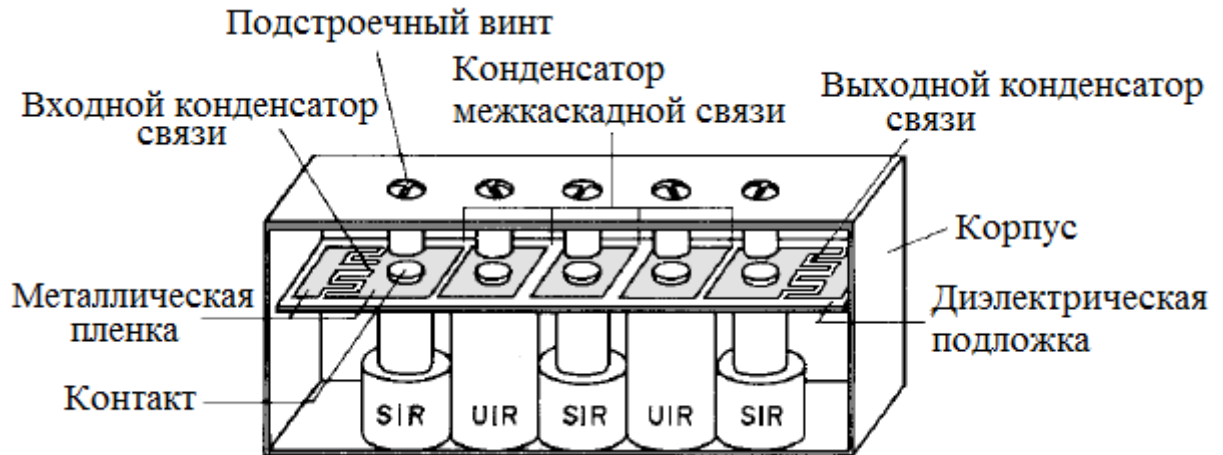


Рисунок 1.15 – Вид коаксиального фильтра на СВС и регулярных резонаторах в разрезе [23]

На рисунке 1.16 приведена расчетная АЧХ рассмотренного коаксиального фильтра. Полоса пропускания фильтра, измеренная по уровню 0.02 дБ от уровня минимальных потерь, имеет центральную частоту 877.5 ГГц и относительную ширину около 3 %. В формировании полосы пропускания участвуют первые моды колебаний всех пяти резонаторов. Паразитные полосы пропускания на частотах  $3f_0$  и  $5f_0$  формируются второй и третьей модами колебаний регулярных резонаторов, а на частотах  $4.1f_0$  и  $6.1f_0$  – второй и третьей модами колебаний СВС-резонаторов. То есть в формировании каждой отдельной паразитной полосы пропускания участвует только часть резонаторов фильтра, что и приводит к подавлению всех паразитных полос пропускания на уровень не менее 45 дБ.

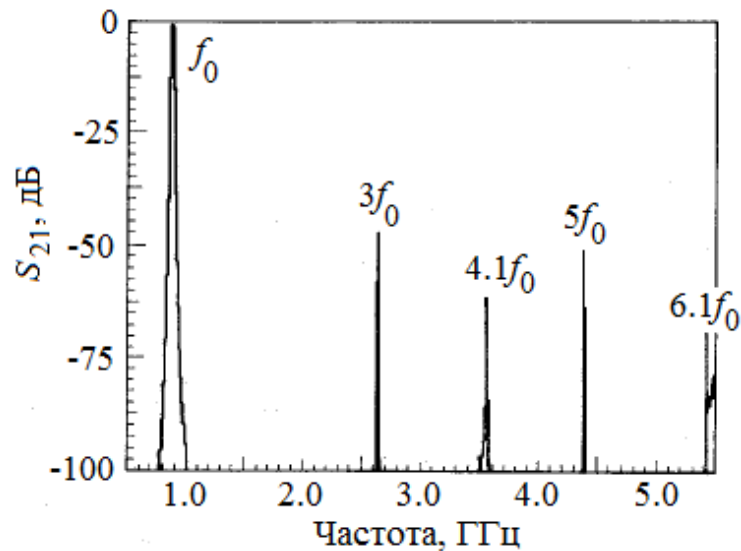


Рисунок 1.16 – Расчетная АЧХ коаксиального фильтра на СВС- и регулярных резонаторах [23]

В работах [30-33] представлены миниатюризированные конструкции коаксиальных резонаторов, в которых резонатор состоит из диэлектрической трубки, расположенной внутри металлического корпуса таким образом, что ее концы соприкасаются с его двумя противоположными стенками. Снаружи диэлектрической трубки и внутри нее располагаются трубчатые проводники, замкнутые одним из своих концов на противоположные стенки металлического корпуса. Дальнейшее развитие этого резонатора было предложено в работе [34], где была показана трехпроводниковая конструкция коаксиального резонатора, продольный разрез которого показан на рисунке 1.17. Основой этого резонатора является отрезок диэлектрической трубки (1) длиной  $L_r$ , внутренним и внешним радиусами  $R_{in}$  и  $R_{out}$  соответственно. Ее диэлектрическая проницаемость –  $\epsilon_r$ . Эта трубка снаружи и изнутри заключена в цилиндрические проводники, которые представляют собой коаксиальные тонкостенные металлические трубки (2,3). Каждая из этих трубок одним концом соединена со стенкой металлического корпуса-экрана: (4) одна на правом, а другая на левом торце корпуса, в то время как вторые концы проводников-трубок остаются свободными. Длина области перекрытия цилиндрических проводников:  $\Delta$ . Расстояние от поверхности внешней трубки резонатора до верхнего и нижнего экранов:  $H_a$ . Фотографии изготовленных макетов на основе указанного резонатора представлены на рисунке 1.18, а измеренная характеристика – на рисунке 1.19. Было установлено, что при вносимых в полосу пропускания потерях менее 0.35 дБ фильтры имеют очень широкую полосу заграждения, подавление в которой превышает 120 дБ.



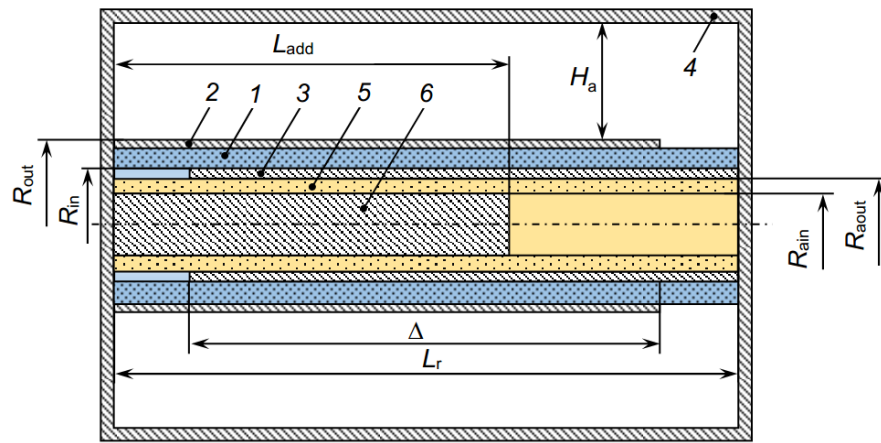


Рисунок 1.17 – Конструкция модифицированного коаксиального резонатора [34]



Рисунок 1.18 – Макеты фильтров восьмого порядка с дополнительной емкостной связью (слева) и без нее (справа) [34]

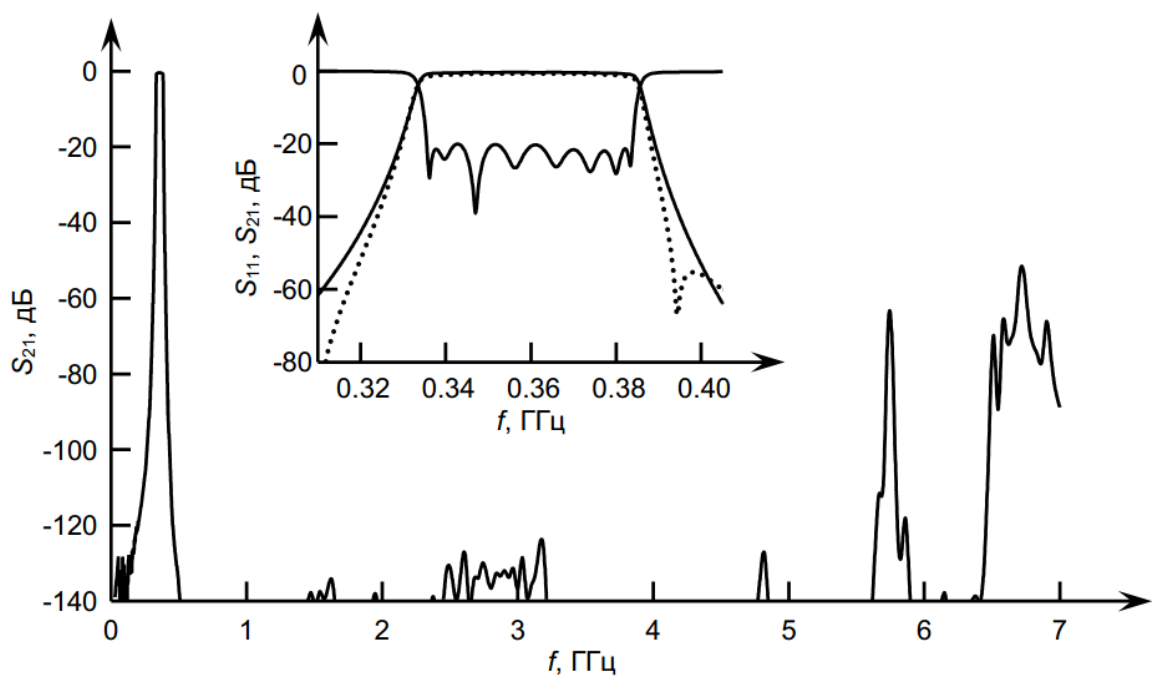


Рисунок 1.19 – АЧХ фильтров восьмого порядка на основе модифицированного коаксиального резонатора [34]



Таким образом, фильтры на коаксиальных резонаторах имеют очень высокие электрические характеристики: они обладают малыми вносимыми потерями в полосе пропускания, а также широкими высокочастотными полосами заграждения, подавление в которых может превышать 150 дБ. Однако такие фильтры объемны, нетехнологичны и не совместимы с поверхностным монтажом.

#### **1.4 Полосно-пропускающие СВЧ-фильтры на акустических волнах**

В метровом и дециметровом диапазонах длин волн большое распространение получили фильтры, выполненные по технологии поверхностных акустических волн [35-52], для которых фактической верхней границей, при современных технологиях, стала частота 3000 МГц. Расширение рабочего диапазона рабочих частот акустических фильтров произошло за счет применения объемных акустических волн (ОАВ) [53], что позволило сдвинуть верхнюю границу до 6000 МГц. В настоящий момент идут работы по поиску решений, способных сдвинуть верхнюю границу рабочих частот до 12000 МГц с применением ОАВ.

Носителем информации в устройствах на ПАВ являются волны, у которых энергия упругих колебаний сосредоточена в тонком приповерхностном слое твердого тела. В качестве среды распространения используются пьезоэлектрические монокристаллы. Для преобразования электрических сигналов в акустические и обратно, а также для отражения и изменения траектории распространения акустических волн используются металлические структуры, нанесенные на поверхность пьезоэлектрической подложки. Возбуждение и прием акустических волн осуществляется с помощью входного и выходного преобразователей ПАВ, число электродов которых может быть различным (от единиц до нескольких тысяч).

Из-за целого ряда физических и технологических ограничений, универсальных конструкций фильтров для всего спектра полос пропускания не существует [38], поэтому для корректного анализа и классификации фильтры целесообразно разделить на группы, например, однотипные по конструкции и материалу звукопровода, обеспечивающие оптимальную совокупность параметров в определенных диапазонах частот и полос пропускания. В таблице 1.1 приведена текущая классификация фильтров ПАВ [35].

Из таблицы видно, что к текущему моменту разработчикам удалось полностью перекрыть метровый и дециметровый диапазоны длин волн, при этом реализованы относительные ширины полос пропускания в диапазоне от 0.05 до 80 %, что при условии высокой миниатюрности конструкции делает их наиболее привлекательными устройствами для применения в составе систем связи в указанных диапазонах частот.

Таблица 1.1 – Классификация фильтров на ПАВ [35]

Категория	Полоса пропускания, %	Тип фильтра	Материал	Частота, МГц	Вносимое затухание, дБ	Коэффициент прямоугольности
Сверхузкополосные	0.05-0.3	Резонаторный	кварц	50-1000	4-8	2.0-3.0
Узкополосные	0.3-5	Резонаторный	кварц, танталат лития, ниобат лития	50-3000	3-15	1.3-2.5
		Лестничный	танталат лития, ниобат лития	100-3000	1-5	1.5-2.5
		Трансверсальный	кварц, танталат лития	30-1000	12-25	1.2-2.0
Среднеполосные	5-15	Трансверсальный	танталат лития, ниобат лития	30-1000	15-25	1.15-2.0
		Веерный			8-20	
Широкополосные	15-40	Трансверсальный	ниобат лития	30-1000	15-28	1.1-1.7
		Веерный			10-20	1.15-1.7
Сверхширокополосные	40-80	Веерный	ниобат лития	50-700	20-30	1.1-1.5

Отдельно стоит упомянуть резонаторный подход к построению полосно-пропускающих фильтров, к которым относятся многополюсные фильтры с продольной и поперечной акустиче-

ской связью, а также фильтры лестничного типа, в которых требуемые частотные характеристики достигаются формированием сложных цепочечных структур из отдельных ПАВ-резонаторов.

Основа лестничных фильтров – Г-образные элементарные звенья (рисунок 1.20). Полные сопротивления параллельных и последовательных ветвей звеньев  $Z_1$  и  $Z_2$ , соответствуют полным сопротивлениям резонаторов  $P_1$  и  $P_2$ . Со стороны входа и выхода звенья имеют различные сопротивления  $Z_T$  и  $Z_{\Pi}$ :

$$Z_T = \sqrt{-Z_1 Z_2} \cdot \sqrt{1 + \frac{Z_1}{Z_2}}, Z_{\Pi} = \sqrt{-Z_1 Z_2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{Z_1}{Z_2}}} \quad (1.1)$$

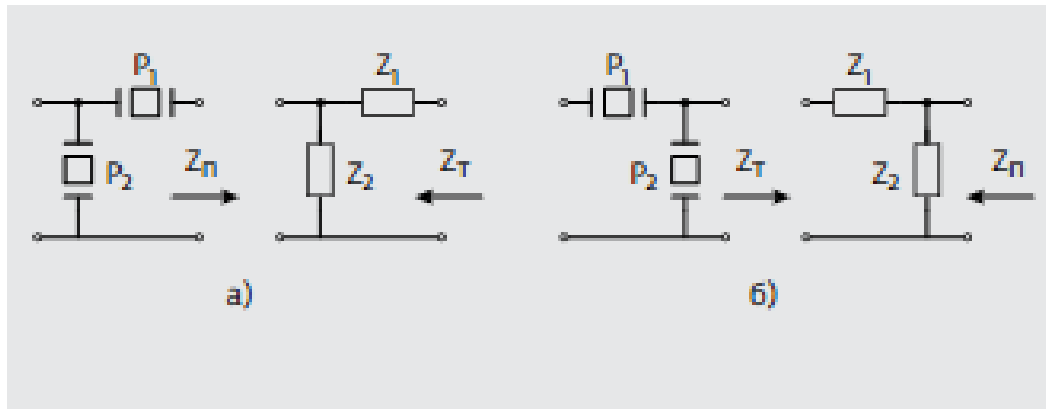


Рисунок 1.20 – Г-образные элементарные звенья структур лестничного типа: прямое звено (а), обратное (б) [35]

С целью увеличения затухания в полосах заграждения Г-образные звенья обычно соединяют в цепочечную схему, образуя Т- и П-образные звенья, сохраняющие такие параметры Г-образных звеньев, как коэффициент прямоугольности и полоса пропускания, что, однако, приводит к увеличению значения затухания в полосе заграждения в два раза. Далее многозвенные фильтры komponуют в лестничную схему, реализуя фильтр с высокоизбирательной характеристикой и очень малым вносимым затуханием (менее 2 дБ) в полосе пропускания [52] (рисунок 1.21), что в свою очередь позволяет обрабатывать сигналы с более высокой входной мощностью (до 1.2 Вт).

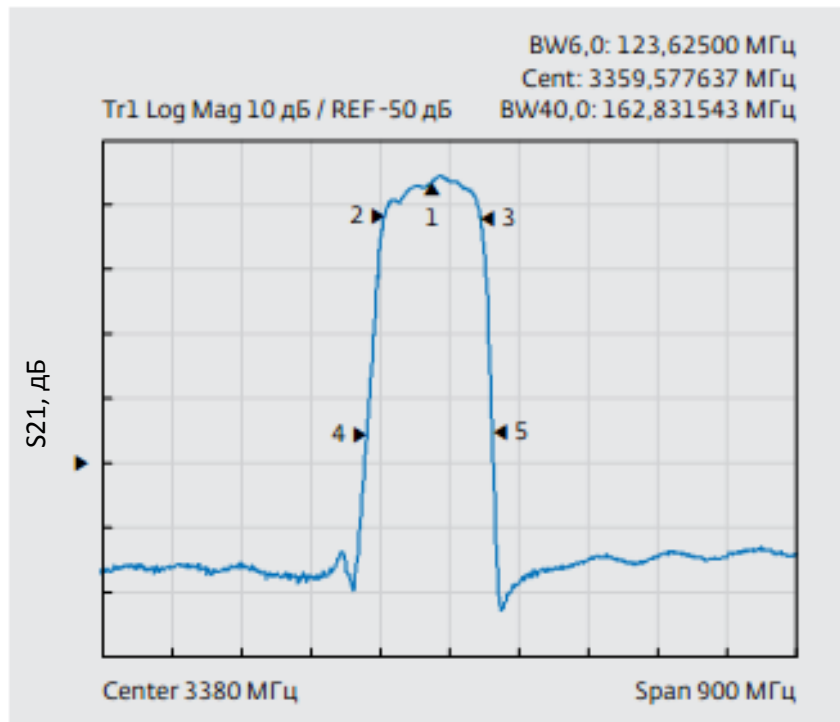


Рисунок 1.21 – Характеристика лестничного фильтра на номинальную частоту 3325 МГц с коэффициентом прямоугольности 1.3 [52]

Несмотря на все преимущества данного типа устройств (миниатюрность, прямоугольность полосы пропускания, технологичность), такие фильтры имеют значительные недостатки, которые ограничивают область их применения. В первую очередь, это сравнительно большие вносимые потери, что требует применения дополнительных усилителей в конструкции системы; шумоподобная форма группового времени запаздывания; низкая рабочая мощность, которая хоть и была увеличена до 1 Вт для части конструкций, но в большинстве случаев не превосходит единиц милливатт.

## 1.5 Полосно-пропускающие СВЧ-фильтры на планарных электродинамических резонаторах

Фильтры на основе микрополосковых резонаторов (МПР) и полосковых резонаторов (ПР) (далее микрополосковые и полосковые фильтры) [54-195] начали разрабатываться еще в 50-х годах прошлого века и с тех пор получили очень широкое распространение в СВЧ-технике. Существующие конструкции микрополосковых фильтров (МПФ) перекрывают огромный диапазон частот – от десятков мегагерц до десятков гигагерц, при этом сравнительно просто реализуются устройства с относительной шириной полосы пропускания в пределах ~1–100 %.

Микрополосковые фильтры представляют собой микрополосковую плату, которая обычно размещается в металлическом экранирующем корпусе. Сама микрополосковая плата состоит из диэлектрической подложки в форме пластины, одна сторона которой полностью металлизирована и выполняет функцию заземляемого экрана, а на вторую сторону нанесены полосковые проводники резонаторов.

Полосковые фильтры отличаются от микрополосковых тем, что диэлектрическая подложка размещается, как правило, посередине, между верхним и нижним экранами, а полосковые проводники могут располагаться на обеих сторонах подложки.

Фильтры данного типа, как и фильтры на ПАВ, имеют высокую технологичность как в части изготовления, так и в части интеграции в систему связи. Так, есть примеры систем, где все полуволновые фильтры выполнены на основной печатной плате системы связи. В иных случаях, платы, содержащие топологию проводников, могут устанавливаться в основной корпус системы и настраиваться в составе системы без использования индивидуальных корпусов.

По миниатюрности данный тип фильтров превосходит волноводные, на основе коаксиальных и диэлектрических резонаторов, но значительно уступает фильтрам на ПАВ и ОАВ. При условии организации теплоотвода и применения теплопроводящих подложек, данный тип фильтра сохраняет свою работоспособность до мощности входного сигнала в несколько сотен Ватт. К недостаткам конструкции можно отнести сравнительно низкую собственную добротность резонаторов, что приводит к более высоким вносимым потерям в полосе пропускания, а также снижению прямоугольности характеристики. Кроме того, из-за эквидистантности спектра собственных частот резонатора, фильтры на его основе имеют узкую высокочастотную полосу заграждения.

Соответственно, одной из задач данного исследования является разработка новых конструкций и способов модернизации данного типа резонаторов.

## **1.6 Способы миниатюризации ППФ на планарных электродинамических резонаторах**

Одним из самых распространенных способов уменьшения размеров микрополоскового резонатора является использование подложек с высокой диэлектрической проницаемостью [54-68]. Значительный шаг в этом направлении был сделан, когда появились термостабильные и высокодобротные керамики на основе оксидов титана, например, такие как ТЛ/0 ( $\text{CaTiO}_3\text{-LaAlO}_3$ ) или ТБНС ( $\text{BaSm}_2\text{Ti}_4\text{O}_{12}\text{-BaNd}_2\text{Y}_4\text{O}_{12}$ ), которые имеют высокие значения диэлектрической проницаемости: 40 и 80 соответственно. Так, использование подложки из керамики ТБНС

(он же материал В80 от компании ООО «Керамика») вместо керамики «Поликор» позволяет почти в три раза уменьшить длину МПР.

Вторым эффективным способом уменьшения размеров микрополоскового фильтра является замена полуволновых ( $\lambda_g/2$ ) резонаторов на четвертьволновые ( $\lambda_g/4$ ). Отличие четвертьволнового резонатора от полуволнового заключается в том, что один из концов его полоскового проводника замкнут на заземленный экран. Такое замыкание осуществляется с помощью металлического элемента, проходящего через отверстие в подложке, или непосредственно на боковую стенку металлического корпуса. Благодаря этому на короткозамкнутом участке локализуется пучность тока, и на частоте первой моды вдоль полоскового проводника укладывается четверть длины волны электромагнитного колебания ( $\lambda_g/4$ ).

Существуют две основные конструкции микрополосковых фильтров на четвертьволновых резонаторах – встречно-штыревая и гребенчатая. Конструкция встречно-штыревого фильтра показана на рисунке 1.22, а конструкция гребенчатого фильтра — на рисунке 1.23 [73].

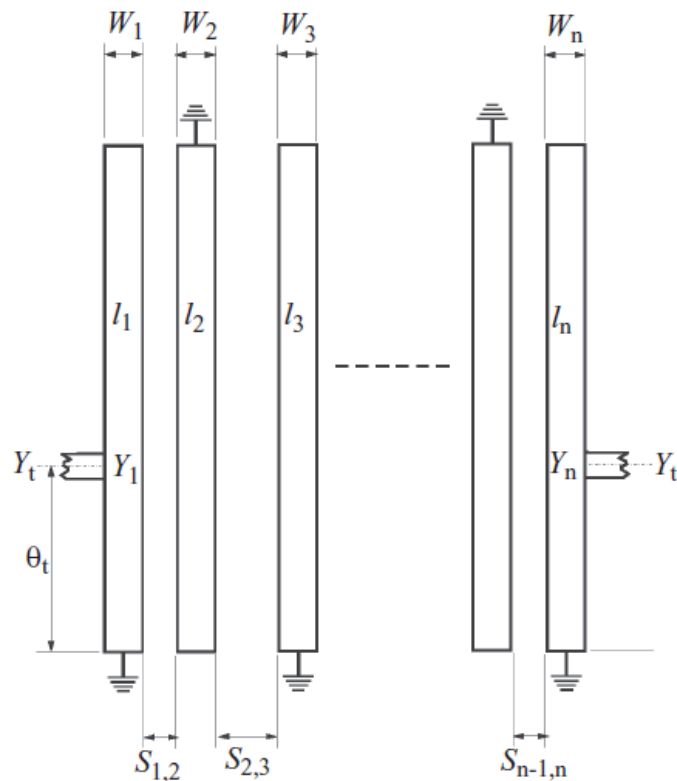


Рисунок 1.22 – Встречно-штыревой микрополосковый фильтр [73]

В гребенчатом микрополосковом фильтре (рисунок 1.23) незамкнутый на землю конец каждого резонатора может быть нагружен на емкость. При этом длина резонатора становится еще меньше, чем  $\lambda_g/4$ . Заметим, что связь между резонаторами в гребенчатом фильтре полос-

ковой конструкции с однородным диэлектрическим заполнением отсутствует при отсутствии нагружающих емкостей.

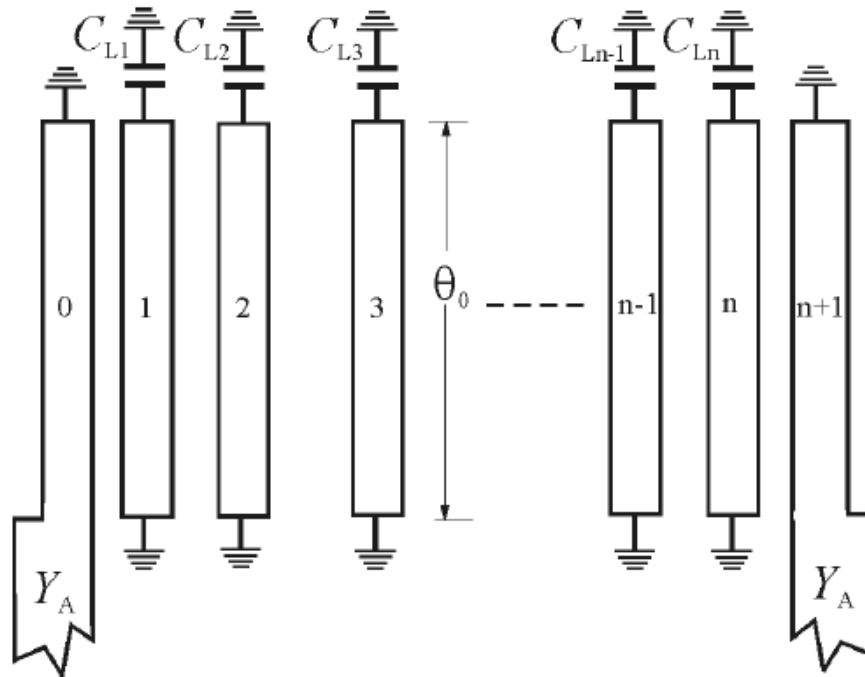


Рисунок 1.23 – Гребенчатый микрополосковый фильтр [73]

Пример конструкции гребенчатого микрополоскового фильтра без нагружающих емкостей показан на рисунке 1.24. Данный фильтр имеет пять четвертьволновых микрополосковых резонаторов, концы полосковых проводников которых замыкаются на землю с помощью перемычек, проходящих через отверстия в подложке.

Следующий метод заключается в использовании микрополосковых резонаторов со ступенчатым изменением волнового сопротивления образующей его линии, то есть со скачками волнового сопротивления. Такой резонатор (СВС-резонатор) можно рассматривать как конструкцию, состоящую из нескольких отрезков регулярных микрополосковых линий с разными волновыми сопротивлениями [54, 74, 75]. Различие волновых сопротивлений отрезков микрополосковых линий (МПЛ) можно обеспечить изменением конфигурации проводников на однородной подложке, использованием составных подложек с разными диэлектрическими проницаемостями, либо использованием составных подложек различной толщины.

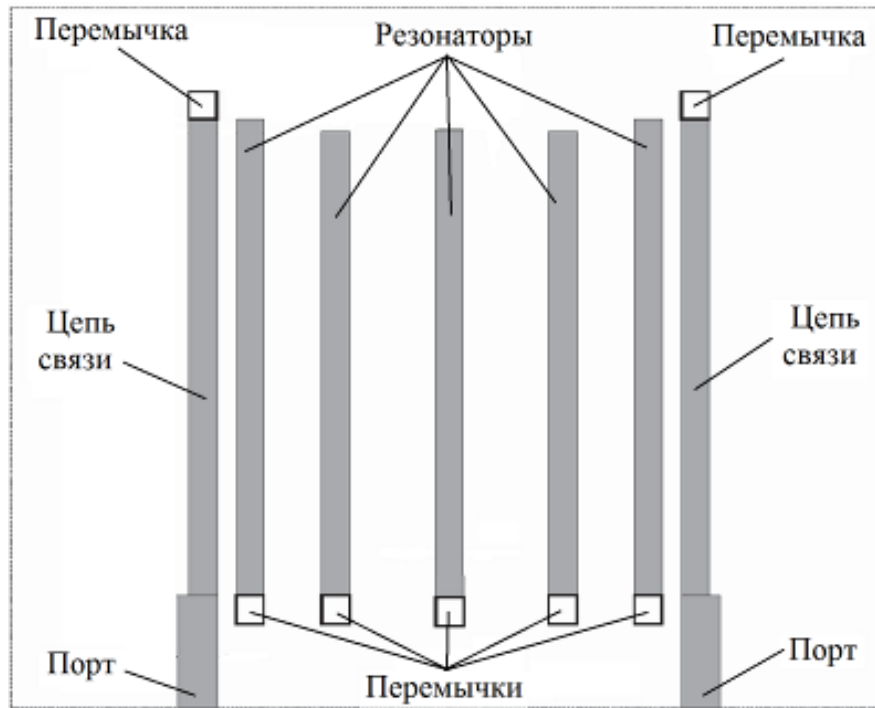


Рисунок 1.24 – Топология проводников гребенчатого микрополоскового фильтра без нагружающих емкостей [73]

Это же решение позволяет расширить высокочастотную полосу заграждения, так как подобные манипуляции с резонатором приводят к одновременному снижению собственной частоты первой моды колебаний и росту частоты второй моды. Примером могут служить фильтры, макеты которых показаны на рисунке 1.25, а АЧХ представлены на рисунке 1.26.

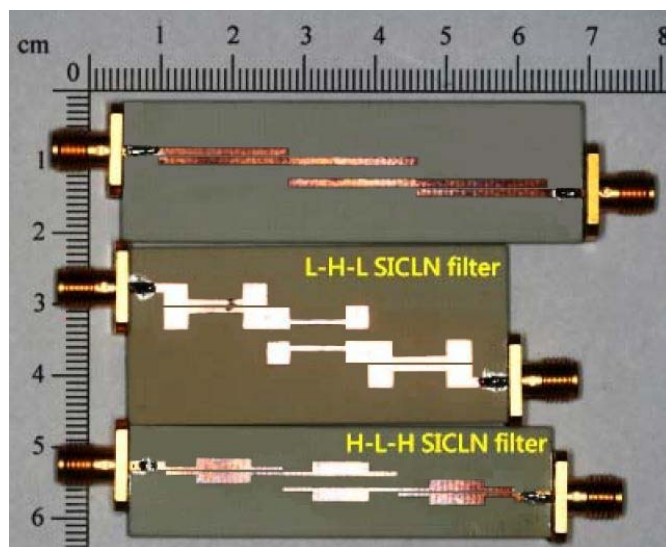


Рисунок 1.25 – Фотография макетов фильтров с СВЧ-резонаторами в сравнении с фильтром на регулярном полуволновом резонаторе [76]



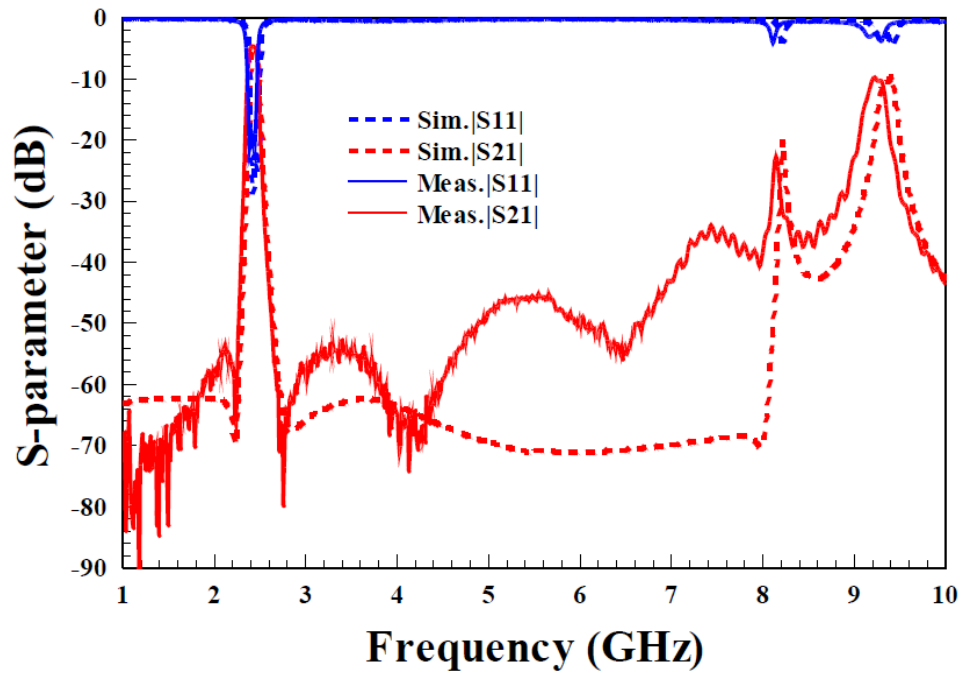


Рисунок 1.26 – АЧХ фильтра типа L-H-L [76]

Последним общим подходом, используемым для повышения миниатюрности МПР (микрорезонаторов) и ПР (полосковых резонаторов), является формирование сложных структур в форме спирали, меандра, фрактала или шпильки. Пример комбинации гребенчатых и шпильковых структур при реализации ППФ представлен на рисунке 1.27.

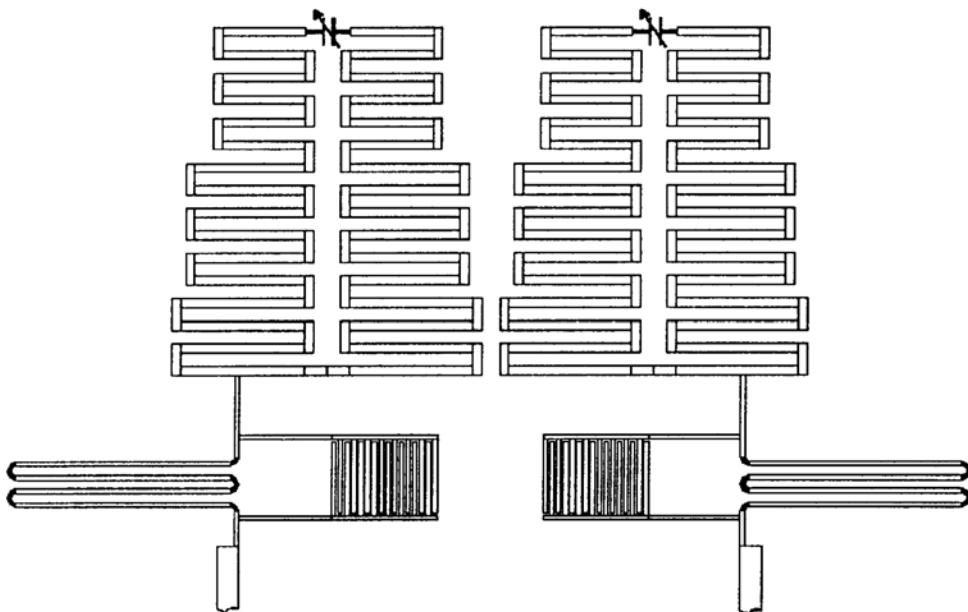


Рисунок 1.27 – Топология двухзвенного микрополоскового фильтра на основе шпильково-гребенчатых резонаторов [103]

К очевидным недостаткам такого подхода является снижение собственной добротности резонаторов из-за введения значительного количества нерегулярностей в структуру резонатора. Кроме того, сложные по форме резонаторы требуют высокой квалификации регулировщиков при серийном производстве, что приводит к удорожанию стоимости устройств.

Все вышеописанные способы нацелены на уменьшение длины планарных резонаторов, от которой во многом зависят размеры полосно-пропускающего фильтра. Кроме того, размеры фильтра зависят и от ширины резонаторов и расстояния между ними. Зазор между резонаторами зависит от требуемой ширины полосы пропускания, которая определяется величиной взаимодействия между резонаторами. Ширина резонаторов определяется уровнем добротности, которая может обеспечить заданный уровень вносимых потерь, а ширина крайних резонаторов влияет также на величину связи фильтра с внешними линиями и, в конечном счете, на его согласование с ними.

Перечислим основные способы уменьшения размеров фильтра:

- Использование четвертьволновых резонаторов с кондуктивно-индуктивными связями структуре МПФ [109];
- Использование в составе МПФ резонаторов с СВС (типа «гантель») [110];
- Помещение в ППФ между резонаторами короткозамкнутых с обоих концов полосковых экранирующих проводников [111];
- Использование в МПФ гребенчатой структуры с компенсацией связей [113];
- Применение в фильтре двухпроводниковых полосковых резонаторов на подвешенной подложке [114].

В последнем случае проводники резонатора помещаются на верхней и нижней сторонах подложки, благодаря чему ее площадь, а вместе с этим и площадь фильтра, уменьшаются почти в два раза. Следует пояснить, что мы называем длиной и шириной фильтра. В подавляющем числе случаев фильтр представляет собой цепочку взаимодействующих резонаторов, и его размер вдоль цепочки и есть длина фильтра. Соответственно, в ортогональной цепочке размер – это ширина фильтра. В случае с фильтром, представленным в работе [114], речь идет о минимизации не длины фильтра, а его высоты, так как резонаторы в фильтре располагаются, как видно из рисунка 1.28, в вертикальной плоскости.

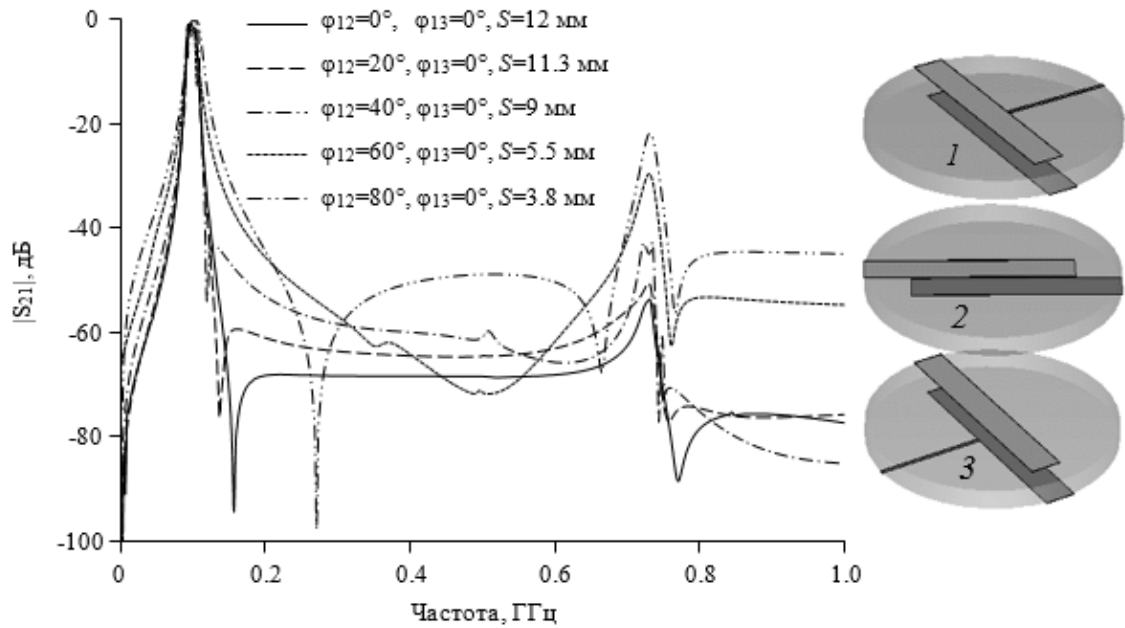


Рисунок 1.28 – АЧХ трехрезонаторных фильтров для зазоров разного размера между резонаторами и случая, когда угол  $\varphi_{13}$  между первым и третьим резонатором равен нулю, а меняется только угол между первым и вторым резонаторами  $\varphi_{12}$  [114]

Другой подход к уменьшению размеров резонаторов заключается в использовании многомодовых резонаторов. Так, при необходимости повысить избирательность МПФ путем увеличения числа резонаторов, существенно увеличиваются размеры устройства. Но увеличить избирательность фильтра можно и без наращивания числа резонаторов, а именно, используя резонаторы, в которых для формирования полосы пропускания участвует несколько мод колебаний. Уменьшение размеров всего фильтра в данном подходе является следствием сокращения количества резонаторов. При этом порядок фильтра определяется числом резонансов, участвующих в его работе.

Наиболее распространены конструкции двухмодовых резонаторов [115-120]. Топология такого резонатора, как правило, представляет собой фигуру, которая изначально имела симметрию четвертого или бесконечного порядка, например, квадрат и круг, которую затем понизили путем введения какой-либо неоднородности (срезанием угла у квадрата или созданием в нем несимметричных щелей), чтобы снять вырождение ортогональных мод и организовать взаимодействие между ними.

В СВЧ-технике помимо двухмодовых используются также и многомодовые резонаторы и фильтры на их основе. Так, в работах [129, 130] показана возможность построения микрополосковых фильтров с относительной шириной полосы пропускания от 2 до 100 % на основе только одного многомодового МПР. Его топология, которая представляет собой резонатор в

форме «шпильки» с соединенными между собой через перемычку кончиками, изображена на рисунке 1.29. В такой конструкции в формировании полосы пропускания могут участвовать резонансы двух, трех, или даже четырех мод колебаний резонатора.

К недостаткам многомодовых конструкций, как и в случае шпильковых и иных сложных по форме резонаторов, относятся требования к квалификации регулировщиков предприятия производителя, строгому соблюдению технологических процессов и качеству используемых при изготовлении материалов и комплектующих.

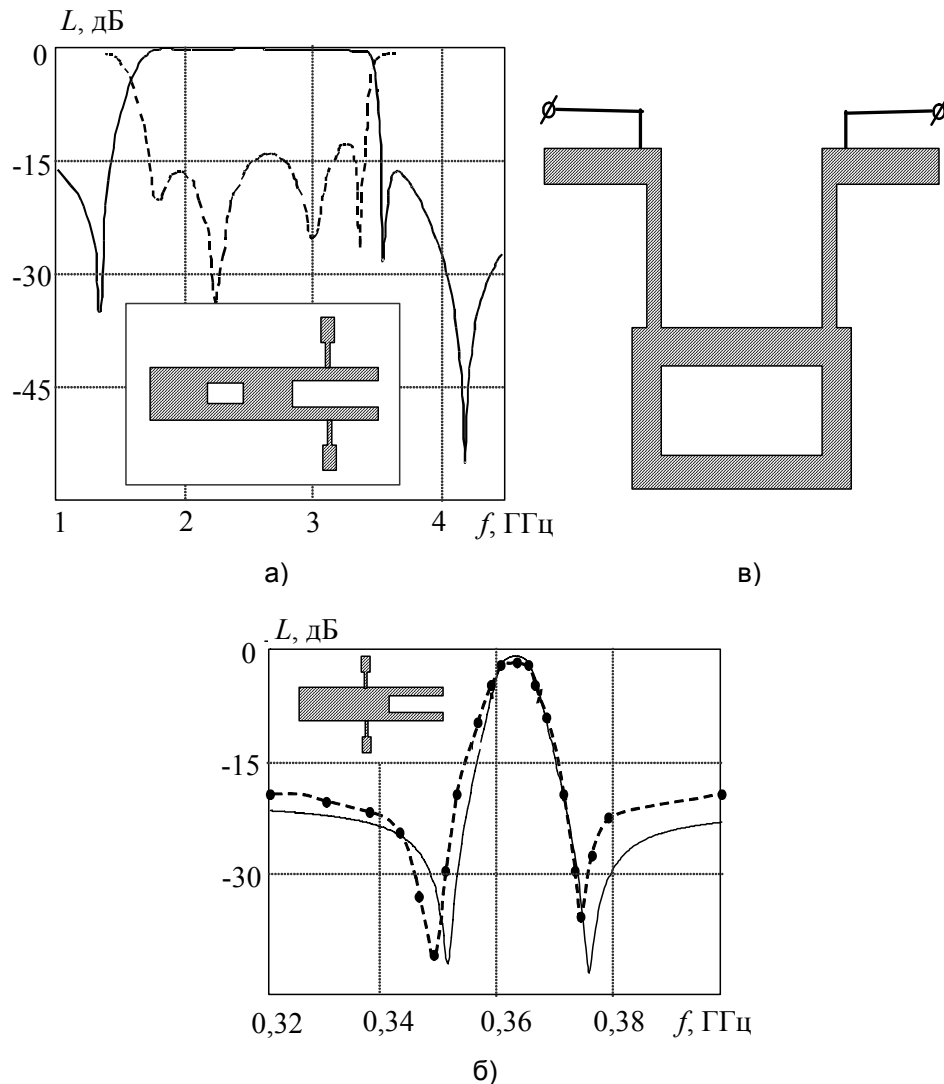


Рисунок 1.29 – Многомодовый нерегулярный МПР (в) и АЧХ фильтров, реализованных на его основе, с относительной шириной полосы пропускания 74 % (а) и 2 % (б) [129, 130]

Наиболее эффективным способом уменьшения размеров фильтра является использование многослойных структур. Этот метод позволяет использовать все вышеописанные методы в рамках одной структуры. Развитие многослойных технологий, применяемых при изготовлении

печатных плат, дает возможность значительно увеличить число «подложек» в фильтре, распределив топологию проводников и резонаторов по подложкам, тем самым уменьшить длину и ширину фильтра, то есть его размеры.

Самый простой пример показан на рисунке 1.30, где представлена структура миниатюрного многослойного полоскового ПДФ на регулярных полуволновых резонаторах с концевыми емкостными связями. В нем резонаторы располагаются стопкой один над другим.



Рисунок 1.30 – Схема многослойного фильтра с концевыми связями резонаторов [132]

При этом в устройствах могут быть использованы как конструкции на распределенных элементах, так и конструкции на основе квази-сосредоточенных элементов. Последних в существующих коммерческих каталогах большинство. Так, на рисунке 1.31 показана эквивалентная схема многослойного ПДФ на квази-сосредоточенных L, C элементах. Ей соответствует фильтр, чья конструкция и АЧХ приведены на рисунке 1.32.

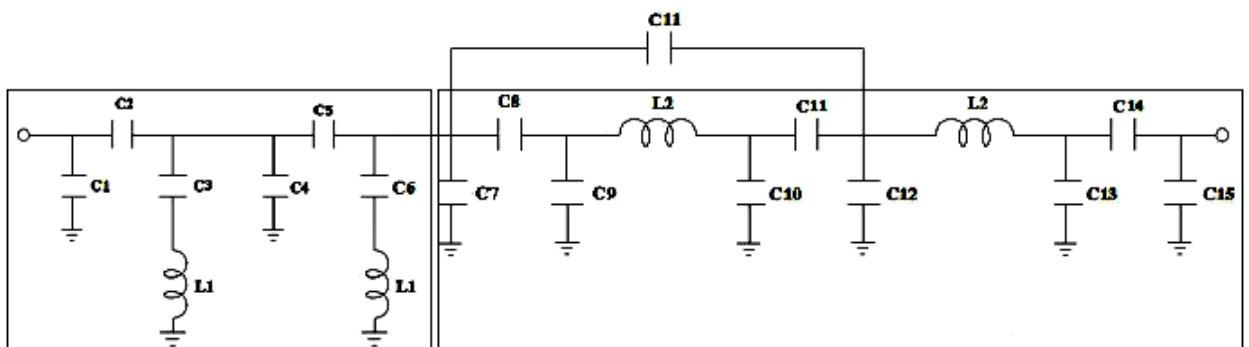


Рисунок 1.31 – Схема многослойного LC-фильтра с центральной частотой 518.4 МГц [137]

Центральная частота полосы пропускания этого фильтра составляет 518.4 МГц, а относительная ширина этой полосы – 10 %. Подавление помех на частоте  $2f_0$  не менее 60 дБ. Кроме того, на АЧХ данного фильтра есть два полюса затухания на частотах 388.8 МГц и 777.6 МГц, расположенных по обеим сторонам полосы пропускания.

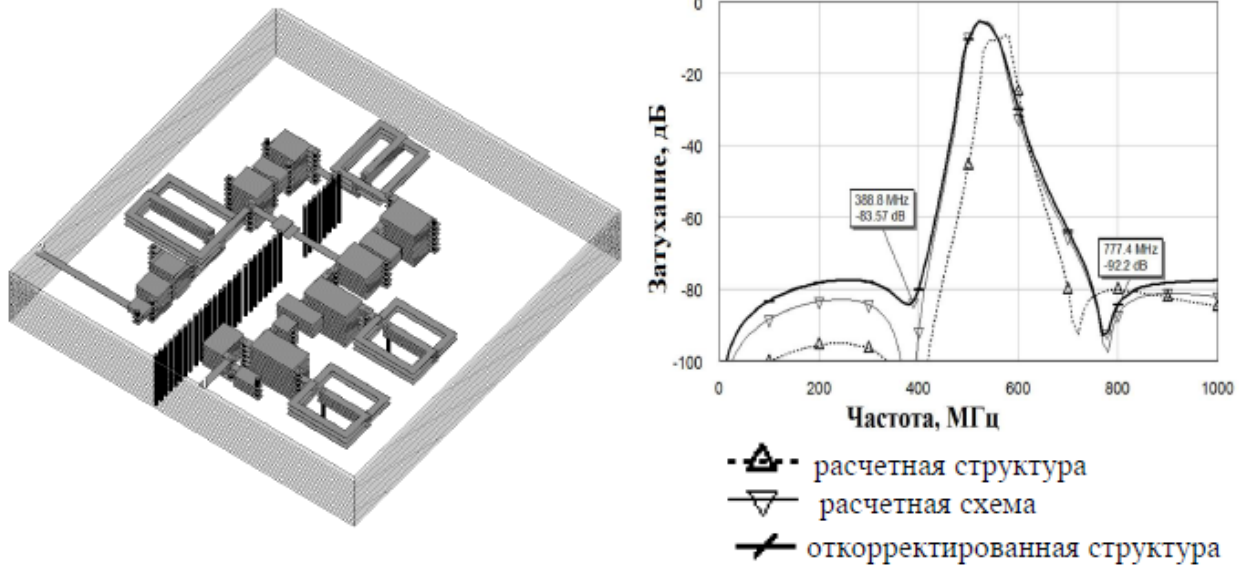


Рисунок 1.32 – Конструкция и АЧХ многослойного LC-фильтра с центральной частотой 518.4 ГГц [137]

К текущему моменту миниатюризация резонаторов и фильтров на основе полосковых резонаторов, а также применение многослойных конструкций позволило на частотах свыше 1000 МГц достичь размеров, сравнимых с размерами фильтров ПАВ.

## 1.7 Способы увеличения крутизны склонов ППФ на планарных электродинамических резонаторах

Крутизну склонов полосы пропускания любого фильтра оценивают обычно коэффициентом прямоугловности АЧХ [140]

$$K_{\Pi} = \Delta f_{\text{пз}} / \Delta f_{\text{пп}}, \quad (1.2)$$

где  $\Delta f_{\text{пп}}$  и  $\Delta f_{\text{пз}}$  – ширина полос пропускания фильтра, измеренных соответственно по заданным уровням «пп» и «пз» (обычно это –3 и –30 дБ соответственно). Однако из-за асимметрии формы АЧХ относительно оси, проведенной через центр полосы пропускания, иногда удобнее пользоваться коэффициентами крутизны низкочастотного  $K_l$  и высокочастотного  $K_h$  склонов АЧХ [141]

$$K_l = \frac{\Delta f_{\text{пп}} / 2}{\Delta f_l - \Delta f_{\text{пп}} / 2}, K_h = \frac{\Delta f_{\text{пп}} / 2}{\Delta f_h - \Delta f_{\text{пп}} / 2}, \quad (1.3)$$

Здесь  $\Delta f_{\text{пп}}$  – ширина полосы пропускания фильтра, измеренная по заданному уровню (обычно  $-3$  дБ), а  $\Delta f_l = f_0 - f_l$ , и  $\Delta f_h = f_h - f_0$  – ширина полос, измеренная от центра полосы пропускания  $f_0$  до соответственно низкочастотного  $f_l$  и высокочастотного  $f_h$  склонов АЧХ на заданном уровне, например,  $-30$  дБ от уровня минимальных потерь. Очевидно, что равенство коэффициентов крутизны  $K_l$  и  $K_h$  свидетельствует о симметричной форме АЧХ. Коэффициенты прямоугольности и коэффициенты крутизны склонов АЧХ связаны выражением:

$$K_{\text{п}} = \frac{1}{2} \frac{K_l + K_h}{K_l K_h} + 1 \quad (1.4)$$

Когда ширина полосы пропускания фильтра  $\Delta f_{\text{пз}}$  в два раза превышает  $\Delta f_{\text{пп}}$  ( $K_{\text{п}} = 2$ ), а форма АЧХ симметричная, коэффициенты  $K_l = K_h = 1$ . С увеличением крутизны склонов  $K_{\text{п}} \rightarrow 1$ , а  $K_l$  и  $K_h$  неограниченно растут.

Как известно, тривиальным способом увеличения крутизны склонов АЧХ является наращивание количества резонаторов, в том числе и путем каскадирования фильтров (он в данном обзоре не рассматривается). При таком подходе величина затухания сигнала растет пропорционально количеству резонаторов (каскадов) во всем частотном диапазоне. Однако такой способ зачастую оказывается неприемлемым из-за асимметрии формы АЧХ, которая присуща большинству конструкций МПФ. Так, сильная асимметрия может привести к тому, что выполнение заданной крутизны одного склона АЧХ (путем наращивания количества резонаторов) создаст избыточную крутизну другого. Кроме того, если резонаторы, из которых конструируются фильтры, имеют невысокую собственную добротность, это может привести к недопустимому росту прямых потерь в полосе пропускания. Стоит отметить также многократное увеличение сложности синтеза и настройки фильтров по мере увеличения количества резонаторов в них.

Вместе с тем асимметрия склонов АЧХ сильно зависит от конструктивных параметров фильтра. И поэтому знание закономерностей поведения АЧХ от параметров конструкции позволяет создавать фильтры с минимальным числом звеньев с заданной асимметрией (крутизной склонов) АЧХ.

Крутизной склонов АЧХ можно управлять также путем формирования нулей коэффициента передачи  $S_{21}$  вблизи границ полосы пропускания фильтра. Осуществлено это может быть манипулированием коэффициентами связи между резонаторами. Как известно, для некоторых типов резонаторов коэффициенты емкостной и индуктивной связи имеют противоположные знаки и, при равенстве этих коэффициентов, полный коэффициент связи становится равным нулю, что приводит к появлению полюсов затухания.

Вторым методом генерации полюсов является применение многомодовых конструкций, где часть мод колебаний конструкции используется для формирования полосы пропускания устройства, в то время как оставшиеся применяются для формирования полюсов затухания на его склонах.

Рассмотрим оба описанных метода.

В работе [148] описан миниатюрный МПФ на четырех свернутых полуволновых резонаторах со скачком волнового сопротивления. Его фотография и топология полосковых проводников показаны на рисунке 1.33. На рисунке 1.34 показаны АЧХ этого фильтра. Его полоса пропускания имеет центральную частоту 3500 МГц и относительную ширину 11.4 %. Минимальные потери в ней 1.6 дБ.

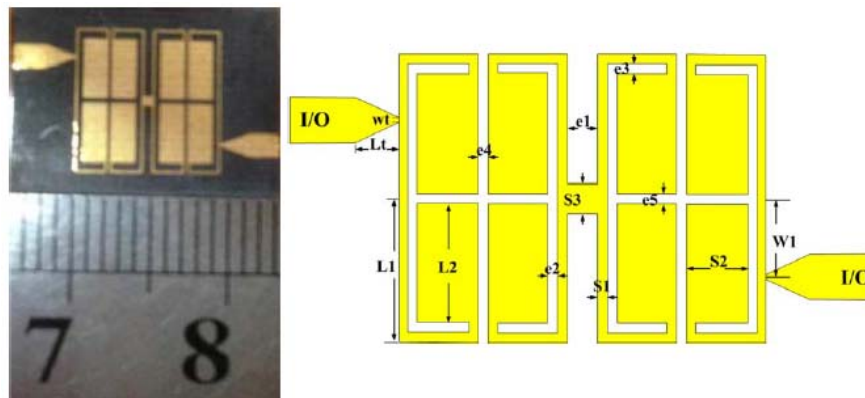


Рисунок 1.33 – Микрополосковый фильтр и топология его полосковых проводников [148]

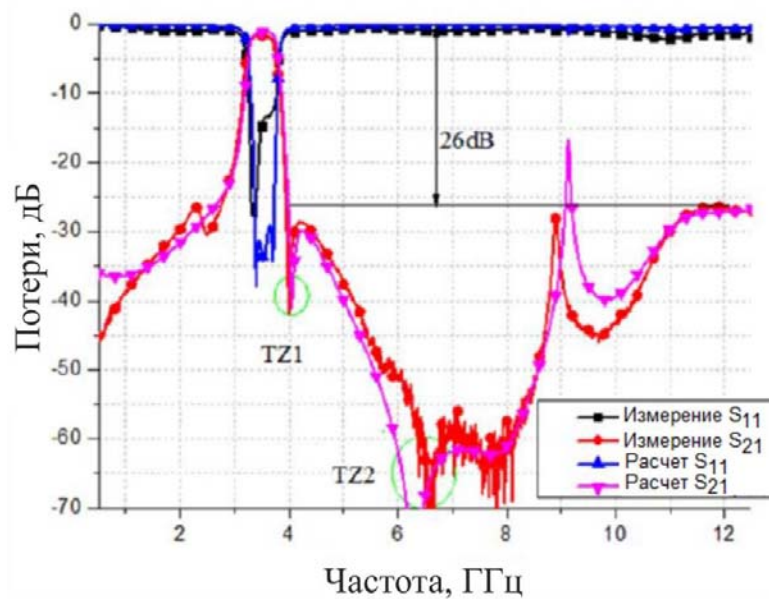


Рисунок 1.34 – АЧХ микрополоскового фильтра на свернутых СВС-резонаторах [148]



Высокочастотная полоса заграждения простирается до частоты  $4f_0$  при уровне подавления сигнала не хуже  $-26$  дБ.

Полоса пропускания фильтра имеет склоны с высокой крутизной благодаря наличию двух полюсов затухания вблизи ее границ. Первый появляется вследствие гальванического подключения наружных резонаторов к портам фильтра. Второй же создается с помощью специальной перемычки между двумя внутренними резонаторами.

Макет фильтра имеет размеры  $9.34 \times 13.42$  мм<sup>2</sup>, то есть  $0.16\lambda_g \times 0.23\lambda_g$ . Диэлектрическая проницаемость подложки составляет 2.2, а толщина — 0.508 мм.

В работе [159] описано несколько конструкций миниатюрных полосковых ППФ на подвешенной подложке с крутыми склонами полос пропускания, широкими полосами заграждения и большим уровнем подавления. Высокая крутизна склонов всех фильтров обеспечивалась нулями прохождения вблизи обоих склонов полосы пропускания. Эти нули создавались дополнительными поперечными связями между определенными резонаторами.

На рисунке 1.35 приведена конструкция фильтра № 1. Она представляет собой систему из шести двухпроводниковых резонаторов на однослойной подвешенной подложке. Между вторым и четвертым резонаторами на верхней стороне подложки располагается П-образный проводник, обеспечивающий дополнительную перекрестную емкостную связь.

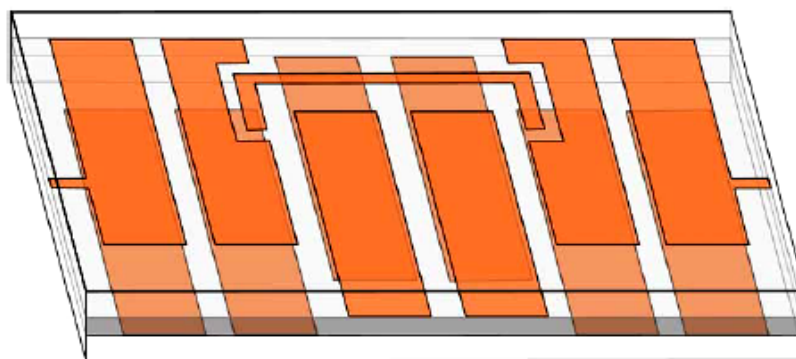


Рисунок 1.35 – Конструкция фильтра №1 на однослойной подвешенной подложке с дополнительной емкостной перекрестной связью [159]

На рисунке 1.36 показаны измеренная АЧХ и фотография фильтра №1. Он выполнен на подложке из материала ФАФ-4Д толщиной 0.5 мм и диэлектрической проницаемостью 2.5, которая была подвешена внутри металлического корпуса с внутренними размерами  $100 \times 40 \times 24$  мм<sup>3</sup>.

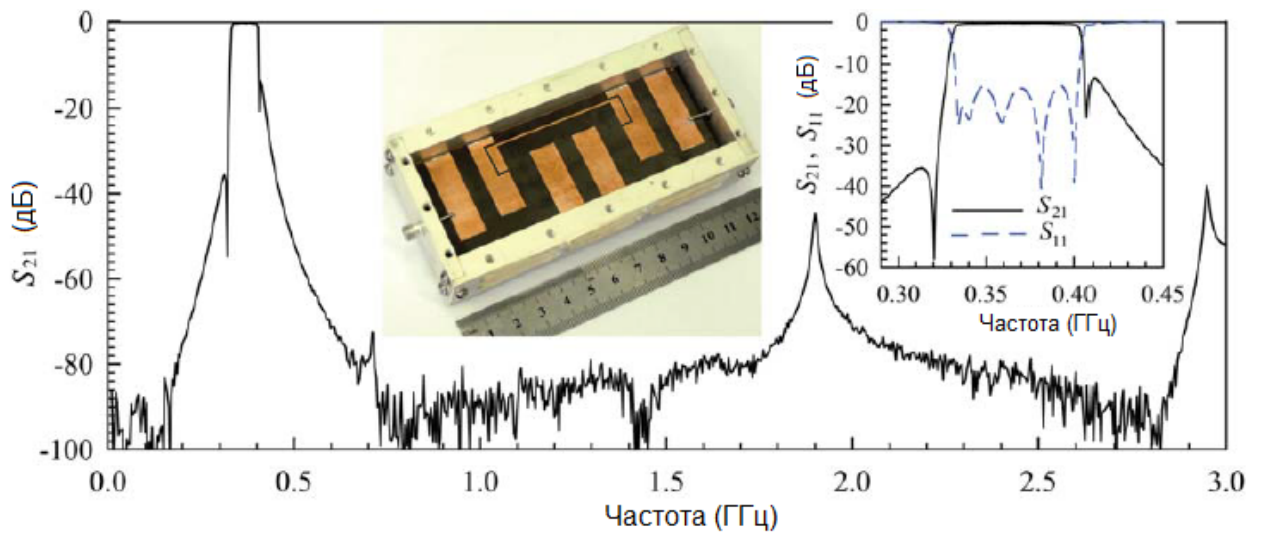


Рисунок 1.36 – Измеренная АЧХ фильтра №1 и его фотография [159]

Полоса пропускания фильтра, измеренная по уровню  $-3$  дБ, имеет центральную частоту 369 МГц, относительную ширину 20 %, минимальные потери 0.35 дБ и КСВН  $< 1.5$ . По обе стороны от полосы пропускания расположены нули прохождения на частотах 321 МГц и 407 МГц, значительно повысившие прямоугольность характеристики.

На рисунке 1.37 приведена конструкция фильтра №2. Этот фильтр, как и первый, выполнен на однослойной подвешенной подложке и содержит пять резонаторов. Между первым и четвертым резонаторами на одной стороне подложки, а также вторым и пятым резонаторами на другой стороне подложки располагаются два П-образных проводника. Концы дополнительных проводников замкнуты на заземленные боковые экраны. Эти проводники создают дополнительные перекрестные связи индуктивного типа. Крайние проводники Г-образной формы обеспечивают магнитную связь резонаторов с портами.

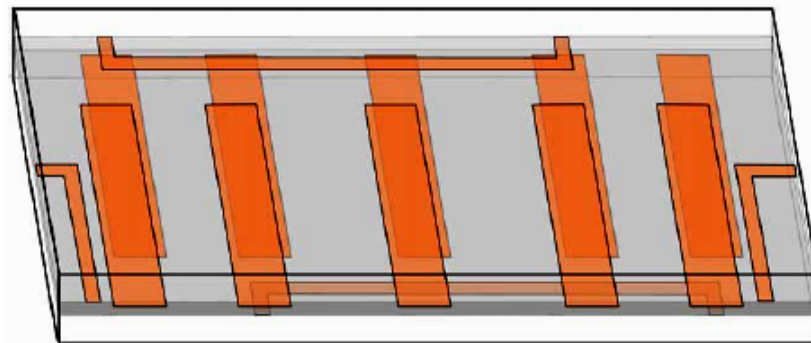


Рисунок 1.37 – Конструкция фильтра №2 на однослойной подвешенной подложке с двумя индуктивными поперечными связями [159]

На рисунке 1.38 показаны измеренная АЧХ фильтра №2 и его фотография. Подложка фильтра толщиной 1 мм выполнена из керамики ТБНС с диэлектрической проницаемостью 80. Внутренние размеры корпуса фильтра – 44 × 5.5 × 6 мм<sup>3</sup>.

Полоса пропускания, измеренная по уровню –3 дБ, имеет центральную частоту 1415 МГц, относительную ширину 2 %, минимальные потери 4.35 дБ и КСВН ≤ 1.5. Вблизи полосы пропускания на частотах 1368 МГц и 1458 МГц располагаются нули прохождения.

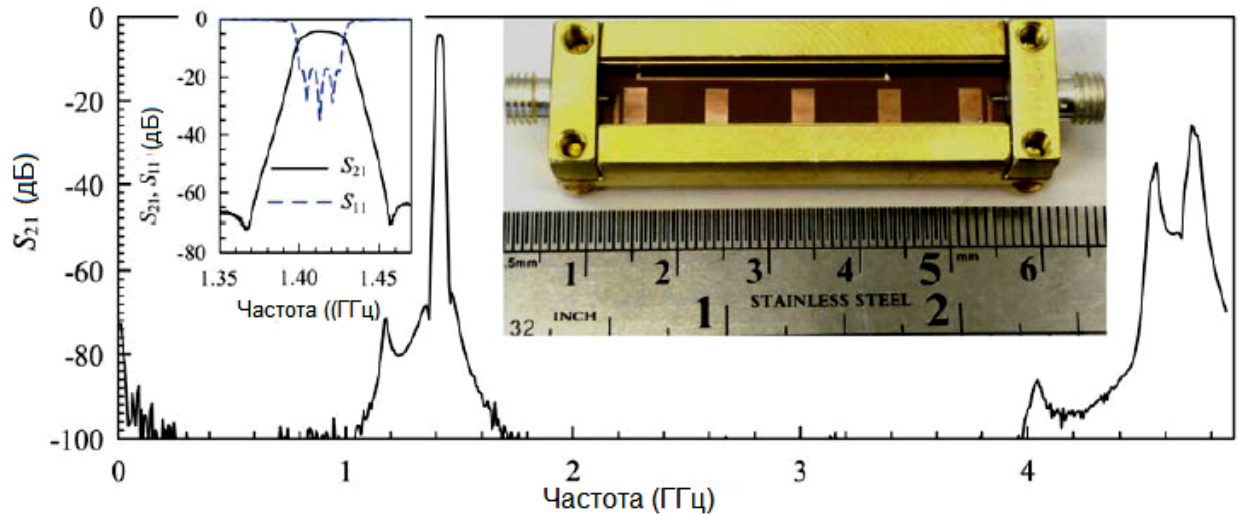


Рисунок 1.38 – Измеренная АЧХ фильтра №2 и его фотография [159]

На рисунке 1.39 изображена конструкция фильтра №3. Этот фильтр выполнен на двухслойной подвешенной подложке и содержит 6 резонаторов. Каждый резонатор представляет собой встречно-штыревую структуру из трех полосковых проводников, расположенных на разных сторонах подложки. Между вторым и пятым резонаторами на верхней стороне трехслойной подложки располагается П-образный проводник с разомкнутыми концами, обеспечивающий дополнительную перекрестную связь емкостного типа. Крайние резонаторы своими средними проводниками гальванически подключены к внешнему тракту.

На рисунке 1.40 показана измеренная АЧХ фильтра №3 и его фотография. Двухслойная подложка фильтра выполнена из материала RO4003C с диэлектрической проницаемостью 3.38. Толщина каждой подложки 0.202 мм. Внутренние размеры корпуса 47 × 12 × 5.4 мм<sup>3</sup>.

Полоса пропускания, измеренная по уровню –3 дБ, имеет центральную частоту 1010 МГц, относительную ширину 5.5%, минимальные потери 4 дБ и КСВН < 1.55. На частотах 925 МГц и 1077 МГц наблюдаются нули прохождения.

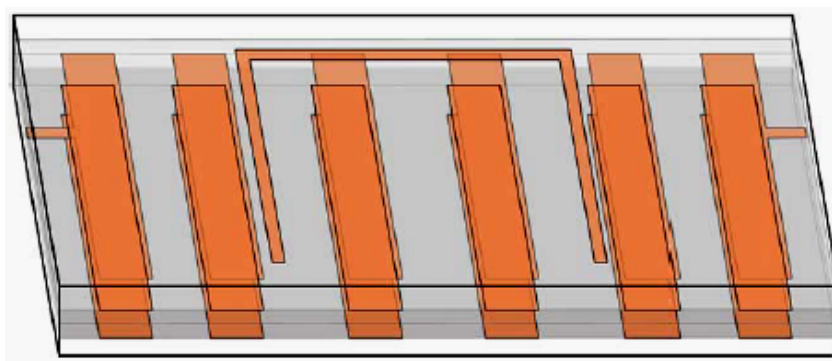


Рисунок 1.39 – Конструкция фильтра №3 на двухслойной подвешенной подложке с одной индуктивной перекрестной связью [159]

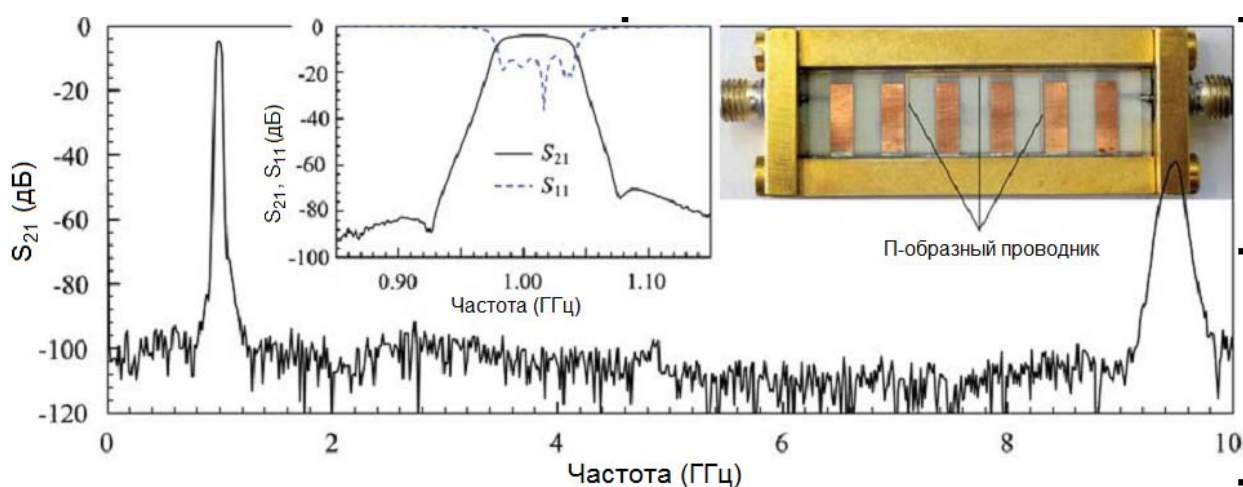


Рисунок 1.40 – Измеренная АЧХ фильтра №3 и его фотография [159]

В патенте [151] описан многомодовый широкополосный МПФ десятого порядка, конструкция которого показана на рисунке 1.41. Он представляет собой систему из одного шестимодового резонатора и двух электромагнитно связанных с ним одинаковых двухмодовых П-образных резонаторов, расположенных симметрично по обе его стороны.

Шестимодовый режим работы центрального резонатора возможен, когда относительная длина широкой прорези (4) составляет от 12 % до 36 %, а узкой прорези (5) – от 14 % до 41 %. Двухмодовый режим работы П-образных резонаторов обеспечивается скачками ширины его полоскового проводника. Оптимальная длина области связи резонаторов позволяет формировать нули прохождения вблизи обоих склонов полосы пропускания.

На рисунке 1.42 приведена АЧХ фильтра десятого порядка. Он выполнен на подложке толщиной 1 мм из керамики ТБНС с относительной диэлектрической проницаемостью 80. Размеры подложки  $34.20 \times 17.55 \text{ мм}^2$ . Шестимодовый резонатор (3) имеет размеры  $34.20 \times 17.55 \text{ мм}^2$ . Его прорезь (4) имеет размеры  $8.60 \times 7.35 \text{ мм}^2$ , а прорезь (5) –  $7.20 \times 0.05 \text{ мм}^2$ .

Отрезки П-образных резонаторов (6, 7, 8) имеют размеры соответственно  $11.60 \times 0.15 \text{ мм}^2$ ,  $3.55 \times 0.70 \text{ мм}^2$  и  $7.90 \times 0.20 \text{ мм}^2$ .

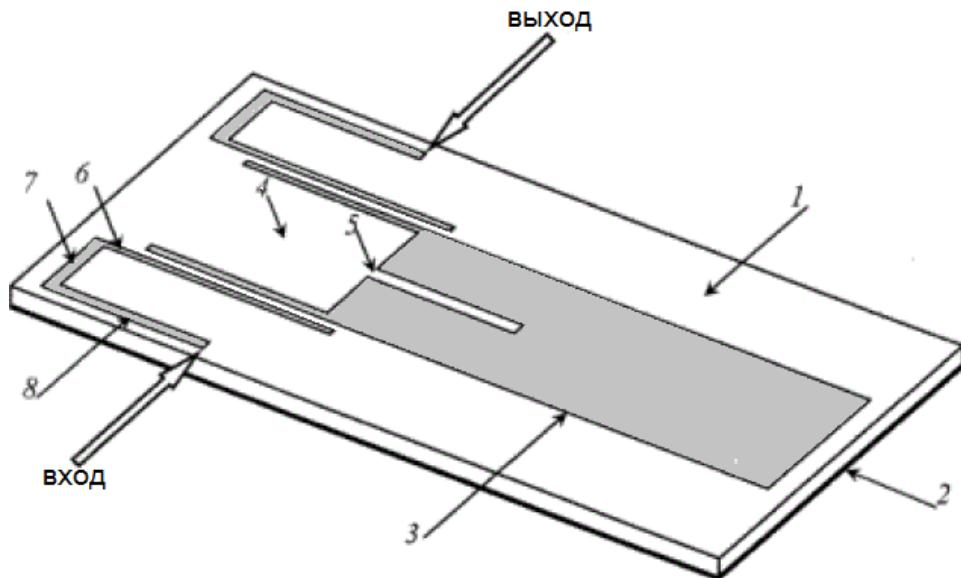


Рисунок 1.41 – Конструкция широкополосного микрополоскового фильтра на одном шестимодовом и двух П-образных резонаторах [151]

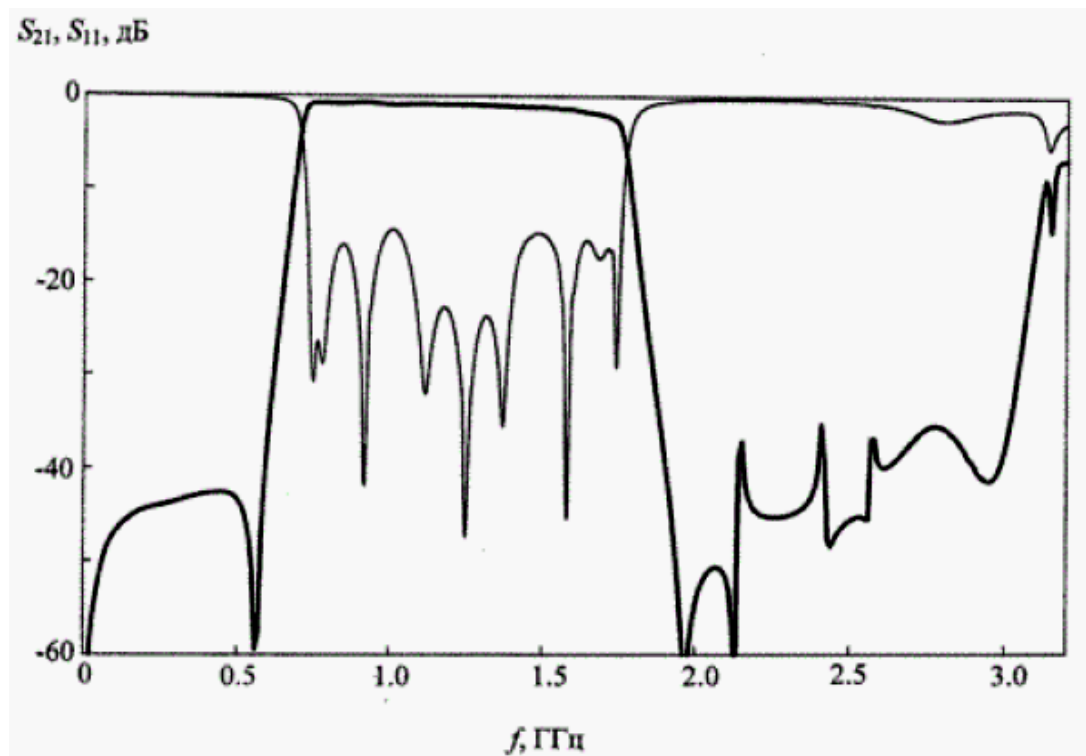


Рисунок 1.42 – АЧХ широкополосного микрополоскового фильтра на одном шестимодовом и двух П-образных резонаторах [151]

Полоса пропускания фильтра имеет центральную частоту 1300 МГц и относительную ширину 86 % при минимальных потерях 0.67 дБ. По обе стороны от полосы пропускания располагаются два практически симметричных полюса затухания. Полоса заграждения по уровню –30 дБ простирается до частоты 3000 МГц.

В патенте [161] описан сверхширокополосный МПФ седьмого порядка на основе пятимодового резонатора (рисунок 1.43).

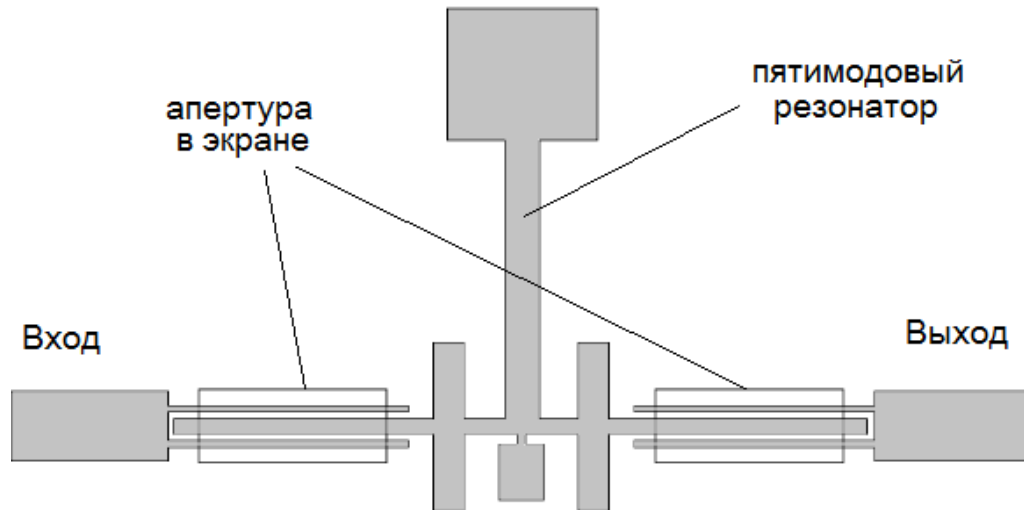


Рисунок 1.43 – Конструкция МПФ на пятимодовом резонаторе [161]

АЧХ фильтра в узком диапазоне частот показаны на рисунке 1.44, а в широком – на рисунке 1.45. Полоса пропускания фильтра имеет центральную частоту 7100 МГц, относительную ширину 113 %, КСВН < 2.0 и минимальные вносимые потери 1 дБ. Полоса заграждения простирается по уровню –20 дБ вверх до 31700 МГц, что соответствует  $4.2f_0$ . По обе стороны полосы пропускания располагаются нули прохождения – на частотах 2800 МГц и 11500 МГц соответственно.



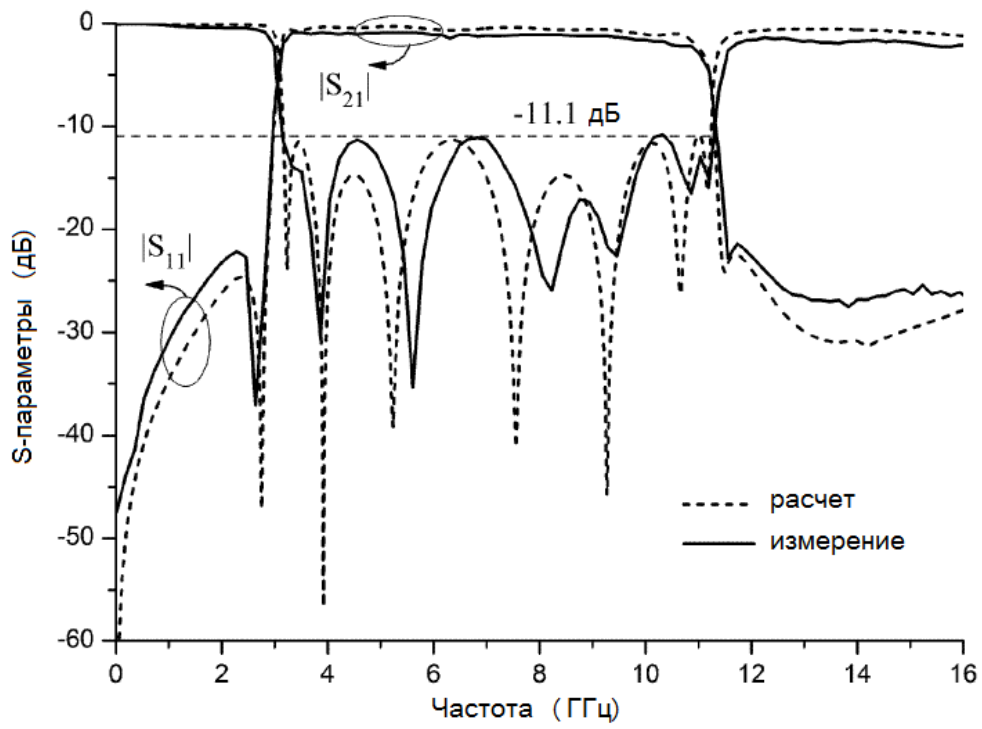


Рисунок 1.44 – АЧХ МПФ в узком диапазоне частот на пятимодовом резонаторе [161]

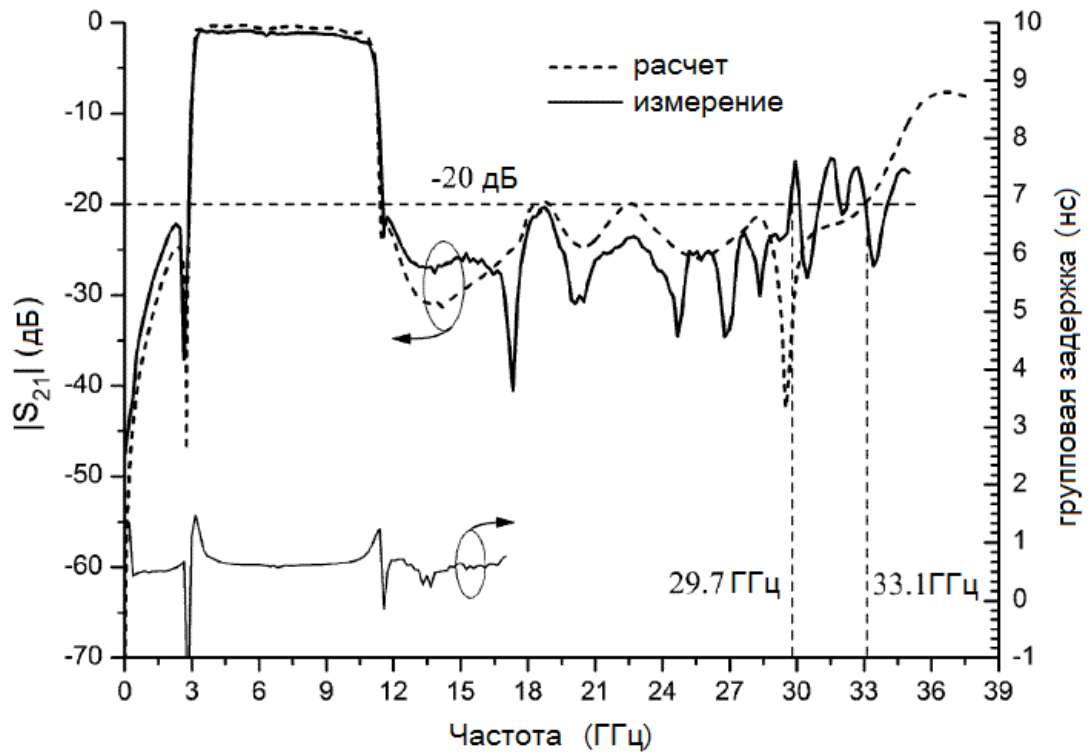


Рисунок 1.45 – АЧХ МПФ в широком диапазоне частот на пятимодовом резонаторе [161]

## 1.8 Методы расширения высокочастотной полосы заграждения ПДФ на планарных электродинамических резонаторах

Существует два основных подхода к расширению высокочастотной полосы заграждения – это использование резонаторов с разряженным спектром собственных частот и использование специальных приемов для подавления паразитных резонансов.

В статье [172] описана конструкция миниатюрного полоскового широкополосного фильтра с низкими потерями в полосе пропускания и широкой полосой заграждения. Он выполнен на подвешенной подложке в металлическом корпусе, как показано на рисунке 1.46. Все его полосковые проводники расположены на одной стороне подложки.

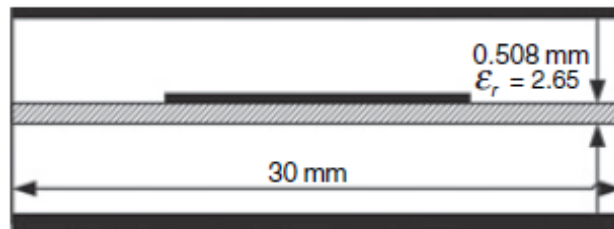


Рисунок 1.46 – Поперечное сечение полоскового фильтра на подвешенной подложке [172]

На рисунке 1.47 изображена эквивалентная схема описываемого фильтра. В ней последовательные индуктивности соответствуют узким полосковым проводникам, параллельные емкости на землю – широким полосковым проводникам, а последовательные емкости – зазорам между полосковыми проводниками.

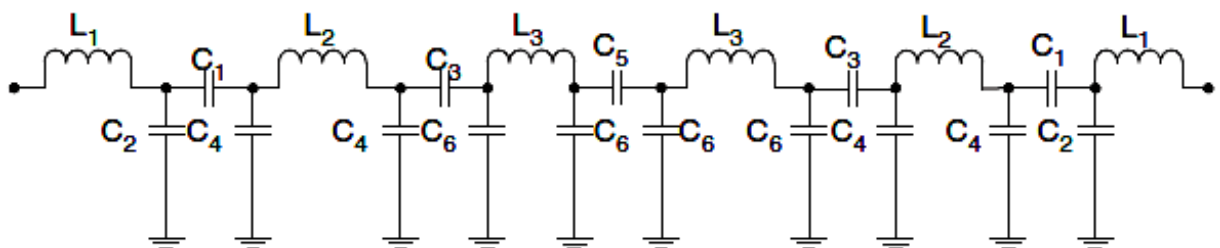


Рисунок 1.47 – Эквивалентная схема полоскового фильтра на подвешенной подложке [172]

Особенностью данной конструкции является то, что высота металлического корпуса различна на разных участках фильтра. Она увеличивается скачком над индуктивными участками полосковой платы и уменьшается над емкостными участками. Такой подход позволяет увели-



чить погонную индуктивность и погонную емкость полосковых проводников и за счет этого уменьшить размеры фильтра.

На рисунках 1.48 и 1.49 изображены расчетная 3D-модель для электромагнитного моделирования и фотография макета фильтра с открытой полосковой платой.

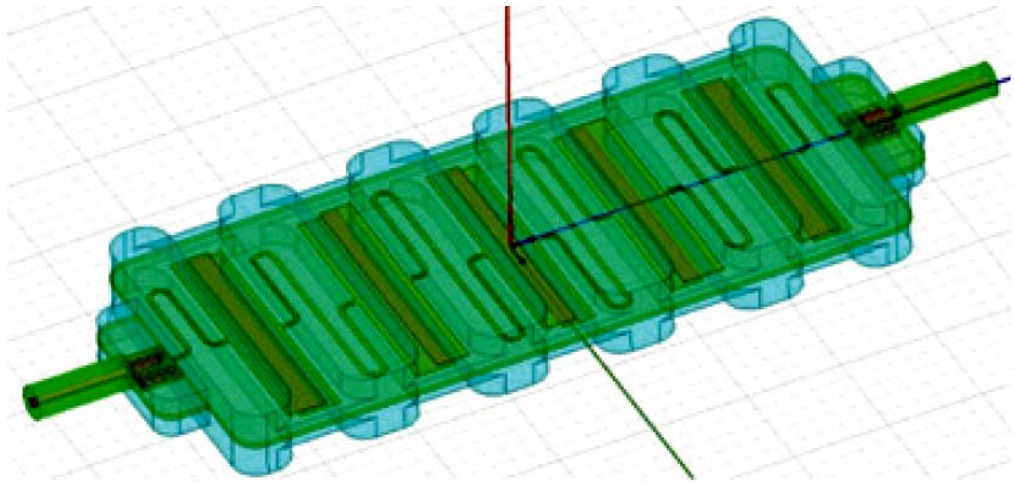


Рисунок 1.48 – Расчетная модель для электромагнитного моделирования фильтра [172]

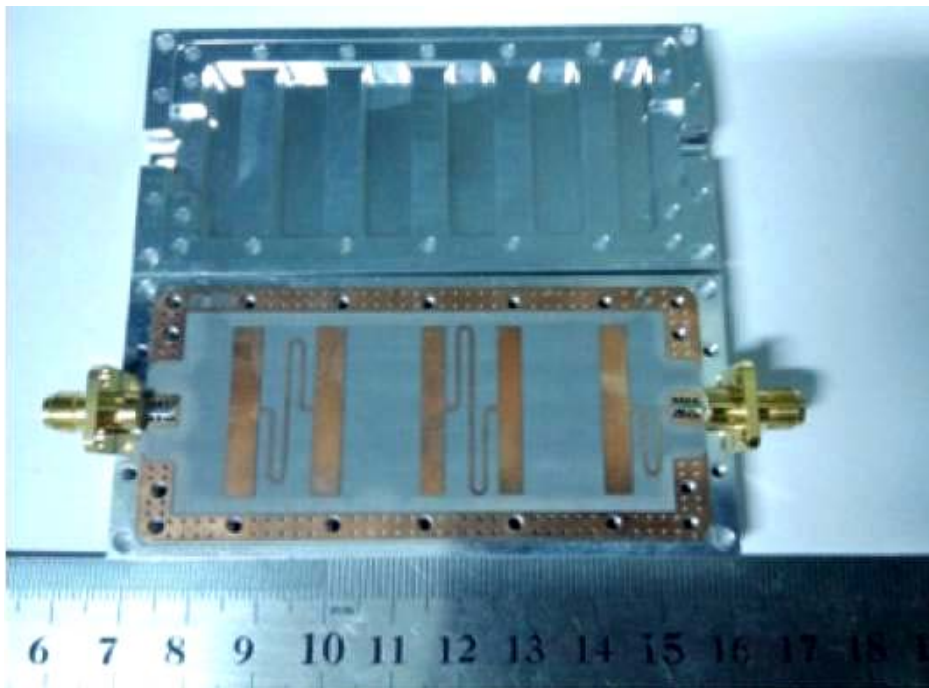


Рисунок 1.49 – Фотография фильтра с открытой полосковой платой [172]

Фильтр выполнен на подложке из материала с диэлектрической проницаемостью 2.65 и толщиной 0.508 мм. Ширина емкостных проводников равна 2.5 мм, а индуктивных проводников – 0.5 мм. Проводники располагаются внутри корпуса шириной 30 мм. Высота полостей

корпуса для емкостных проводников составляет 1 мм, а для индуктивных проводников – 3.5 мм. Размеры фильтра:  $0.25\lambda_g \times 0.12\lambda_g \times 0.04\lambda_g$ .

На рисунке 1.50 представлены АЧХ фильтра. Его измеренная полоса пропускания имеет центральную частоту 800 МГц, относительную ширину 50 % и КСВН < 1.25 при минимальных вносимых потерях 0.6 дБ. Высокочастотная полоса заграждения по уровню –50 дБ простирается до частоты 3000 МГц.

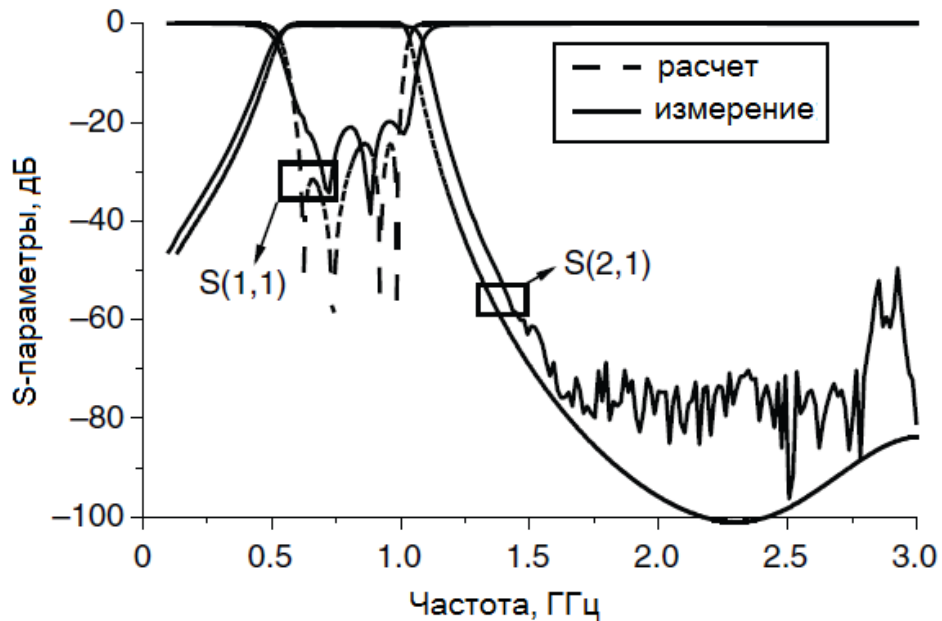


Рисунок 1.50 – АЧХ полоскового фильтра на подвешенной подложке [172]

В работах [174, 175] описан миниатюрный полосковый ППФ на подвешенной подложке, в котором каждый из резонаторов представляет собой трехпроводниковую структуру на двухслойной подвешенной подложке (рисунок 1.51).

В таком резонаторе на частоте первой моды колебаний  $f_1$  электрические токи на всех проводниках текут в одну сторону; на частоте  $f_2$  ток на внутреннем проводнике отсутствует, а токи на наружных проводниках текут в противоположные стороны; на частоте  $f_3$  токи на наружных проводниках текут в одну сторону, а ток на внутреннем проводнике течет в противоположную им сторону.

Из этого следует, что вторую моду нельзя возбудить при гальваническом подключении резонатора за внутренний проводник. Иными словами, при таком подключении ближайшая паразитная полоса пропускания будет формироваться на частоте  $f_3$ , а относительную ширину полосы заграждения фильтра будет характеризовать отношение частот  $f_3/f_1$ .

Как показали исследования, это отношение сильно зависит от многих конструктивных параметров. Так, на рисунке 1.52 показано, что с уменьшением толщины диэлектрических слоев  $h_d$  отношение  $f_3/f_1$  резко растет. Растет оно и с увеличением воздушного зазора  $h_a$  между внешними плоскостями двухслойной подложки резонатора и параллельными им экранами (при этом частота первой моды понижается). Это видно из рисунка 1.53.

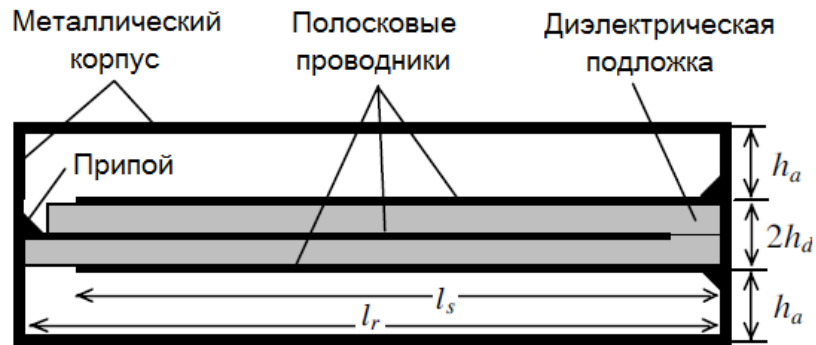


Рисунок 1.51 – Продольное сечение трехпроводникового резонатора на двухслойной подвешенной подложке [174]

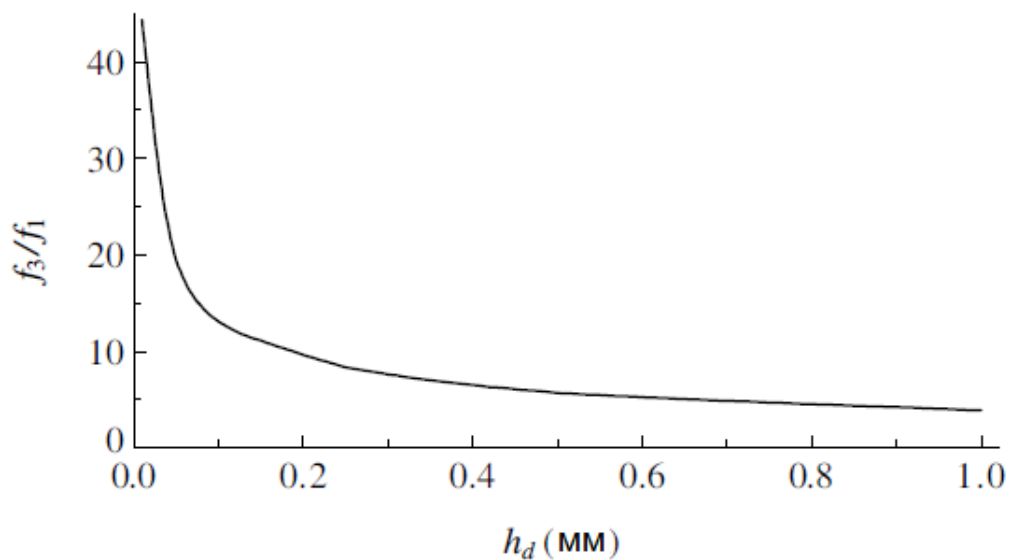


Рисунок 1.52 – Зависимость отношения частот  $f_3/f_1$  от толщины слоев диэлектрика для резонатора на двухслойной подвешенной подложке [174]

Похожими на последнюю выглядят и зависимости от ширины полусовых проводников резонатора  $w$  и от диэлектрической проницаемости  $\epsilon_r$  – рисунки 1.53 и 1.54.

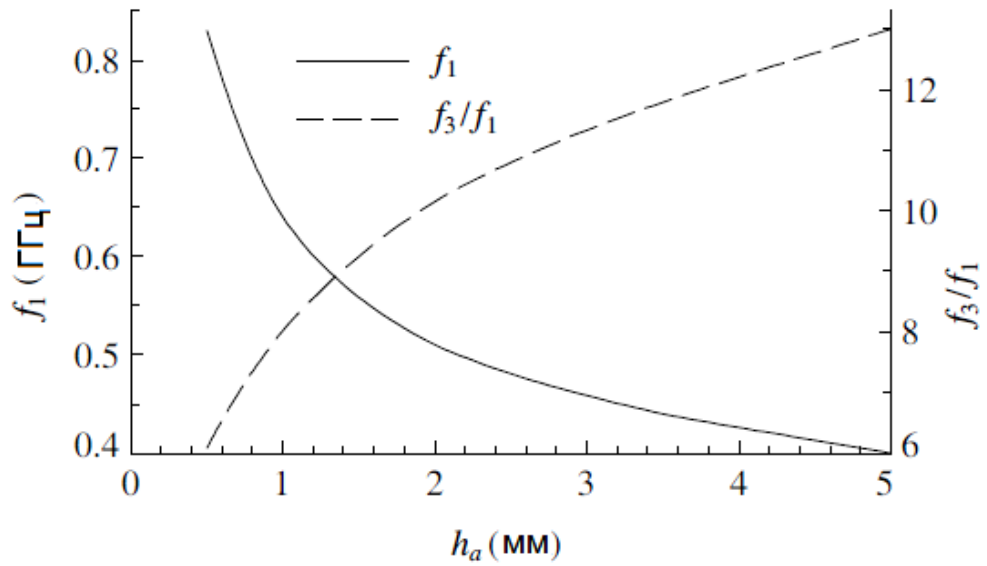


Рисунок 1.52 – Зависимости частоты первой моды и отношения частот  $f_3/f_1$  для трехпроводникового резонатора от величины воздушного зазора [174]

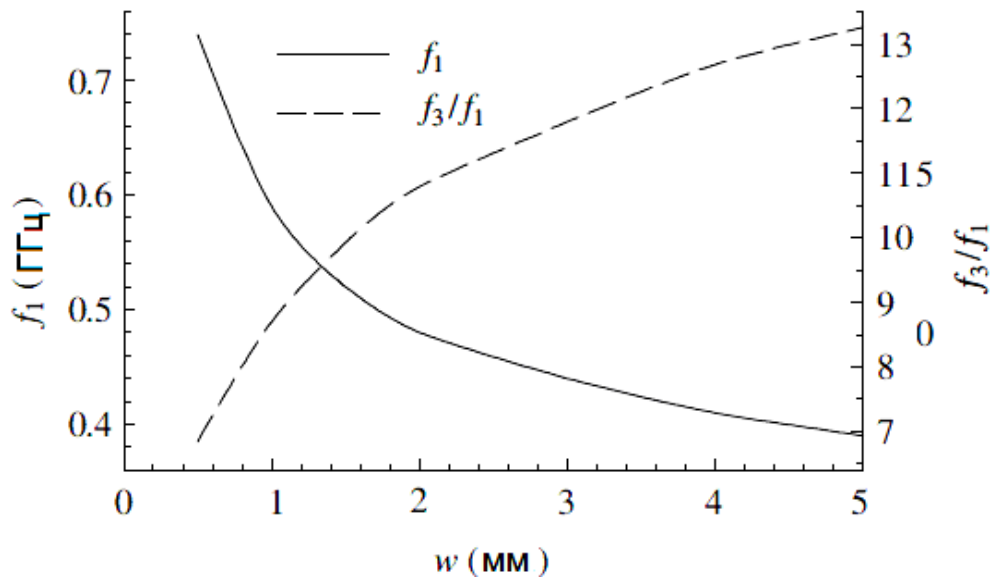


Рисунок 1.53 – Зависимости частоты первой моды и отношения частот  $f_3/f_1$  для трехпроводникового резонатора от ширины полоскового проводника [174]

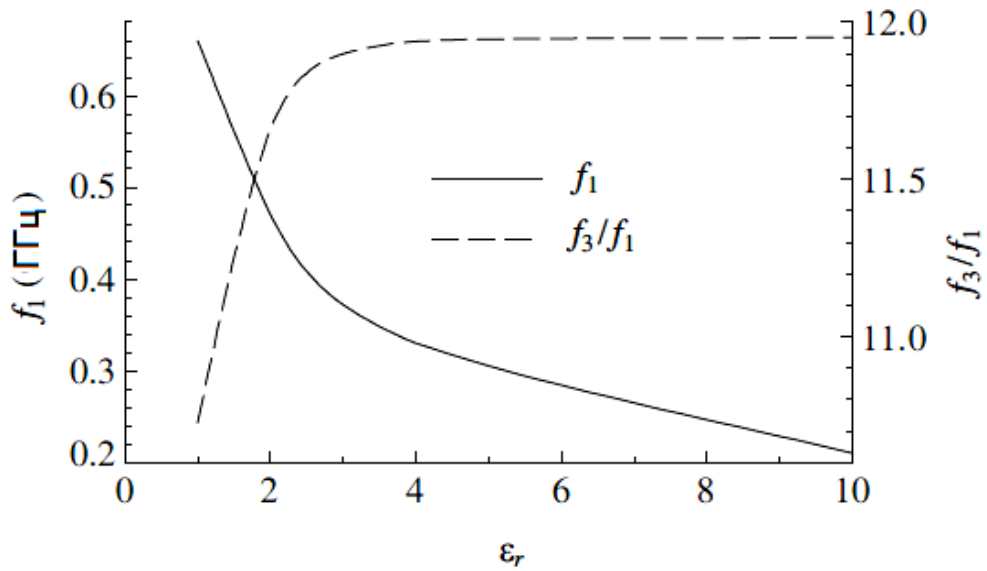


Рисунок 1.54 – Зависимости частоты первой моды и отношения частот  $f_3/f_1$  резонатора от диэлектрической проницаемости подложки [174]

Аналогично (рисунок 1.55) выглядит и зависимость от отношения длин проводника и всего резонатора  $l_s/l_r$ , однако в области больших перекрытий ( $\sim 90\%$ ) наблюдается максимум  $f_3/f_1$ .

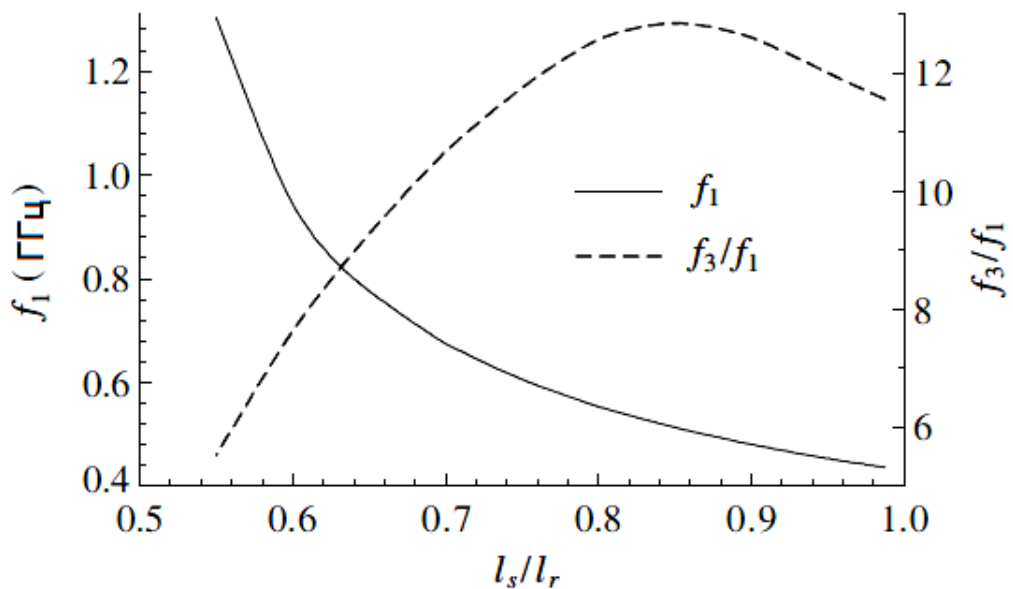


Рисунок 1.55 – Зависимости частоты первой моды и отношения частот  $f_3/f_1$  для встречно-штыревого резонатора от отношения длин  $l_s/l_r$  [174]

На рисунке 1.56 изображена конструкция полоскового ППФ шестого порядка на основе данного резонатора, а на рисунке 1.57 – фотография его макета. Входной и выходной резонаторы фильтра гальванически подключены за внутренний проводник к портам фильтра.

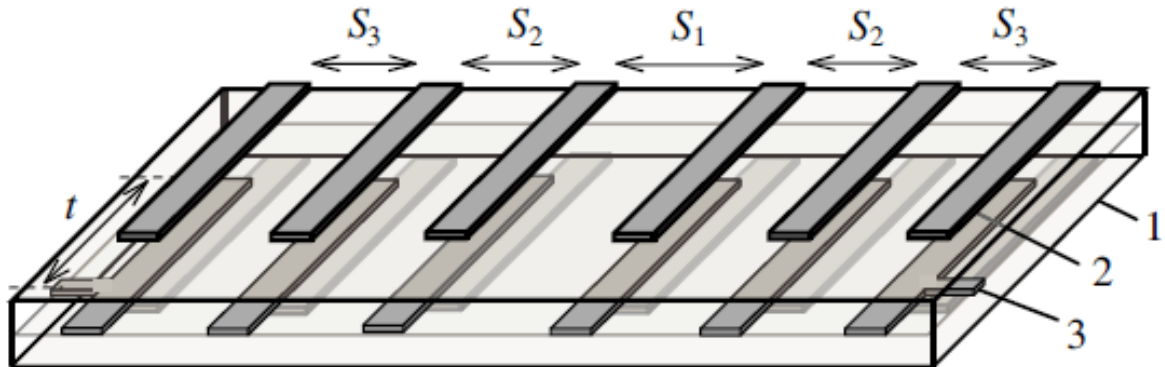


Рисунок 1.56 – Конструкция фильтра шестого порядка на трехпроводниковых резонаторах [174]

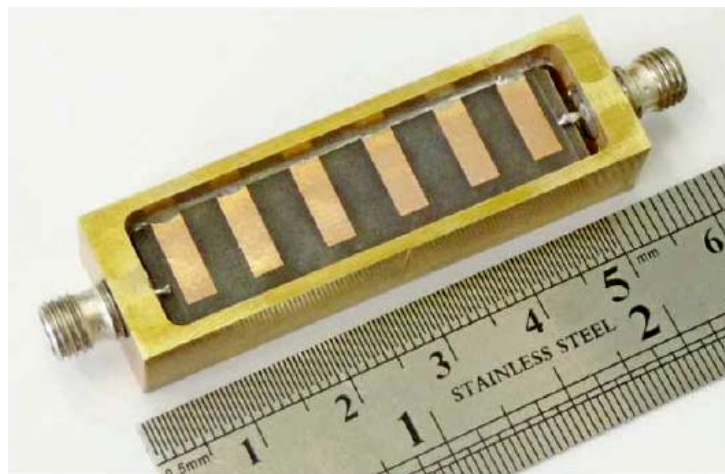


Рисунок 1.57 – Фотография макета фильтра шестого порядка на трехпроводниковых резонаторах [174]

Фильтр выполнен на двухслойной подложке из материала RT/Duroid 5880 с относительной диэлектрической проницаемостью 2.2 и толщиной слоев 0.127 мм. Размеры подложки  $12 \times 45.5 \text{ мм}^2$ . Величина воздушных зазоров между подложкой и крышкой корпуса составляет 3.5 мм. Ширина и длина полосковых проводников резонаторов составляют 3 мм и 9 мм соответственно. Полная длина резонаторов равна 12 мм, то есть  $0.059\lambda_g$ .

На рисунке 1.58 представлены АЧХ этого фильтра. Измеренная по уровню 3 дБ полоса пропускания фильтра имеет центральную частоту 1010 МГц, относительную ширину 11 %, ми-

нимальные потери 1.4 дБ и КСВН < 1.7. Полоса заграждения по уровню –100 дБ простирается до частоты 10.5 ГГц, а по уровню –85 дБ – до 12 ГГц.

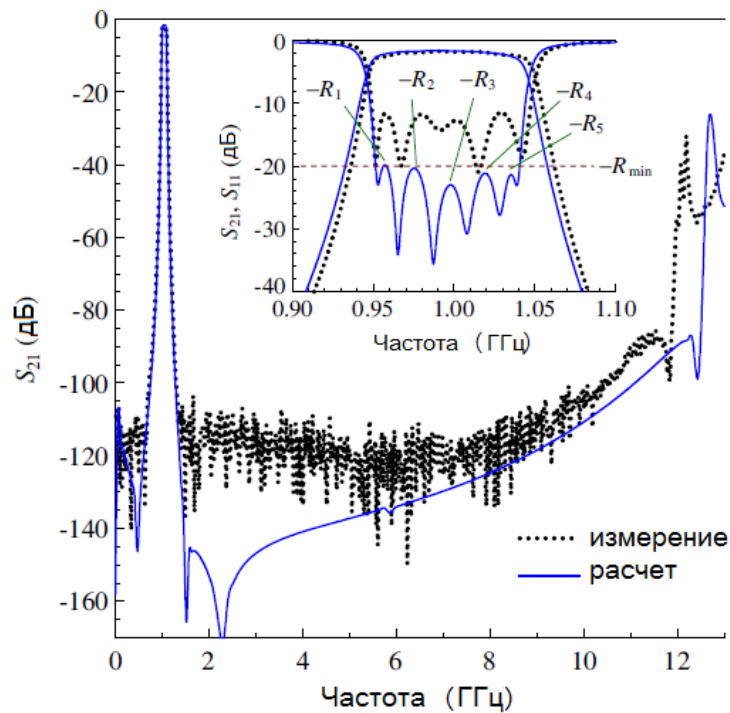


Рисунок 1.58 – АЧХ изготовленного фильтра шестого порядка на трехпроводниковых резонаторах [174]

Конструкция фильтра пятого порядка на аналогичных резонаторах показана на рисунке 1.59, а фотография его макета изображена на рисунке 1.60.

Фильтр изготовлен на двухслойной подложке из материала RT/Duroid 5880 с относительной диэлектрической проницаемостью 2.2 и с толщиной слоев 0.127 мм. Размеры подложки  $11 \times 38 \text{ мм}^2$ . Величина воздушных зазоров между подложкой и крышкой составляет 3.5 мм. Ширина и длина полосковых проводников резонаторов составляют 3 мм и 9 мм соответственно. Полная длина резонаторов равна 12 мм, то есть  $0.059\lambda_g$ .

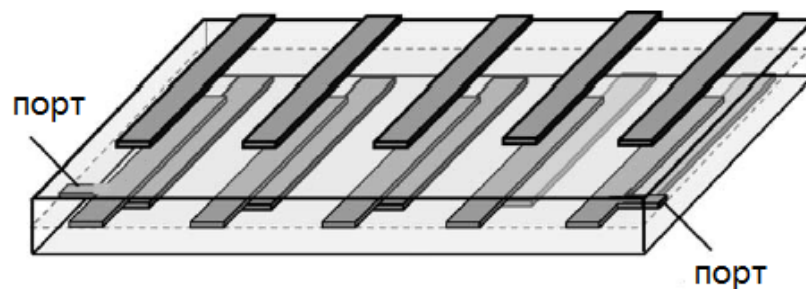


Рисунок 1.59 – Конструкция фильтра пятого порядка на трехпроводниковых резонаторах [175]



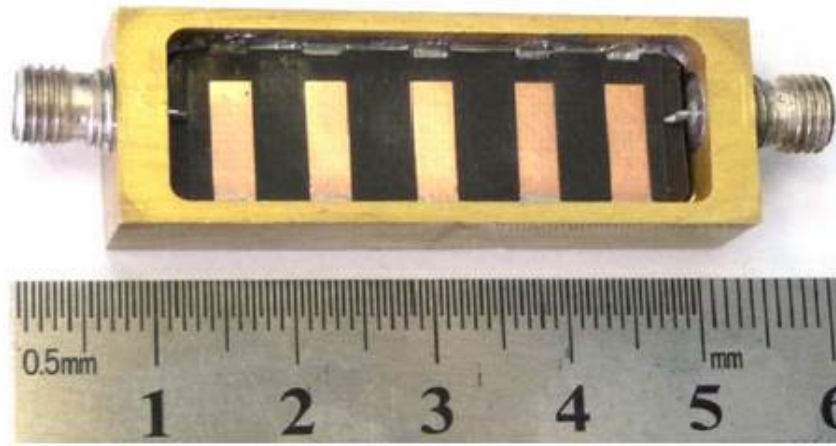


Рисунок 1.60 – Фотография изготовленного фильтра пятого порядка на трехпроводниковых резонаторах [175]

На рисунке 1.61 представлена АЧХ этого фильтра. Измеренная по уровню  $-3$  дБ полоса пропускания имеет центральную частоту  $1000$  МГц, относительную ширину  $10\%$ , минимальные вносимые потери  $1.3$  дБ и КСВН  $< 1.7$ . Полоса заграждения по уровню  $-100$  дБ простирается до  $10$  ГГц.

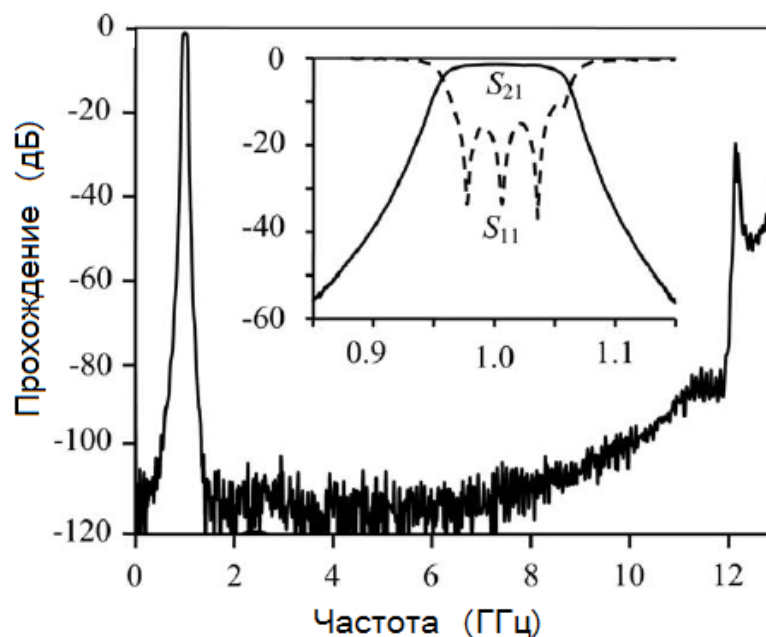


Рисунок 1.61 – АЧХ изготовленного фильтра пятого порядка на трехпроводниковых резонаторах [175]

В статье [183] описан МПФ четвертого порядка на основе нерегулярных полуволновых резонаторов с прямоугольными изгибами, в котором области связи каждой пары смежных ре-



зонаторов оптимизированы таким образом, чтобы увеличить ширину высокочастотной полосы подавления и создать дополнительные нули прохождения.

Стоит отметить, что в данной конструкции нули прохождения формируются как участками связанных линий, так и разомкнутыми шлейфами. На рисунке 1.62 показана секция связанных линий с разомкнутым шлейфом. Там же приведены рассчитанные для нее зависимости частот первых трех нулей прохождения от длины области связи  $L$  для шести значений длины шлейфа  $L_1$ . Расчет выполнен для подложки из материала с диэлектрической проницаемостью 2.55 и толщиной 0.8 мм; проводники имеют ширину 0.5 мм и зазор 0.3 мм. Видно, что параметрами  $L$  и  $L_1$  можно независимо контролировать сразу два нуля прохождения.

На рисунке 1.63 изображена топология полосковых проводников, а также фотография макета фильтра четвертого порядка.

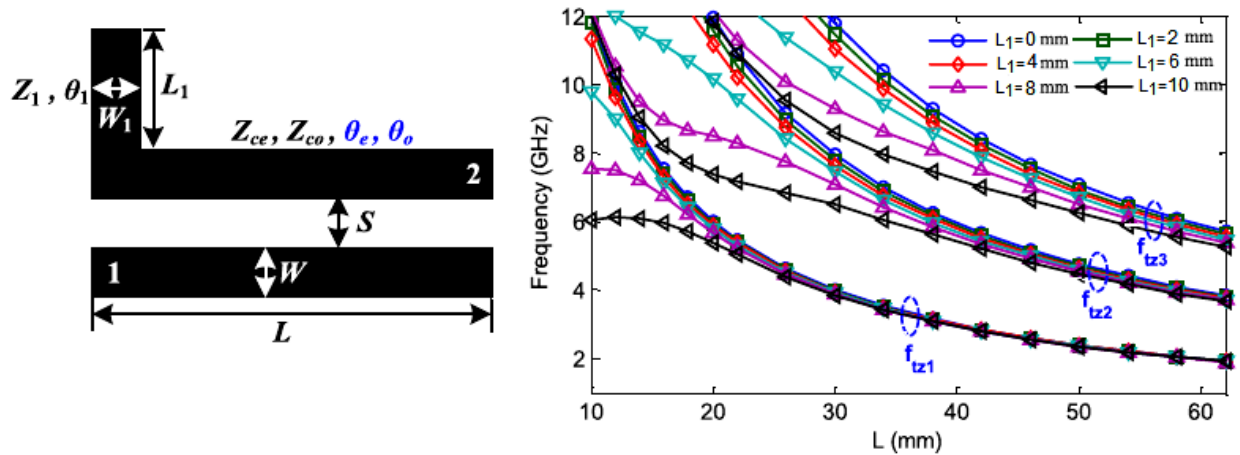


Рисунок 1.62 – Секция связанных линий с разомкнутым шлейфом и зависимости частот нулей прохождения ( $f_{tzn}$ ) от длины области связи  $L$  [183]

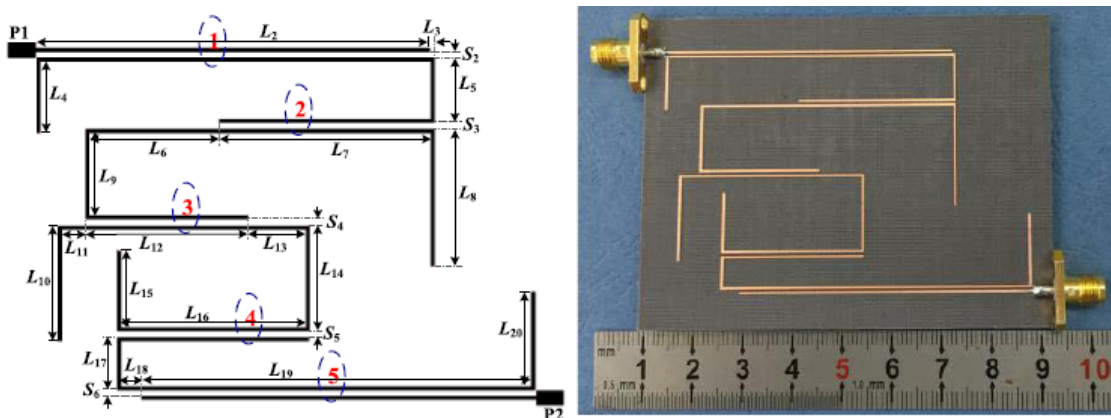


Рисунок 1.63 – Топология полосковых проводников и фотография макета фильтра [183]

Фильтр имеет размеры  $82 \times 50 \text{ мм}^2$ , то есть  $0.40\lambda_g \times 0.24\lambda_g$ . В качестве подложки использовался материал с диэлектрической проницаемостью 2.55 и толщиной 0.8 мм. Ширина проводников резонаторов равна 0.5 мм.

На рисунке 1.64 представлена АЧХ этого фильтра. Его полоса пропускания имеет центральную частоту 1000 МГц, относительную ширину 10 %, минимальные потери 1.95 дБ и КСВН  $< 1.3$ . Полоса заграждения по уровню  $-30 \text{ дБ}$  простирается до 8900 МГц, а по уровню  $-40 \text{ дБ}$  – до 6800 МГц.

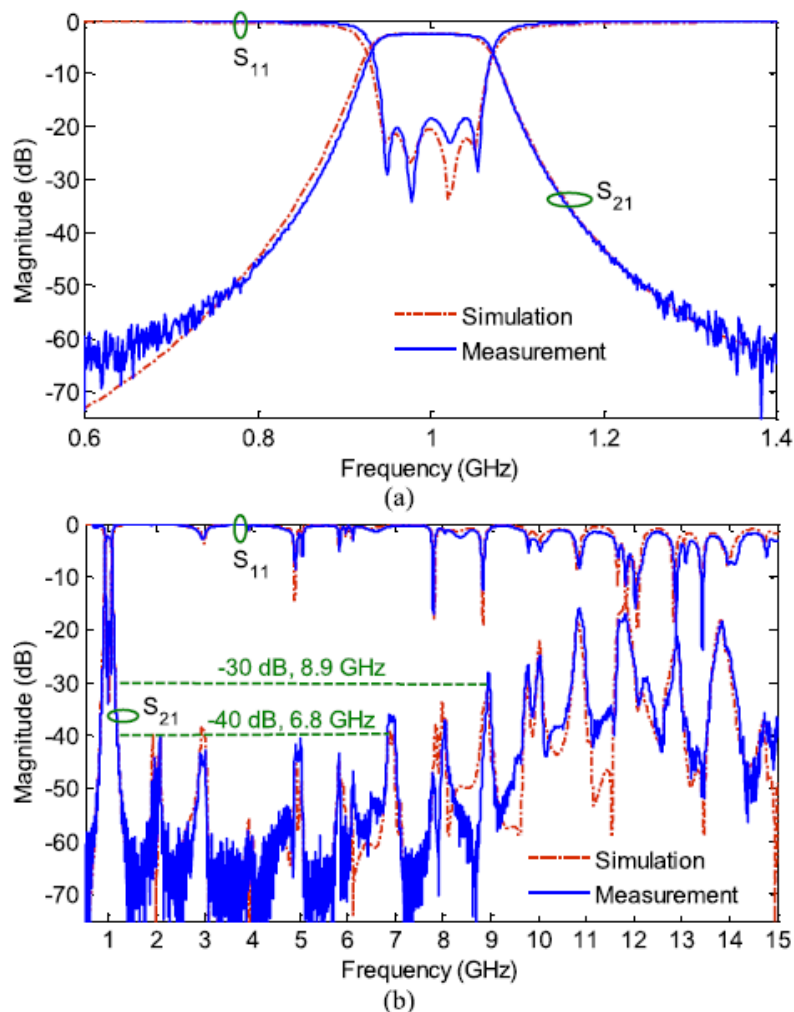


Рисунок 1.64 – АЧХ фильтра четвертого порядка на основе нерегулярных полуволновых резонаторов с прямоугольными изгибами [183]

## 1.9 Методы согласования ППФ с общим входом в составе диплексеров

Актуальность разработки новых конструкций мультиплексеров и диплексеров вызвана необходимостью отказываться от большого количества антенн в составе систем связи. В этом случае на выходе с приемо-передающей антенны должно стоять устройство, объединяющее

сигналы с разных каналов системы в один общий порт. В простейшем случае, когда система состоит только из каналов приема и передачи данных (система спутниковой связи), или использует только две частоты на прием или передачу (радионавигационные системы по сигналам ГНСС), в системе применяются простейшие виды мультиплексеров – диплексеры. В более сложных системах связи, к примеру, мобильных системах сотовой связи пятого поколения, применяются мультиплексеры с числом каналов до 8, так как прием и передача данных ведется одновременно на нескольких частотах.

В литературе при рассмотрении вопросов новых конструкций диплексеров и мультиплексеров акцент делается на вопросах повышения миниатюрности и селективности каналов, в то время как вопросу создания новых типов цепей согласования (СЦ) фактически не уделяется внимания. И если в случае диплексеров, основанных на применении ПАВ и ОАВ фильтров в качестве каналов, применение примитивных согласующих цепей вполне допустимо, так как сами каналы обладают уникальной миниатюрностью, и даже если согласующая цепь будет занимать большую часть площади подложки, он все равно останется сверхминиатюрным, то в диплексерах на основе планарных электродинамических резонаторов конструкция СЦ, занимающая половину и более площади устройства, нежелательна с точки зрения миниатюрности устройства.

Рассмотрим три согласующие цепи, наиболее часто используемые при проектировании диплексеров.

Наибольшее распространение при согласовании каналов диплексеров с общим входом получило Т-разветвление, которое в литературе иногда встречается под названием Y-разветвления. Оно представляет собой 50-омную линию передач, которая идет от общего порта устройства и, разделяясь на два 50-Омных отрезка, подключается каждым из них кондуктивно к резонаторам каналов диплексера. При этом электрическая длина отрезка, питающего низкочастотный канал, должна быть равна четверти длины волны на центральной частоте высокочастотного канала, а электрическая длина отрезка, питающего высокочастотный канал, должна быть равной четверти длины волны на центральной частоте низкочастотного канала.

На рисунке 1.65 представлены топологии проводников диплексеров, в которых применяется самый простой вид Т-разветвления. Первый диплексер (рисунок 1.65 (а)) выполнен на подложке с  $\epsilon_r=10,2$  и имеет размеры около  $30 \times 40$  мм<sup>2</sup>. Второй диплексер (рисунок 1.65 (б)) выполнен на подложке с  $\epsilon_r=2,2$  и имеет размеры  $32 \times 62$  мм<sup>2</sup>.

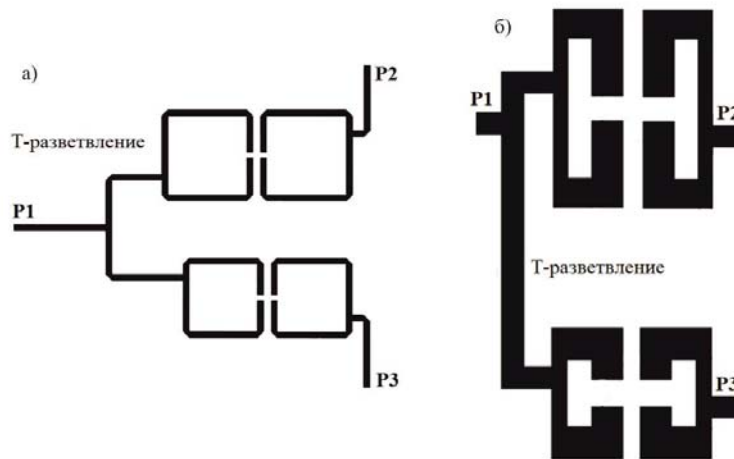


Рисунок 1.65 – Диплексеры с согласующей цепью в виде Т-разветвления [196, 197]

Если вышеобозначенное условие выполняется, то развязка между каналами достигает максимального значения. Наглядно это можно увидеть при электродинамическом моделировании, если рассмотреть распределение высокочастотного тока в проводниках на частотах, соответствующих рабочим частотам каналов, как показано на рисунке ниже. Красный цвет в ячейке соответствует максимальной амплитуде СВЧ-тока, а синий – минимальной. На рисунке 1.66 (а) видно, что сигнал на частоте НЧ-канала (1570 МГц) распространяется по низкочастотному крылу и приводит к возбуждению НЧ-канала, но при этом практически не распространяется по высокочастотному крылу, и практически не возбуждает колебания в резонаторах ВЧ-канала. Одновременно с этим, на частоте ВЧ-канала (2400 МГц, рисунок 1.65 (б)), наблюдается обратная картина, когда волна распространяется в высокочастотном (длинном) плече, возбуждая колебания в резонаторах, но при этом практически отсутствует возбуждение в НЧ-канале.

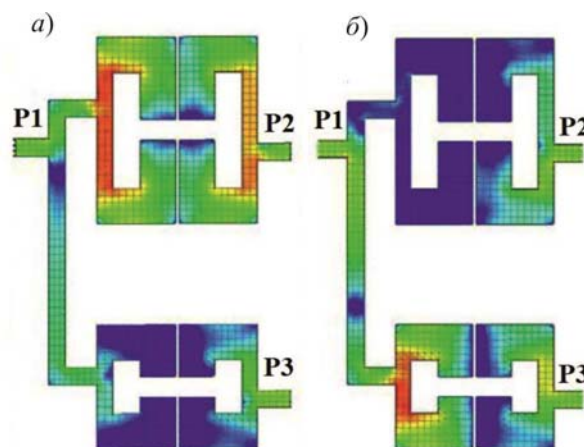


Рисунок 1.66 – Распределение амплитуды высокочастотного тока на частоте НЧ- (а) и ВЧ- (б) каналов в диплексе, согласованном с помощью Т-разветвления [197]

Несмотря на очевидное достоинство рассмотренной согласующей цепи – независимость настройки каналов устройств — у данного типа согласующей цепи есть несколько серьезных недостатков. Так, все отрезки Т-разветвления должны иметь волновое сопротивление 50 Ом, что делает ее применение на подложках с высокой диэлектрической проницаемостью ( $\geq 40$ ) практически невозможным. Соответственно, применение подложек с низкой диэлектрической проницаемостью будет приводить к значительному росту размеров согласующей цепи, и согласно данным, полученным на основе анализа литературы, это может приводить к тому, что цепь будет занимать до половины площади топологии [200, 201, 202, 203]. Как уже было сказано, с точки зрения миниатюризации конструкций, такая ситуация недопустима, поэтому разработчики вынуждены сворачивать или изгибать линию. Например, авторы работ [204–206] для уменьшения размеров цепи согласования частично ее свернули в меандр. Такое решение негативно сказывается на качестве согласования каналов диплексера, так как приводит к изменению волнового сопротивления линии. Наиболее сильно эта проблема проявляется в метровом и части дециметрового диапазонов длин волн (менее 1000 МГц) по причине низкой диэлектрической проницаемости подложки. В этом случае размеры четвертьволновых линий превышают приемлемые для миниатюрных устройств размеры.

Второй проблемой, негативно сказывающейся на характеристиках диплексеров, являются паразитные резонансы, возбуждающиеся в четвертьволновых отрезках в субструктуре СЦ/первый резонатор канала. Наличие этих резонансов усложняет процесс синтеза диплексера, а кроме того, ухудшает характеристики полосы заграждения устройства. Частоты этих резонансов [196, 198, 199] находятся довольно близко к склонам полос пропускания, лишая, таким образом, устройство полноценных полос заграждения.

Для улучшения характеристик диплексеров, в которых используется Т-разветвление, применяются некоторые приемы, которые в той или иной степени компенсируют недостатки этого подхода. Так, например, в работе [207] авторы используют дополнительные согласующие шлейфы на ветвях общего проводника (рисунок 1.67(а)). Такое решение должно позволить при изменении длины подстроечных элементов, а также места их подключения, добиться более тонкой подстройки характеристик диплексера и достичь требуемых характеристик.

Как можно заметить из АЧХ такого диплексера (рисунок 1.67(б)), в нем авторам не удалось оптимально настроить каналы. Кроме того, диплексер имеет большие вносимые потери и неравномерность в полосе пропускания. Стоит отметить, что компоновка такого диплексера выполнена довольно удачно с точки зрения миниатюрности: так, размеры составляют всего  $16 \times 10 \text{ мм}^2$ , при использовании подложки с  $\epsilon_r = 10.2$ .

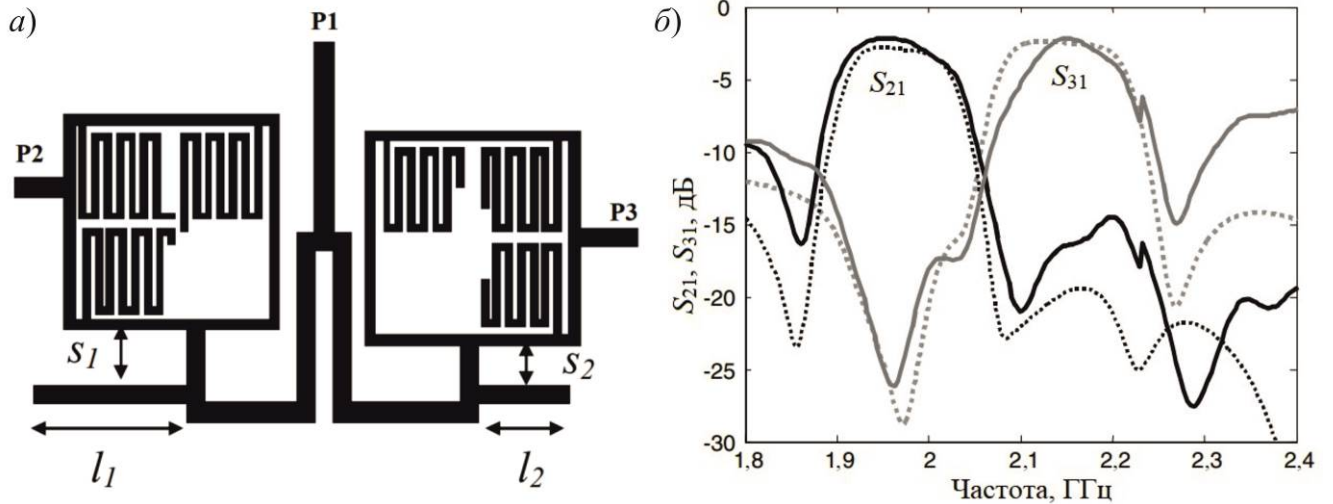


Рисунок 1.67 – Топология проводников диплексера с подстроечными шлейфами на согласующей цепи (а) и его частотные характеристики (б) [207]

В работе [208] была сделана попытка уменьшить размеры Т-образной согласующей цепи за счет применения в плечах цепи проводников со скачком волнового сопротивления. В частности, этот прием был использован в плече, соединяющем общий вход с ВЧ-каналом, что позволило повысить согласование канала.

Однако предложенные решения не позволяют кардинальным образом устранить описанные выше проблемы согласующей цепи на основе Т-образного разветвления.

Применение в качестве согласующей цепи двухмодового резонатора, взаимодействующего одновременно с первыми резонаторами обоих каналов, является еще одним примером пространственного подхода к формированию согласующей цепи. В этом способе общий резонатор настраивается так, чтобы частота его первой моды была равна центральной частоте низкочастотного канала, а частота второй – высокочастотного. При этом необходимо ориентировать резонатор так, чтобы его связь с входными резонаторами каналов соответствовала требуемой ширине полосы пропускания.

Для примера на рисунке 1.68 приведены топологии проводников двух диплексеров, выполненных на подложках с низкой диэлектрической проницаемостью:  $\epsilon_r = 3.38$  площадью  $34 \times 55 \text{ мм}^2$  [209] и  $\epsilon_r = 2.2$  площадью  $35 \times 30 \text{ мм}^2$  [210].

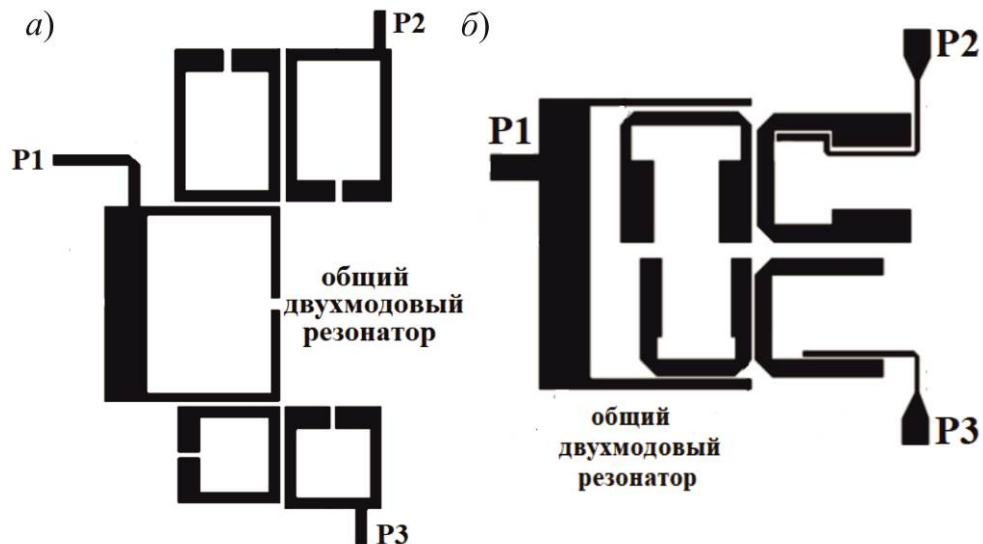


Рисунок 1.68 – Топологии проводников микрополосковых диплексеров с двухмодовым резонатором в качестве согласующей цепи [209, 210]

Аналогичный способ может быть использован и при разработке триплексеров, когда фильтры каналов связаны общим трехмодовым резонатором [211]. В работе [212] общий двухмодовый резонатор применяется в диплексере с перестраиваемыми полосами пропускания.

В литературе представлены случаи, когда двухмодовый резонатор, являющийся согласующей цепью, имеет не гальваническую связь со входом устройства, а связан с ним через нерезонансный отрезок линии передач [213, 214]. Это позволяет отнести данные конструкции одновременно к двум типам согласующих цепей. Однако подобное решение приводит к увеличению размеров устройств, что лишает такую СЦ основного преимущества.

Отдельно следует отметить диплексер [215, 216], в котором согласующая цепь и резонаторы в каналах являются двухмодовыми на рисунок 1.69. Как видно из рисунка, в каналах диплексера имеется по одному резонатору, в то время как АЧХ обратных потерь свидетельствует о том, что полосы пропускания каналов сформированы тремя резонансами каждая. Таким образом, фильтры каналов имеют порядок 3, притом, что в них по одному резонатору. Как было отмечено ранее, включение резонансов СЦ в формирование полосы пропускания устройств повышает порядок канала, увеличивая его селективность, поэтому для достижения требуемой селективности при использовании данного типа СЦ в канале может быть использовано меньшее количество резонаторов. Пример такого диплексера представлен на рисунке 1.69 [215]. Такой подход к проектированию устройств, с одной стороны, позволяет уменьшить их размеры, а также снизить вносимые потери в полосе пропускания. Но, с другой стороны, как показывает

практика, подобные устройства сложны как на этапе синтезирования конструкции, так и при ее изготовлении.

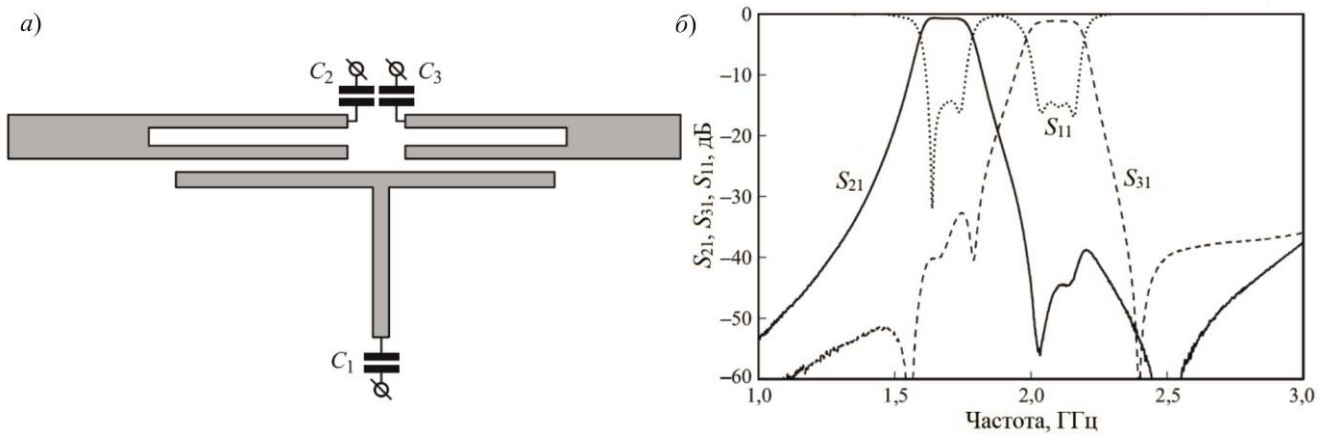


Рисунок 1.69 – Топология проводников микрополоскового диплексера с двухмодовыми резонаторами в фильтрах каналов и с двухмодовым резонатором в качестве согласующей цепи (а) и его АЧХ (б) [215]

Кроме того, согласующая цепь в виде двухмодового резонатора трудно реализуема в диплексерах со смежными каналами. Это связано с тем, что очень сложно разработать конструкцию резонатора, у которого две ближайшие моды колебаний находятся близко друг к другу. Однако в редких случаях можно приблизиться к искомому результату [215, 217–219]. К примеру, в работе [217] был использован Т-образный двухмодовый резонатор, состоящий из трех секций (рисунок 1.70(а)). В нем можно регулировать частотное соотношение первой и второй моды вплоть до 1. Каждая секция такого двухмодового резонатора может регулироваться по ширине и длине, тем самым давая возможность выбрать оптимальное частотное соотношение первой и второй моды. Однако получить такой результат удалось за счет увеличения размеров. На рисунке 1.70(б) показана АЧХ диплексера, каналы которого значительно сближены.



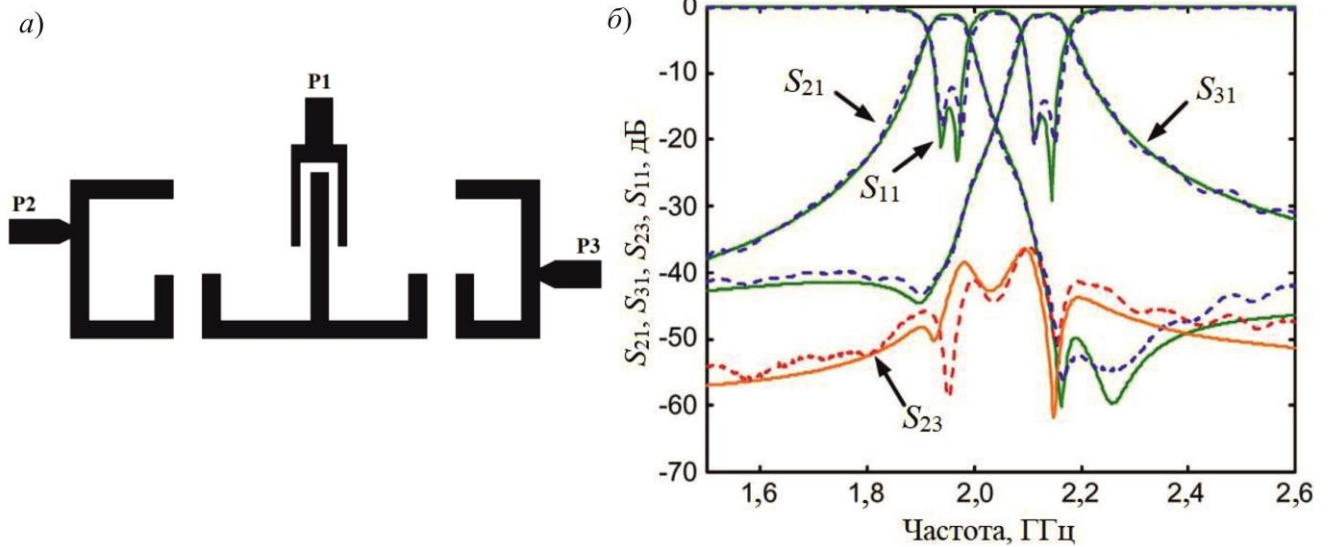


Рисунок 1.70 – Топология проводников диплексера с Т-образным двухмодовым резонатором (а) в качестве согласующей цепи и его АЧХ (б) [217]

В работе [220] для согласования каналов в диплексере и триплексере авторы используют короткозамкнутый резонатор, форму которого можно увидеть из топологии проводников диплексера, представленного на рисунке 1.70. Главная его особенность заключается в том, что первые две моды также лежат достаточно близко друг к другу, что дает возможность создания на его основе диплексера со смежными каналами. Недостатком применения такого резонатора в качестве согласующей цепи является сложность тонкой настройки и регулировки диплексера, что приводит к большим сложностям при массовом производстве. Также стоит отметить, что цепь согласования все же занимает довольно большую часть подложки, хоть такой резонатор и относится к компактным.

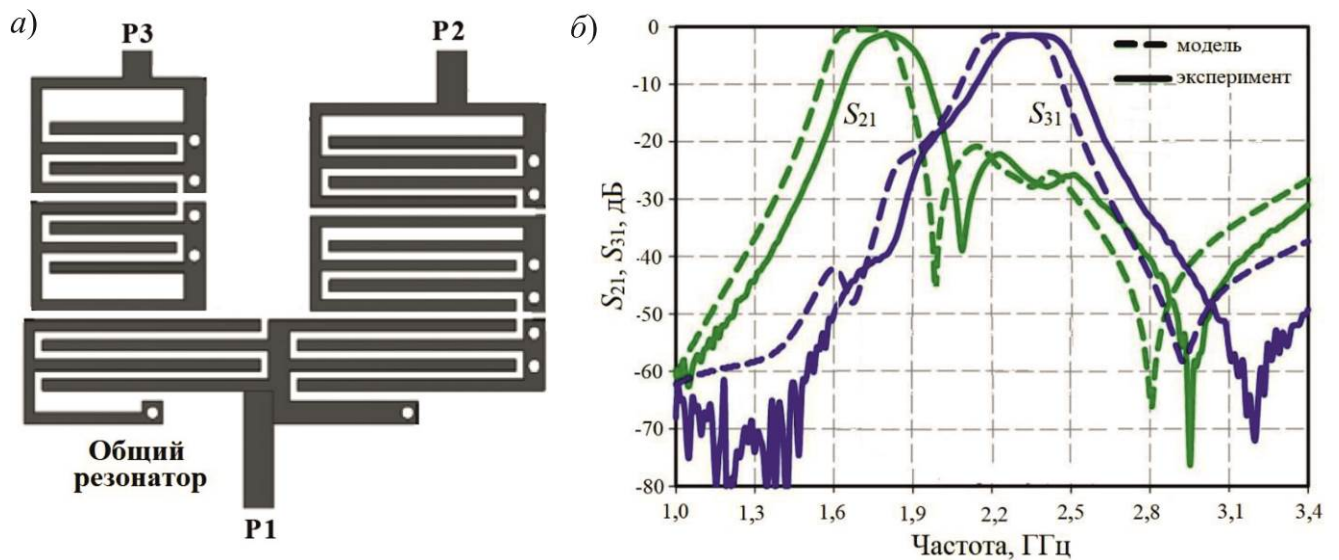


Рисунок 1.71 – Топология проводников диплексера с Т-образным двухмодовым резонатором (а) и его АЧХ (б) [220]

Кроме описанных выше недостатков при использовании двухмодовых резонаторов в качестве согласующей цепи возникает проблема одновременного оптимального согласования цепи с входными резонаторами каналов. Связано это с различием в распределении амплитуд токов и напряжения на частотах первой и второй мод колебаний. Это приводит к тому, что положение оптимальных точек подключения для каналов не будет совпадать, что не позволит одновременно согласовать оба канала на низкий уровень обратных потерь ( $R \leq -14$  дБ или КСВН  $\leq 1.5$ ). Это приводит к тому, что с применением данного типа согласующей цепи крайне сложно синтезировать диплексеры с относительной шириной рабочих полос пропускания более 10 %.

Следует отметить, что общий резонатор участвует в формировании полос пропускания каналов, и, казалось бы, такой прием должен дать значительный выигрыш в размерах устройства. Однако на практике этот выигрыш не очень велик, т.к. общий резонатор по размерам почти равен удвоенному размеру обычного резонатора, рис. 1.68(а).

В последнее время в литературе все чаще встречаются диплексеры, которые имеют согласующую цепь в виде нерезонансного отрезка полосковой или микрополосковой линии. Под словом «нерезонансный» подразумевается, что собственная частота первой моды колебаний отрезка находится далеко за пределами рабочих полос пропускания. При этом в конструкции такого диплексера входной порт подключается к концу проводника СЦ, что приводит к значительному снижению ее нагруженной добротности и, как следствие, к отсутствию выраженного резонанса на АЧХ устройства. В самом простом случае [221, 222] СЦ имеет форму прямого отрезка полосковой или микрополосковой линии передач, расположенного между каналами устройства и взаимодействующего одновременно с обоими каналами на их рабочих ча-

стотах. На рисунке 1.72 показана топология проводников диплексера на основе такой согласующей цепи и его частотная характеристика. Видно, что по сравнению с фильтрами каналов сама согласующая цепь занимает лишь небольшую часть подложки. Диплексер выполнен на подложке с  $\epsilon_r = 2.2$  и имеет размеры  $45 \times 36 \text{ мм}^2$ .

В подтверждение вышесказанного можно привести распределение амплитуд высокочастотного тока на частотах обоих каналов (рисунок 1.72), где цветом показано изменение амплитуды тока резонатора на рабочей частоте его каналов.

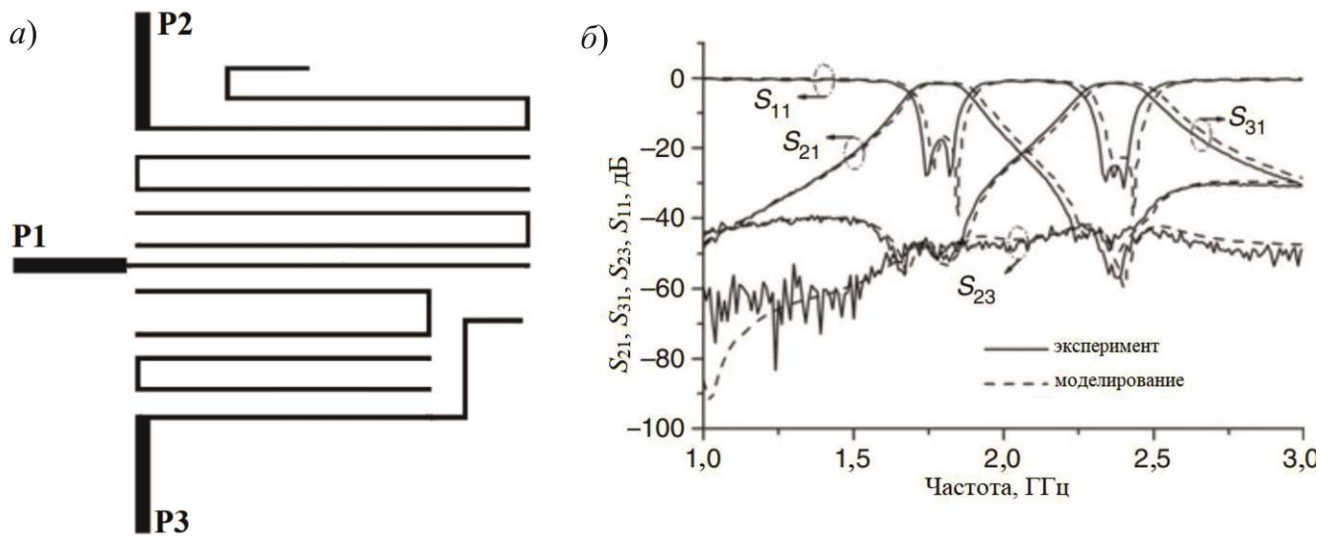


Рисунок 1.72 – Топология проводников диплексера с согласующей цепью в виде нерезонансного отрезка МПЛ (а) и его АЧХ (б) [221]

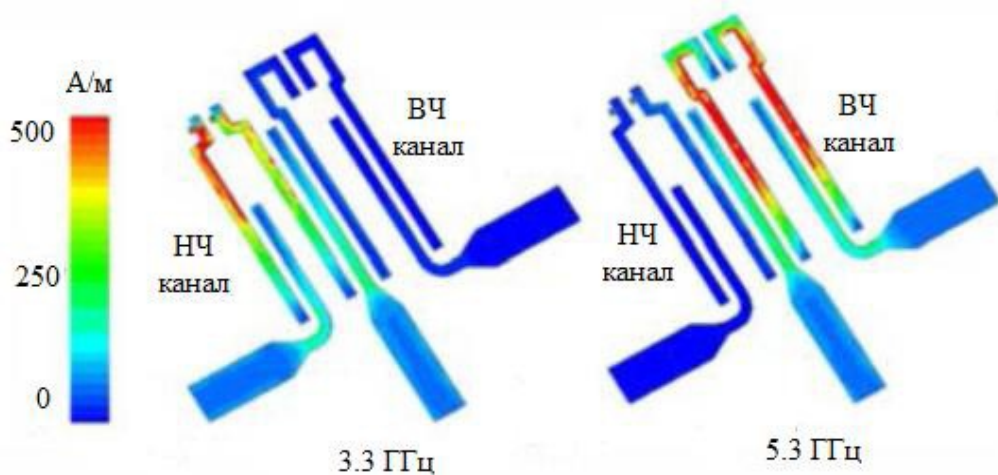


Рисунок 1.73 – Распределение амплитуд высокочастотного тока в диплексере на частотах НЧ- и ВЧ-каналов [222]

В литературе есть примеры использования данного вида согласующей цепи для создания квадруплексера, где каналы устройства связаны с общим портом через нерезонансный отрезок микрополосковой линии, который по размерам значительно уступает размерам каналов устройств [223].

Применимость данного подхода была подтверждена и для конструкций на основе полосковых резонаторов, в частности, для конструкций диплексеров на подвешенной подложке [224], где согласующая цепь так же была выполнена в виде отрезка полосковой линии. А в работе [225] используется двухпроводниковый полосковый отрезок линии, который позволил согласовать достаточно широкие каналы диплексера сантиметрового диапазона длин волн (33 % для низкочастотного и 25 % для высокочастотного канала). Другими словами, при таком подключении связь общего порта с каналами оказалась достаточно сильной для создания диплексера с широкими полосами пропускания каналов.

Геометрия согласующего проводника может отличаться от обычной регулярной [226]. В работе [227] проводник имеет скачки волнового сопротивления для усиления связи с каналами, а в работе [228] согласующий проводник для этой же цели имеет расщепление на конце. Однако такие приемы приводят к увеличению размеров согласующего проводника.

Очевидно, что основным преимуществом данного типа согласующей цепи является ее простота и миниатюрность, в простейшем случае она имеет всего три параметра для настройки, что упрощает процесс синтеза, но одновременно с этим основным недостатком согласующей цепи в виде нерезонансного отрезка полосковой и микрополосковой линии является заметное взаимное влияние каналов друг на друга. Это означает, что в процессе настройки одного из каналов изменяются характеристики и другого. Поэтому настройка диплексера может оказаться довольно трудоемкой задачей. По этой причине авторам ряда работ [222, 229, 230, 231] не удалось добиться хорошего согласования с каналами.

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

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

В литературе встречаются также работы, где авторы используют иные способы согласования каналов диплексеров по входу, но на практике распространить этот подход для широкого диапазона частот крайне сложно.

Так, в работах [232–240] применяется СЦ в виде расщепленного проводника для создания емкостной связи с каналами устройств. На рисунке 1.74 показан пример реализации диплексера с данным видом СЦ и его АЧХ.

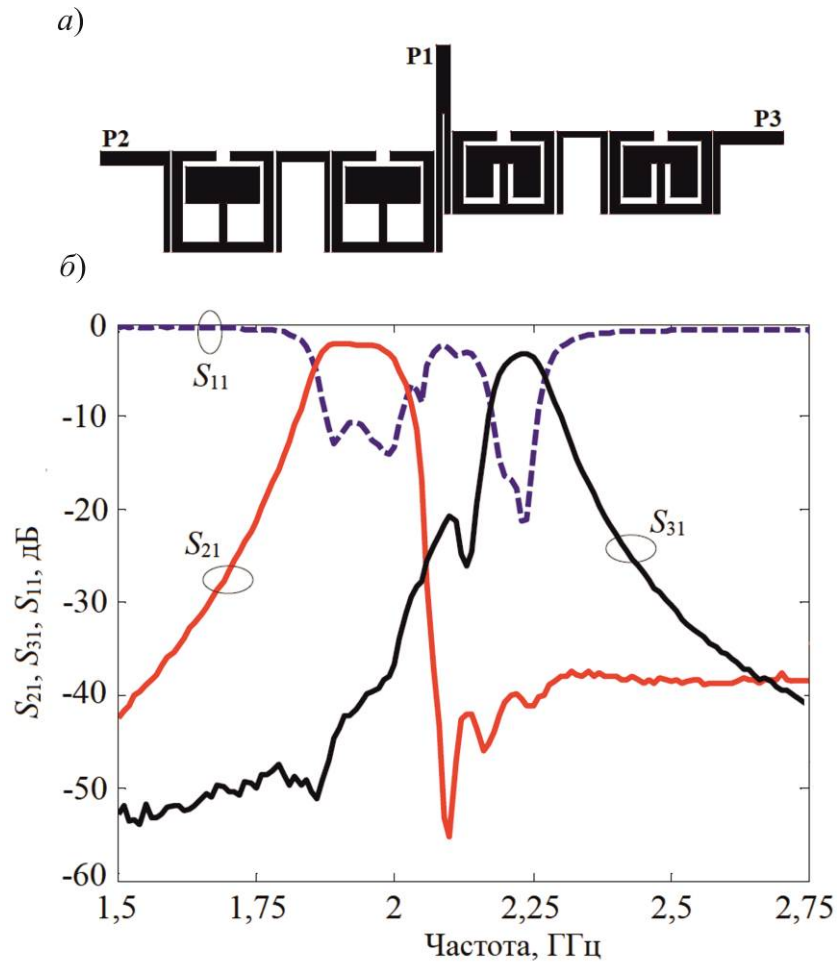


Рисунок 1.74 – Топология проводников диплексера с расщепленным согласующим проводником (а) и его частотная характеристика (б) [236]

Оригинальным способом можно назвать применение в качестве согласующей цепи и в качестве резонаторов каналов одинаковых по конструкции резонаторов, при этом резонатор, представляющий собой согласующую цепь, имеет собственную частоту, находящуюся в промежутке между частотами каналов [241-243]. На рисунке 1.75 представлена топология проводников диплексера (а) и схема связей между резонаторами (б). Цифрой 1 обозначен резонатор согласующей цепи, резонаторы 7–9 составляют фильтр НЧ-канала, а резонаторы 2–5 составляют фильтр ВЧ-канала. Сравнение АЧХ модели и изготовленного на ее основе макета приведено на рисунке 1.76. Стоит отметить, что при таком способе согласования каналы значительно влияют друг на друга. А из-за того, что согласующий проводник резонирует на ча-

стоте, близкой к частотам каналов, он сильно влияет на характеристику последних. Из характеристики диплексера, представленной ниже, видно, что настроить диплексер до приемлемых характеристик авторам работы так и не удалось. Поэтому оценить его достоинства и недостатки также не представляется возможным.

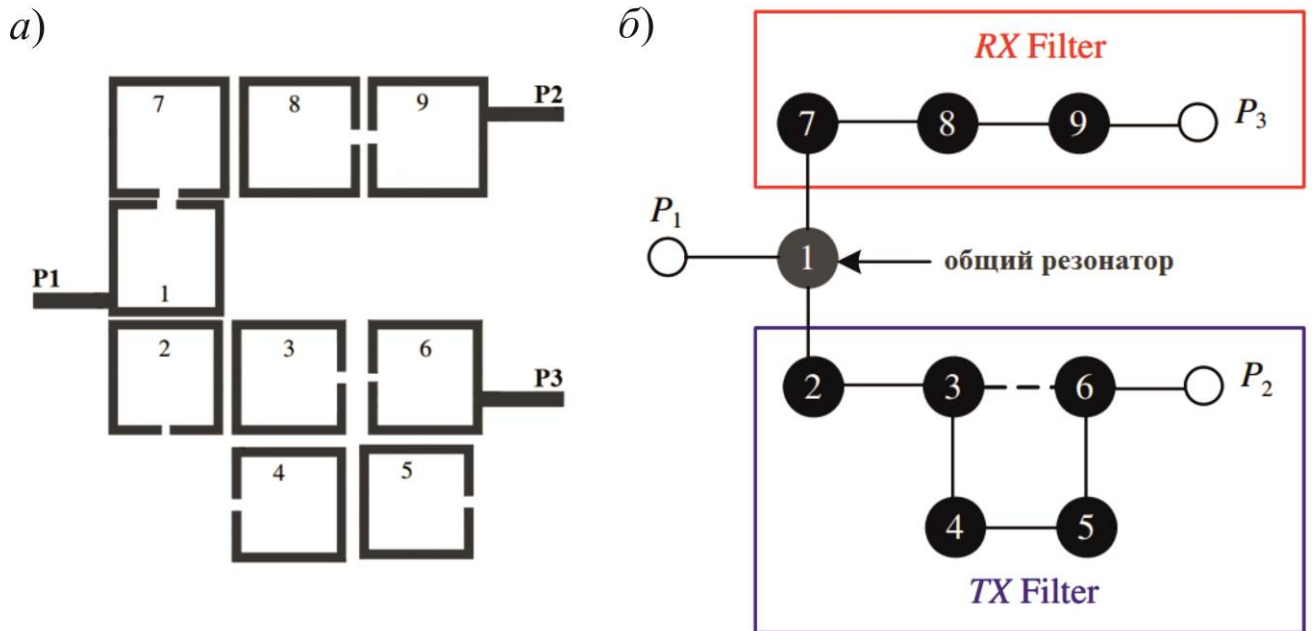


Рисунок 1.75 – Топология (а) и схема связей (б) диплексера с общим резонатором, частота которого лежит в промежутке между частотами каналов [241]

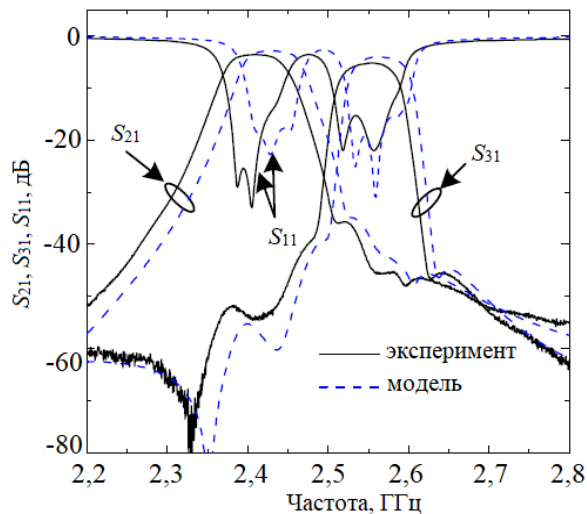


Рисунок 1.76 – АЧХ диплексера с общим резонатором в качестве СЦ [241]

В литературе встречаются диплексеры и с иными способами согласования каналов с

общим входом, но, как правило, они характеризуются низкими электрическими характеристиками и вряд ли найдут практическое применение.

## 1.10 Выводы к Главе 1

Проведенный аналитический обзор современной научно-технической, нормативной и методической литературы, посвященной вопросам разработки и создания полосно-пропускающих фильтров для метрового, дециметрового и сантиметрового диапазонов длин волн, а также диплексеров, позволил выявить большое количество конструктивных решений, которые различаются и по используемым материалам, и по физическим принципам построения. В рамках одного обзора рассмотреть в полной мере все возможные конструкции частотно-селективных устройств не представляется возможным. Тем не менее, достаточно подробно рассмотрены основные конструктивные решения, часть из которых вызвала только теоретический интерес, так и не выйдя за рамки научных статей. Вместе с тем значительное число рассмотренных конструкций демонстрируют хорошие характеристики и могут найти свое место в каталогах коммерческих компаний.

### Волноводные СВЧ-фильтры

Классические волноводные фильтры и фильтры на объемных резонаторах на частотах дециметрового и нижней части сантиметрового диапазонов длин волн имеют большие размеры и поэтому широко используются только в стационарной аппаратуре, где требование минимальных вносимых потерь в полосе пропускания имеет более важное значения, чем массогабаритные характеристики. Однако для малогабаритной мобильной аппаратуры размеры и масса являются решающими факторами и вопросы миниатюризации фильтров оказываются здесь весьма актуальными.

Как показал аналитический обзор литературы, решением проблемы миниатюризации является переход от волноводов простого прямоугольного и круглого сечения к волноводам с поперечным сечением сложной формы. Такие волноводы приобретают новые свойства за счет изменения структуры электромагнитного поля в зависимости от формы поперечного сечения. Среди данного класса следует выделить, прежде всего, гребенчатые фильтры, одним из основных достоинств которых является возможность реализации широких полос заграждения (до  $4-7f_0$ , где  $f_0$  – центральная частота рабочей полосы пропускания). Кроме того, на таких конструкциях можно реализовать фильтры с относительной шириной полосы пропускания 2-75 %.

Еще более миниатюрными являются волноводные фильтры с диэлектрическим заполнением, однако сложность их изготовления существенно выше, что и определяет их более высокую стоимость. Тем не менее, в последнее время это направление получило новое развитие в виде так называемой технологии интегрированных в подложку волноводных (Substrate

Integrated Waveguide) структур или SIW-структур. По сути, это возможность реализовать волноводные фильтры планарными технологиями, такими как LTCC или PCB. Проведенные исследования показали, что с применением этой технологии размеры волноводных фильтров можно уменьшить в несколько раз без существенного ухудшения электрических характеристик. Кроме того, такие фильтры легко интегрировать с другими компонентами электронной схемы.

### **СВЧ-фильтры на диэлектрических резонаторах**

Достаточно большое распространение в СВЧ-электронике получили полосно-пропускающие фильтры на диэлектрических резонаторах. Конструктивно они выполняются на дискретных резонаторах (обычно в форме диска или цилиндра), выстроенных в цепочку и расположенных в одном экранирующем корпусе или внутри отрезка запердельного волновода. К этой же группе фильтров можно отнести так называемые керамические фильтры на коаксиально-диэлектрических резонаторах как в дискретном, так и в интегральном исполнении.

На основе таких конструкций реализуют полосно-пропускающие фильтры в дециметровом и сантиметровом частотных диапазонах, при этом их размеры определяются в большей мере диэлектрической проницаемостью материала резонаторов. В этой связи стоит отметить, что для того, чтобы эти фильтры были конкурентоспособными с точки зрения размеров, необходимо использовать материалы с относительной диэлектрической проницаемостью существенно больше 100.

Из-за особенностей возбуждения резонаторов в этих фильтрах очень трудно реализовать полосу пропускания с относительной шириной более 10 %. Расширению полосы пропускания фильтров также препятствует и близкое к первой моде расположение более высокочастотных типов колебаний. Особенно сильно это проявляется у дисковых резонаторов с основным типом колебаний  $H_{011}$ . Более широкие полосы пропускания имеют фильтры со стержневыми ДР на основной моде  $E_{011}$ . Частота второй моды у них превышает частоту рабочей моды более чем в два раза. Кроме того, ДР этого вида имеют большее внешнее поле, чем дисковые, что позволяет реализовать более широкополосные фильтры. Последнее обстоятельство делает их очень чувствительными к внешнему окружению, поэтому ДР обычно размещаются в отрезке запердельного для рабочей области частот фильтра волновода, что в свою очередь существенно увеличивает размеры и вес всего устройства.

Еще одним следствием близкого расположения частот соседних мод колебаний ДР является наличие узких полос заграждения и сравнительно невысокие уровни подавления в них.

Главным достоинством данных конструкций фильтров является очень низкий уровень вносимых потерь в полосе пропускания, который, в первую очередь, определяется собственной добротностью ДР. Также стоит отметить легкость настройки АЧХ фильтров, а также возмож-



ность сравнительно легко создавать нули прохождения вблизи склонов полосы пропускания, увеличивая тем самым их крутизну.

### **СВЧ-фильтры на коаксиальных резонаторах**

Проведенный аналитический обзор показал, что существует достаточно большое количество конструкций полосно-пропускающих фильтров на основе коаксиальных резонаторов, из которых следует особо отметить конструкции на миниатюризованных коаксиальных резонаторах. Эти конструкции являются в настоящий момент одними из самых перспективных для создания полосно-пропускающих фильтров с высокими частотно-селективными свойствами. Фильтры на их основе имеют сравнительно высокую крутизну склонов АЧХ, очень широкую и достаточно глубокую высокочастотную полосу заграждения, а также могут работать при повышенных уровнях СВЧ-мощности благодаря большой электрической прочности. Кроме того, они значительно миниатюрнее других аналогичных конструкций на объемных резонаторах за счет малой длины, которая сильно зависит от диэлектрической проницаемости и толщины стенок диэлектрической трубки, входящей в структуру резонаторов.

Добротность такого типа резонаторов существенно больше, чем у микрополосковых, но сильно уступает и диэлектрическим, и волноводным. Тем не менее, на них можно реализовать миниатюрные полосно-пропускающие фильтры в метровом и дециметровом диапазонах длин волн со сравнительно небольшими вносимыми потерями и с шириной полосы пропускания от 1 %. О верхнем пределе относительной ширины полосы пропускания, реализуемой на данной конструкции, в существующих работах информации не обнаружено.

### **СВЧ-фильтры на поверхностных акустических волнах**

Исследования конструкций и методических подходов по созданию полосно-пропускающих фильтров на ПАВ показали, что существует техническая возможность реализовать такие устройства в диапазоне частот от 30 МГц до примерно 3000 МГц с полосами пропускания, относительная ширина которых может быть от 0.05 до 80 %. При этом крутизна склонов АЧХ вблизи полосы пропускания может быть очень высокой. Однако важно отметить сравнительно невысокий уровень подавления в полосах заграждения и невозможность обработки сигналов высокой мощности.

Достоинствами фильтров на ПАВ являются высокая температурная стабильность, высокая надежность, миниатюрность и возможность совмещения процессов их изготовления с технологиями производства различных компонентов СВЧ-электроники.

Главным недостатком фильтров на ПАВ является повышенный уровень вносимых потерь – порядка 15-30 дБ. Это связано с тем, что их преобразователи обычно обладают двунаправленным излучением и приемом ПАВ, и поэтому менее четверти отдаваемой источником

сигнала мощности достигает нагрузки. Стоит отметить также существенную неравномерность АЧХ и ГВЗ в пределах полосы пропускания.

Кроме того, на частотах выше 1000 МГц разрешающая способность обычного фотолитографического процесса не позволяет получить высокий процент выхода годных изделий, и поэтому цена таких фильтров становится неконкурентной по сравнению с другими типами.

### **СВЧ-фильтры на микрополосковых и полосковых резонаторах**

Полосно-пропускающие фильтры, построенные на полосковых и микрополосковых резонаторах, по массогабаритным характеристикам занимают промежуточное место между ПАВ-фильтрами и фильтрами на диэлектрических резонаторах. Важнейшими достоинствами таких фильтров является их высокая технологичность в производстве и возможность легкой интеграции с другими компонентами электронной схемы.

Различные конструкции таких устройств способны перекрыть достаточно широкий диапазон частот, включая высокочастотную часть метрового диапазона и дециметровый и сантиметровый диапазоны длин волн полностью. При этом можно реализовать полосы пропускания с относительной шириной от ~1 % до 100 % и даже более широкие.

Кроме того, огромное разнообразие конструктивных решений позволяет целенаправленно решать определенные задачи, например, уменьшать потери в полосе пропускания, увеличивать крутизну склонов полосы пропускания, расширять высокочастотную полосу заграждения и повышать уровень подавления в ней.

Обзор показал, что существуют конструкции, на базе которых можно одновременно решать, казалось бы, противоречивые задачи улучшения их частотно-селективных свойств и повышения миниатюрности. Большой интерес представляют миниатюрные полосковые конструкции на подвешенной многослойной подложке, подобные той, что описана в работе [174]. В ее основе лежит многопроводниковая структура.

На базе этой конструкции предложено несколько технических решений, позволяющих существенно расширить высокочастотную полосу заграждения. В работах [174, 175] на примере трехпроводникового резонатора показано, что при гальваническом подключении резонатора к внешним линиям передачи за внутренний проводник, вторая мода не возбуждается, то есть протяженность полосы заграждения будет определяться первой и третьей модами колебаний и может достигать  $11f_0$ , где  $f_0$  – это центральная частота полосы пропускания фильтра.

Таким образом, анализ опубликованных работ показал, что, во-первых, самыми миниатюрными можно считать фильтры на поверхностных акустических волнах. Во-вторых, минимальными вносимыми потерями в полосе пропускания обладают волноводные фильтры, а также фильтры на объемных и различного вида диэлектрических резонаторах. В-третьих, высокой крутизной склонов АЧХ вблизи полосы пропускания могут обладать все рассмотренные типы

фильтров, в частности за счет возможности формирования нулей прохождения вблизи полосы пропускания. В-четвертых, лучшими показателями по таким критериям, как ширина высокочастотной полосы заграждения и уровень подавления в ней, обладают фильтры на основе полосковых резонаторов, а также новых миниатюризированных коаксиальных резонаторов.

В целом по совокупности перечисленных критериев фильтры на полосковых и микрополосковых резонаторах обладают лучшими характеристиками. Для улучшения электрических характеристик полосно-пропускающих фильтров необходимо продолжать развивать конструкции двухпроводниковых и трехпроводниковых резонаторов на подвешенной подложке.

Что касается мультиплексеров и дуплексеров на основе планарных электродинамических резонаторов, в частности полосковых и микрополосковых резонаторов, обзор показал, что значительная часть представленных конструкций использует согласующую цепь в виде общего двухмодового резонатора или Т-разветвления, которые имеют ряд существенных недостатков, не позволяющих использовать их повсеместно.

Представлены примеры применения нерезонансного отрезка микрополосковой линии для согласования каналов, но предельно достижимая с ними относительная ширина полос каналов дуплексеров не превосходит 11 %, что недостаточно для современных систем связи. По этой причине требуется поиск, разработка и исследование новых конструкций дуплексеров и согласующих цепей, которые бы позволили получить рабочие полосы до 20 %, были бы простыми в синтезе, технологичными в производстве и не очень сложными в регулировке или, в идеале, вообще не требующими ее, а самое лучшее, не требовали бы ее вообще.

## ГЛАВА 2. Многослойные многопроводниковые полосковые резонаторы и способы повышения селективности фильтров на их основе

Разработка двухпроводникового полоскового резонатора (ДППР) на подвешенной подложке, который впервые был представлен в 2005 году [5], обладающего удачным сочетанием малых размеров и высокой собственной добротности, позволило создать целый ряд миниатюрных полосно-пропускающих фильтров метрового и дециметрового диапазонов длин волн. Подобные фильтры, обладающие не только высокими электрическими характеристиками, но и малыми размерами, предназначались как для проведения научных исследований, так и для серийно-производимых систем радиоэлектроники. К примеру, на рисунке 2.1 представлена фотография устройства, разработанного в ИФ СО РАН и входящего в номенклатуру АО «НПП «Радиосвязь». Это фильтр промежуточных частот (ПЧ) для систем навигации по сигналам ГНСС ГЛОНАСС/GPS, а также его амплитудно-частотная характеристика. Стоит отметить, что при центральной частоте полосы пропускания фильтра 244 МГц высокочастотная полоса заграждения по уровню  $-50$  дБ простирается практически до 2400 МГц, то есть ее протяженность составляет  $9.8f_0$ , где  $f_0$  – центральная частота полосы пропускания. При этом средний уровень подавления в полосе заграждения превосходит 75 дБ, а минимальные потери в полосе пропускания составляют всего 2.5 дБ и фактически определяются омическими потерями в проводниках топологии, связанными с недостаточной толщиной металлизации. Размеры серийно изготавливаемого фильтра шестого порядка составляют  $58.0 \times 12.4 \times 10.0$  мм<sup>3</sup>, из которых площадь топологии составляет  $42.8 \times 11.0$  мм<sup>2</sup>. Достичь указанных электрических и физических характеристик удалось за счет применения подложки ПК-1-а-В80 с высокой диэлектрической проницаемостью ( $\epsilon_r = 80$ ), толщиной 0.5 мм, а также применением свернутого двухпроводникового полоскового резонатора, являющегося разновидностью регулярного ДППР, который, хотя и имеет более низкую добротность, позволяет значительно уменьшить площадь, занимаемую резонатором. Так, использованные в фильтре резонаторы занимают площадь  $5.0 \times 8.3$  мм<sup>2</sup>, в то время как классический четвертьволновый микрополосковый резонатор (МПР), выполненный на подложке толщиной 0.5 мм, при ширине 5.0 мм, будет иметь длину 38 мм, то есть фактически в 4 раза длиннее.

Развитием идеи двухпроводникового резонатора на подвешенной подложке стала трехпроводниковая конструкция резонатора, показанная на рисунке 2.2. В этой конструкции применяются две диэлектрические подложки, укладываемые в металлическом корпусе на уступы, которые находятся на требуемом расстоянии от верхней и нижней крышек. На обеих поверхностях подложек выполнен замкнутый на корпус полосковый проводник, причем на верхнем и

нижнем слое структуры он замкнут на одну сторону корпуса, а на внутреннем слое структуры – на противоположную.

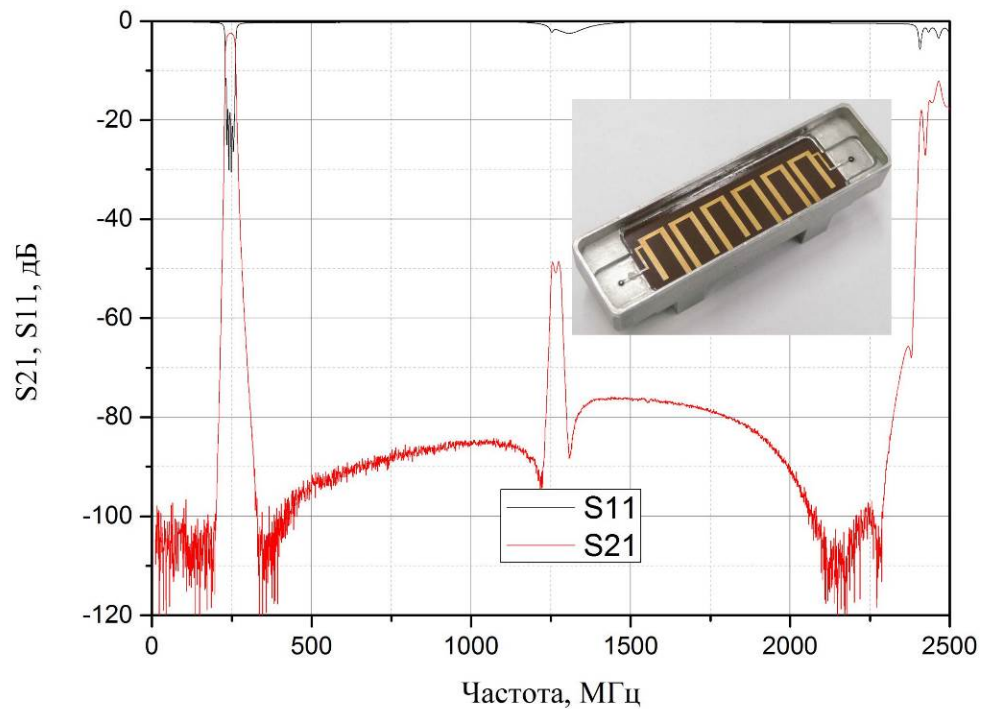


Рисунок 2.1 – АЧХ и фотография фильтра БИС ПЧ L2 УЭ2.067.971 (АО «НПП Радиосвязь»)

Исследованиям данной конструкции было уделено значительное внимание, было изучено влияние конструктивных параметров на основные характеристики резонатора, исследованы коэффициенты связи между резонаторами, а также рассмотрены способы разряжения спектра собственных частот резонатора [174, 175]. Было представлено несколько перспективных конструкций полосно-пропускающих фильтров, в том числе вариант полосно-пропускающего фильтра с центральной частотой полосы пропускания 2900 МГц, характеристики которого определялись техническим заданием АО «НИИПП». К фильтру, наряду с требованиями по селективности полосы пропускания, предъявлялись требования по глубине и протяженности высокочастотной полосы заграждения. Так, на центральной частоте полосы пропускания, вносимые потери в фильтре не должны были превышать 2 дБ, в рабочей полосе частот (2700 – 3100 МГц) – 2.5 дБ, при отстройке от границы полосы пропускания на 200 МГц, подавление должно составлять 60 дБ, а в диапазоне 3600 – 15 000 МГц подавление должно превышать 100 дБ. На рисунке 2.3 представлена фотография изготовленного образца фильтра, удовлетворяющего техническому заданию, а также его измеренная амплитудно-частотная характеристика. Данный фильтр был реализован с применением шестизвенной конструкции, выполненной на двух подложках из керамики Поликор ( $\epsilon = 9.8$ ) толщиной 0.25 мм.

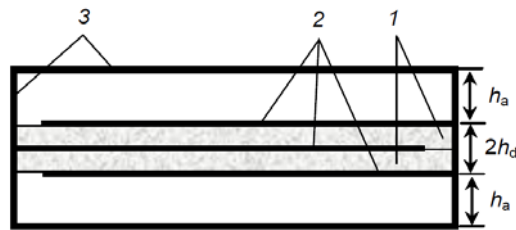


Рисунок 2.2 – Продольное сечение трехпроводникового полоскового резонатора: диэлектрик (1), полосковые проводники (2), металлический корпус-экран (3)

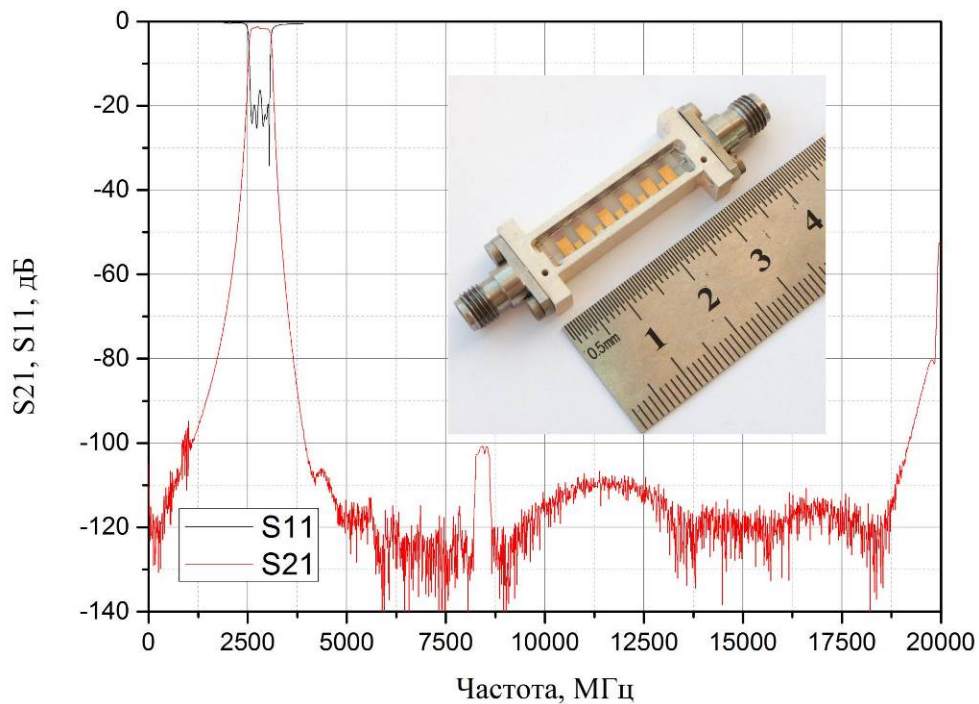


Рисунок 2.3 – АЧХ и фотография фильтра на трехпроводниковых полосковых резонаторах

Моделирование конструкции показало, что реализовать требуемую протяженность полосы заграждения возможно только с применением тонких ( $\leq 0.5$  мм) диэлектрических подложек, с большой величиной  $\epsilon \geq 10$ , которые на практике имеют значительную хрупкость. Подложки большей толщины не позволяют получить требуемую раздвижку частот собственных мод колебаний в резонаторах. Такая конструкция, хотя и позволяет разрабатывать и изготавливать фильтры с уникальными характеристиками, для массового производства непригодна.

При изготовлении опытных образцов по технологическим процессам, применяемым в серийном производстве микроэлектроники с использованием ручного труда, было выявлено, что данный тип конструкций резонатора имеет большую трудоемкость в производстве. Так, подложки должны иметь разные геометрические размеры, чтобы у монтажника была возможность заземлить проводники резонаторов на внутреннем слое устройства, а также подключить

проводники к разъемам устройства. На практике это приводит к тому, что верхняя подложка при монтаже смещается относительно нижней, приводя к значительному сдвигу частот резонаторов, а также изменению коэффициентов связи между резонаторами. Кроме того, в силу особенностей конструкции, проводники резонаторов, находящиеся на верхней поверхности нижней подложки, должны иметь омический контакт с проводниками резонаторов, находящимися на нижней поверхности верхней подложки. По стандартам предприятий это означает, что должен быть применен технологический процесс пайки проводников с предварительным лужением с применением флюсов, или токопроводящих клеев. Фактически, в силу невозможности при ручном монтаже дозировать минимально необходимое количество материала, происходит затекание флюса в зазор между проводниками резонаторов, что значительно ухудшает характеристики устройств.

## **2.1 Структура многослойного многопроводникового полоскового резонатора и исследование его характеристик в зависимости от конструктивных параметров**

Для дальнейшего развития концепции полоскового резонатора на подвешенной подложке была сформулирована концепция многослойного многопроводникового полоскового резонатора (ММПР), в котором металлодиэлектрическая структура, содержащая отрезки полосковых проводников, разделенных тонкими диэлектрическими слоями (толщина диэлектрического слоя много меньше ширины проводника) и имеющих сильную электромагнитную связь друг с другом, окружена экранирующим металлическим слоем. В общем случае слои, содержащие полосковые проводники резонаторов, отделены от верхнего и нижнего экранов диэлектрическими слоями с низким значением диэлектрической проницаемости и малыми диэлектрическими потерями. В зависимости от конструкции резонатора и применяемой для его изготовления технологии, один или оба толстых диэлектрических слоя могут быть заменены на воздушный зазор между структурой и экраном. На рисунке 2.4 представлена конструкция резонатора, в котором металлодиэлектрическая структура подвешена в металлическом корпусе на расстоянии  $h_a$  от верхнего и нижнего экранов. Рисунок содержит вид резонатора в двух сечениях, из которых понятно, что проводники резонаторов на соседних слоях замкнуты на экран на противоположных стенках.

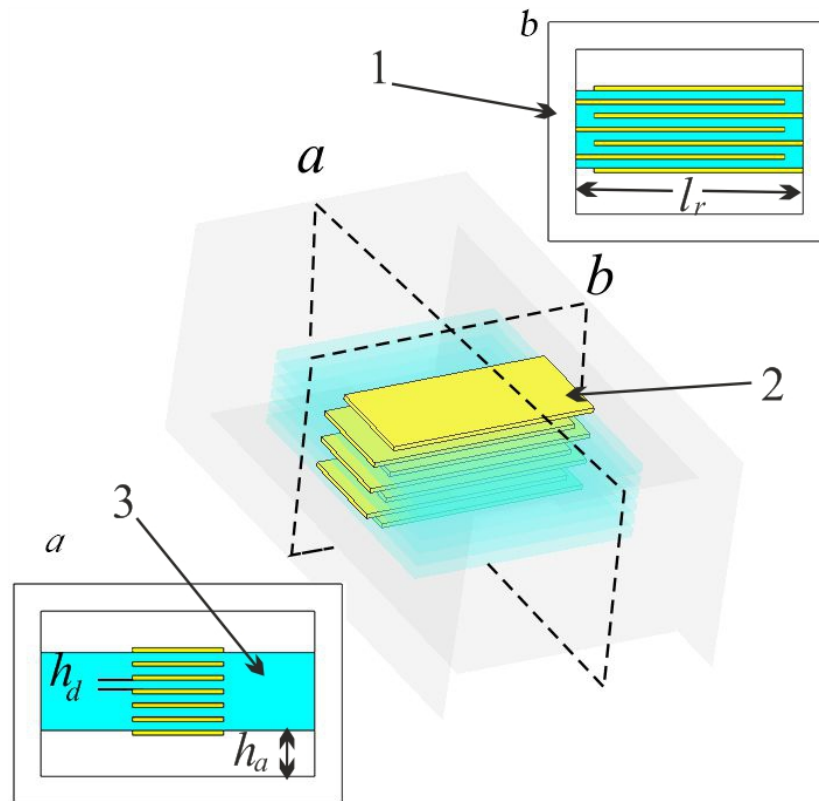


Рисунок 2.4 – Конструкция многослойного многопроводникового полоскового резонатора. металлический корпус (1), проводники резонатора (2), диэлектрический слой (3)

В предложенной выше конструкции многослойного многопроводникового полоскового резонатора каждый проводник имеет свою систему резонансов и между проводниками имеется очень сильная электромагнитная связь, так как толщина диэлектрического слоя между проводниками много меньше ширины проводников.

Объясним принцип действия резонатора такой конструкции на примере четвертьволновых микрополосковых резонаторов.

Рассмотрим конструкцию, состоящую из диэлектрической подложки, где нижняя часть полностью металлизирована и выполняет функцию экрана, а на верхней стороне сформирован четвертьволновый микрополосковый резонатор, то есть полосковый проводник резонатора одним концом замкнут на экран. На амплитудно-частотной характеристике (в спектре, рисунок 2.5) резонатора в случае слабой связи с внешними линиями передач мы будем наблюдать резонансные пики, соответствующие собственным модам колебаний, с частотами  $f_1, 3f_1, 5f_1 \dots$  ( $f_1$  – частота первой моды колебаний).



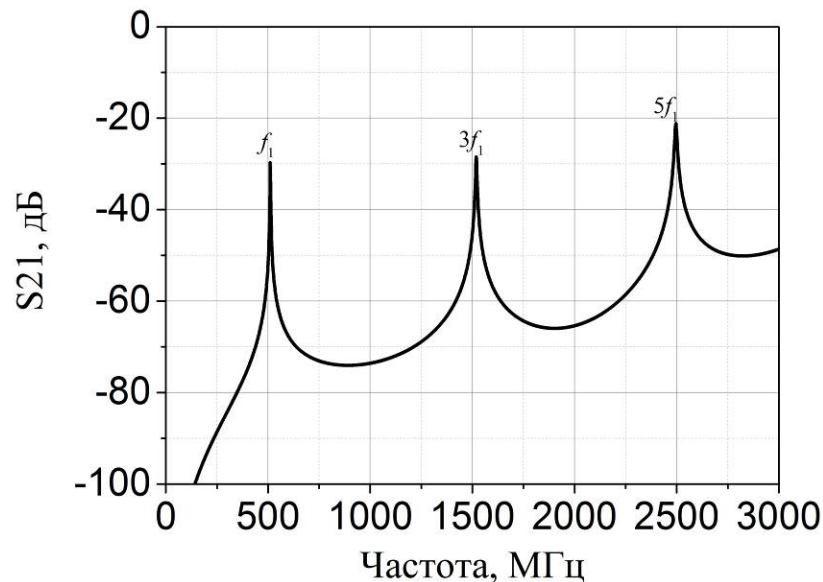


Рисунок 2.5 – Спектр собственных частот  $\lambda/4$  микрополоскового резонатора

Далее, если мы добавим на подложку второй полосковый проводник идентичного размера, поместив его на некотором удалении от первого проводника и замкнув на противоположную сторону конструкции, на АЧХ будет наблюдаться система из ряда пар растолкнувшихся резонансов, при этом величина расталкивания будет определяться величиной взаимодействия между резонаторами, то есть расстоянием между ними, и чем сильнее мы будем приближать резонаторы друг к другу, тем большее расталкивание будет наблюдаться (рисунок 2.6). В итоге в структуре будут возбуждаться связанные колебания: на рисунке 2.6 приведены спектры пары взаимодействующих МПР для разных расстояний между ними. Видно, что, усиливая взаимодействие между резонаторами в паре, можно существенно увеличить расталкивание ее двух первых резонансов. Если мы добавим к рассматриваемой паре еще один резонатор, то получим систему из тройки взаимодействующих резонаторов, и, соответственно, ей будут отвечать три резонанса, происходящих из первой моды колебаний одиночного резонатора (рисунок 2.6, штриховая линия). При этом первый  $f_1$  (нижайший) резонанс системы еще более понизится.

Очевидно, что дальнейшее понижение частоты  $f_1$  будет наблюдаться в структуре и при добавлении четвертого, пятого и большего числа резонаторов, и этот эффект будет усиливаться с увеличением связи между резонаторами.

Здесь удачным обстоятельством является то, что нижайший резонанс системы имеет наибольшую добротность, а его частота существенно ниже частоты остальных резонансов. И то, и другое является следствием того, что СВЧ-токи на частоте этого резонанса текут в проводниках резонатора сонаправленно, и индуктивность системы из-за этого максимальна.

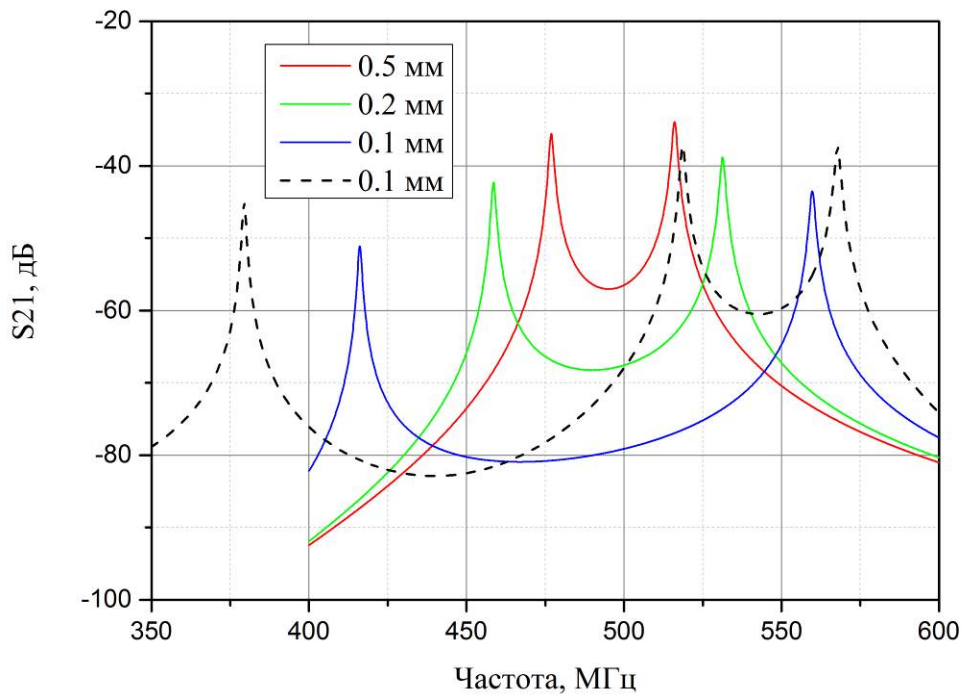


Рисунок 2.6 – АЧХ структуры из двух взаимодействующих микрополосковых четвертьволновых резонаторов при разных зазорах между резонаторами. Пунктирная кривая – АЧХ структуры из трех резонаторов

Таким образом, очевидно, что можно построить фильтр на основе многорезонаторных структур, в котором полоса пропускания будет сформирована их нижайшими резонансами. Иными словами, каждый отдельный резонатор в фильтре можно заменить многорезонаторной структурой.

Было проведено исследование влияния конструктивных параметров многослойного многопроводникового полоскового резонатора на его собственные характеристики: частоту первой моды колебаний  $f_1$ , собственную добротность первой моды колебаний  $Q_0$ , отношение частот второй и первой мод колебаний  $f_2/f_1$ . Первая характеристика важна с точки зрения определения рабочей частоты устройства, вторая определяет уровень вносимых потерь в фильтре и прямоугольность АЧХ, а от третьей зависит протяженность его высокочастотной полосы заграждения. В качестве конструктивных параметров резонатора были рассмотрены количество проводников в структуре резонатора  $N$  и толщина тонких диэлектрических слоев  $h_d$  между полосковыми проводниками. Для проведения исследования в программной среде AWR Design Environment была создана модель резонатора, в которой тонкие диэлектрические слои имели диэлектрическую проницаемость  $\epsilon = 3.5$  и  $\tan\delta = 0.001$ , а на поверхности диэлектрических слоев формировались медные полосковые проводники шириной 2.5 мм с коэффициентом перекрытия 0.9. Структура помещалась в металлический корпус на расстоянии 4 мм от верхней и нижней крышек, то есть в качестве толстого диэлектрического слоя, отделяющего структуру от экра-

нов, выступал воздух. В исследовании резонатор настраивался на частоту 500 МГц. При изменении варьируемых параметров конструкции проводилась подстройка частоты резонатора с обязательным сохранением коэффициента перекрытия проводников.

На рисунке 2.7 представлены результаты проведенного исследования, в частности, зависимости  $f_1(N)$  и  $Q_0(N)$ , из которых видно, что с ростом числа проводников в структуре наблюдается значительное снижение частоты первой моды колебаний с одновременным ростом добротности резонатора.

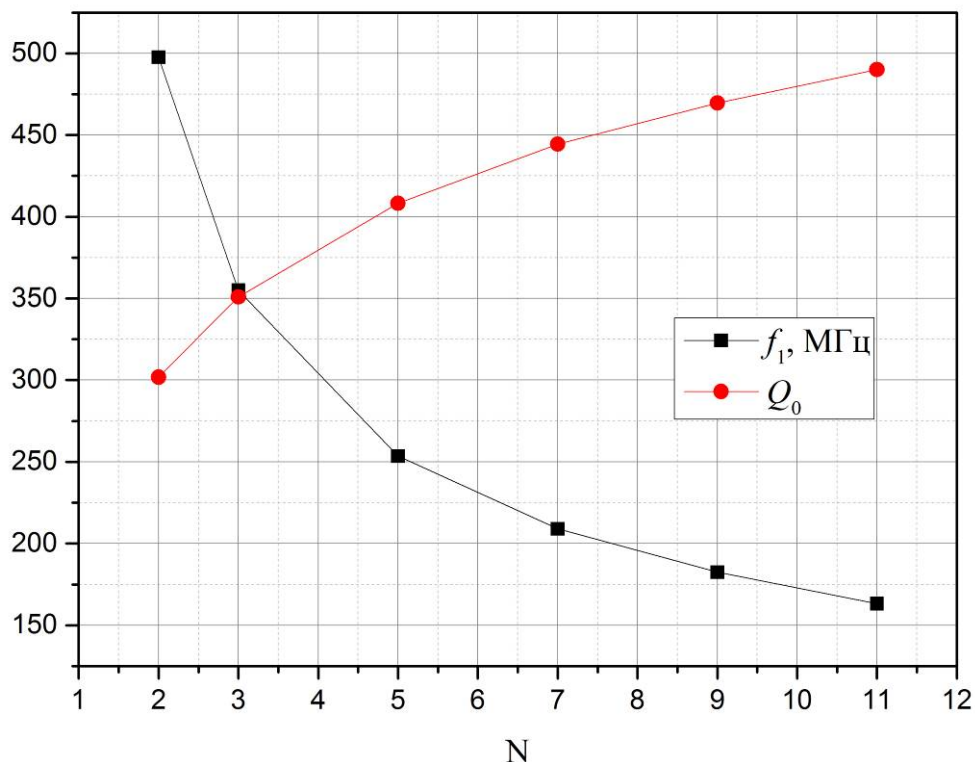


Рисунок 2.7 – Зависимость частоты первой моды колебаний (черная линия) и ее добротности (красная линия) от числа проводников в ММПР

Получим выражение, связывающее количество проводников в резонаторе и частоту его первой моды колебаний, а также ее добротность. Для этого рассмотрим эквивалентную схему двухпроводникового полоскового резонатора, представленную на рисунке 2.8. Каждому проводнику резонатора соответствует индуктивность  $L$ , емкость  $C$ , а для учета потерь в схеме введено сопротивление  $R$ . Связь между проводниками резонатора определяется взаимной емкостью  $C_{12}$  и взаимной индуктивностью  $L_{12}$ . Как известно, резонансная частота колебательного контура определяется выражением  $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{LC})$ , а собственная добротность колебательного

контура  $Q_0 = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$ . В структуре будут наблюдаться два резонанса  $f_1$  и  $f_2$ , частоты которых, согласно уравнениям Кирхгофа, будут определяться следующими выражениями:

$$\begin{aligned} f_1 &= \frac{1}{2\pi\sqrt{(L+L_{12})(C+2C_{12})}}, \\ f_2 &= \frac{1}{2\pi\sqrt{(L-L_{12})C}}. \end{aligned} \quad (2.1)$$

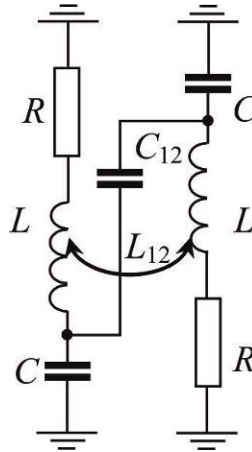


Рисунок 2.8 – Эквивалентная схема ДППР

Токи в индуктивностях на частоте  $f_1$  имеют одинаковое направление, а потенциалы на обкладках конденсатора  $C_{12}$  имеют противоположные знаки, в то время как на частоте  $f_2$  — наоборот. Легко показать, что на частоте первой моды колебаний в эквивалентной схеме резонатора, образованного двумя полосковыми проводниками, пару связанных контуров можно заменить одним контуром с индуктивностью  $L_1$ , емкостью  $C_1$  и сопротивлением  $R_1$ :

$$L_1 = \frac{1}{2}(L+L_{12}), C_1 = 2(C+2C_{12}), R_1 = \frac{R}{2} \quad (2.2)$$

При условии, что проводники резонатора по ширине значительно превосходят толщину диэлектрической подложки, находящейся между ними, с высокой степенью точности выполняются следующие соотношения:  $L_{12} \approx L$ ,  $C_{12} \ll C$ .

Принимая во внимание данные соотношения, а также уравнение 2.2, можно установить, что эквивалентная индуктивность для контура рассматриваемого двухпроводникового полоскового резонатора близка к индуктивности одиночного проводника, эквивалентная емкость увеличивается в 2 раза, а сопротивление уменьшается в 2 раза. Проведя аналогичные вычисления для резонатора, содержащего 3, 4 и более проводников, были получены следующие выражения для частоты и добротности:

$$Q_N = \sqrt{N}Q_0, f_N = \frac{1}{\sqrt{N}}f_0, (N \geq 1), \quad (2.3)$$

где  $Q_0$  и  $f_0$  – собственные добротность и резонансная частота однопроводникового плоскового резонатора.

Выражения 2.3 подтверждают наблюдаемые на рисунке 2.7 эффекты и зависимости, когда при малом количестве проводников в резонаторе добавление всего одного проводника приводит к значительному улучшению характеристик резонатора, в то время как при числе проводников свыше 11, добавление нового проводника практически не изменяет его характеристик. Как итог, при переходе от двухпроводникового резонатора к структуре, содержащей одиннадцать проводников, общая длина резонатора  $l_r$  уменьшится с 13 мм до 4.3 мм, то есть будет наблюдаться трехкратное уменьшение  $l_r$ .

Из приведенных ранее рассуждений следует (рисунок 2.6), что толщина диэлектрического слоя будет в значительной мере определять характеристики резонатора, в частности, частоту первой моды колебания и раздвижку частот нижайших мод колебаний. В программе AWR Design Environment было проведено исследование модели резонатора, в которой для трех структур с разным количеством проводников в резонаторе в широких пределах изменялась толщина диэлектрического слоя. Результаты исследования собственной добротности резонатора представлены на рисунке 2.9, из которого видно, что на кривых существуют три области. В области средних значений изменение толщины диэлектрического слоя практически не приводит к изменению собственной добротности резонатора. С ростом толщины подложки наблюдается плавный рост добротности, связанный, по-видимому, с уменьшением емкостного вклада в характеристики резонатора. Одновременно с этим в области тонких слоев при толщине диэлектрика менее 0.2 мм, наблюдается рост добротности с уменьшением толщины диэлектрика, который достигает 10 % и может быть связан превалированием роста индуктивного вклада в добротность над емкостным. Куда более важное изменение наблюдается в резонаторе с увеличением числа проводников, когда при переходе от трех-проводникового к семи-проводниковому резонатору происходит рост добротности фактически на 30 %.

Стоит отметить, что указанный рост добротности сопровождается одновременным значительным уменьшением размеров резонатора. Так, для трехпроводникового резонатора это уменьшение достигает четырехкратного значения, для пяти-проводникового – в 4.4 раза, для семи-проводникового – в 4.7 раз. То есть 40-процентный рост добротности резонатора сопровождается 19-кратным уменьшением его длины  $l_r$ .

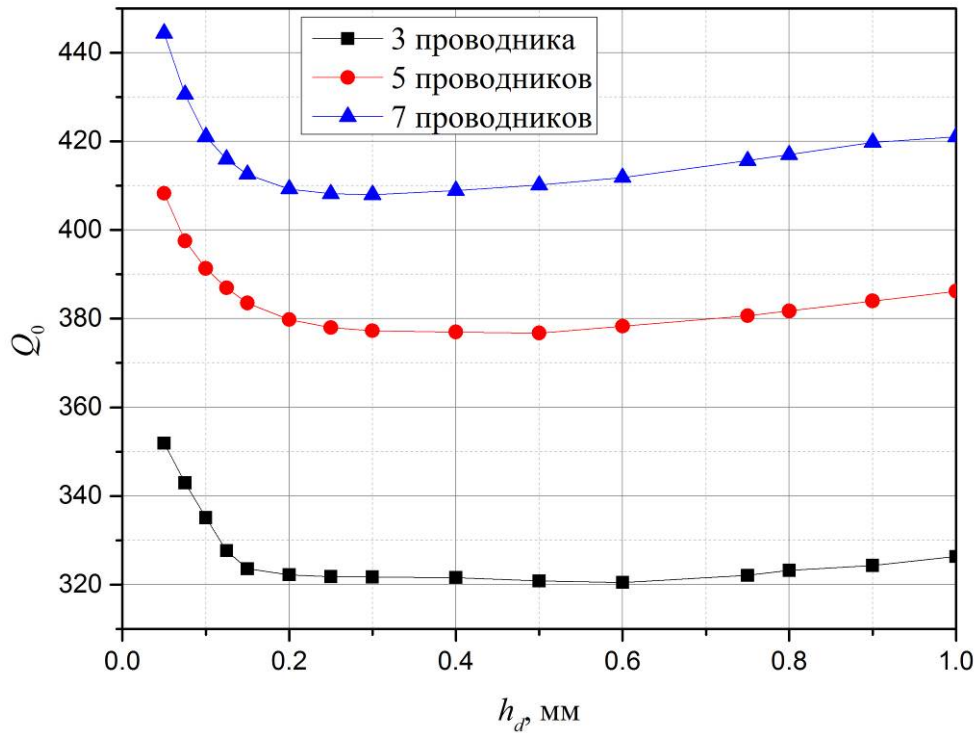


Рисунок 2.9 – Зависимость добротности первой моды колебания ММПР от толщины диэлектрического слоя

Необходимо напомнить, что увеличение числа проводников в структуре резонатора приводит к возбуждению новых мод колебаний, частоты которых располагаются между самой низкочастотной, в которой все высокочастотные токи текут сонаправленно в проводниках, и самой высокочастотной, где токи в проводниках на всех соседних слоях текут во встречных направлениях. Очевидно, что в случае полосно-пропускающих фильтров такой эффект будет приводить к значительному сужению высокочастотной полосы заграждения.

Было проведено исследование того, как частота первой моды колебаний и отношение частот  $f_2/f_1$  (первой паразитной и нижней мод колебаний) будут зависеть от толщины диэлектрического слоя при разных количествах полосковых проводников в резонаторе. Оно показало, что для трехпроводникового резонатора уменьшение толщины с 1 до 0.05 мм будет приводить к снижению частоты первой моды колебаний в 3.76 раз, для пятипроводникового – в 4 раза, а для семипроводникового – в 4.24 раза (рисунок 2.10). Куда более важные результаты представлены на рисунке 2.11, где показана зависимость отношения частот двух ближайших мод колебаний от толщины диэлектрического слоя. Видно, что наибольшее отношение частот первой и второй моды колебаний будет иметь трехпроводниковый резонатор с толщиной диэлектрика 0.05 мм – 18.8, в то время как для семипроводникового резонатора это отношение достигнет только 10.4.

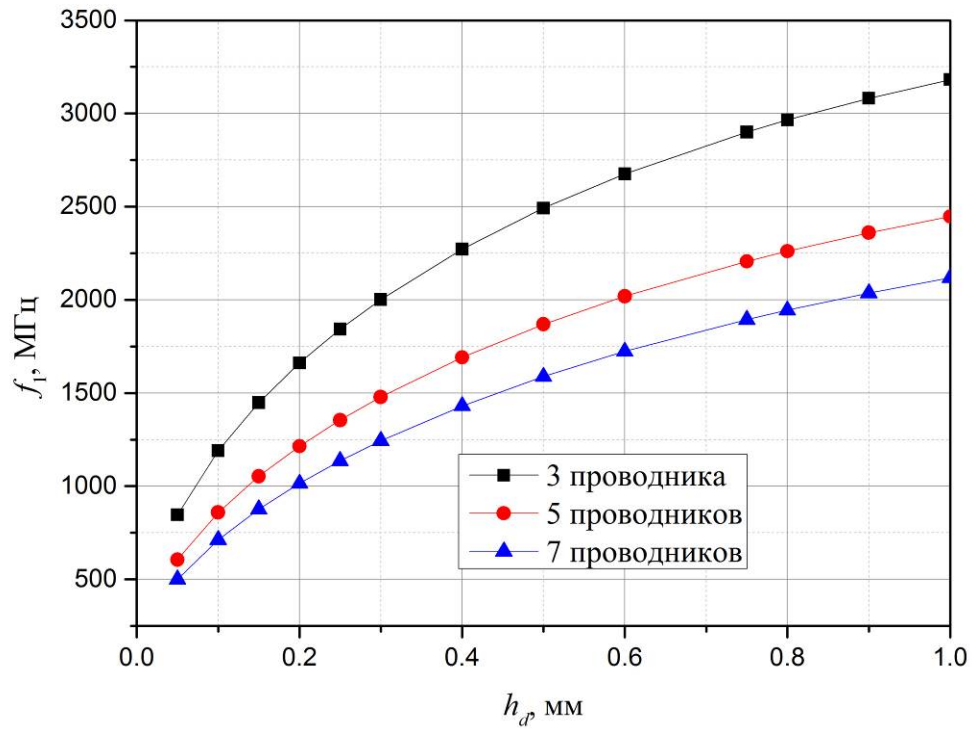


Рисунок 2.10 – Зависимость частоты первой моды колебания ММПП от толщины диэлектрического слоя

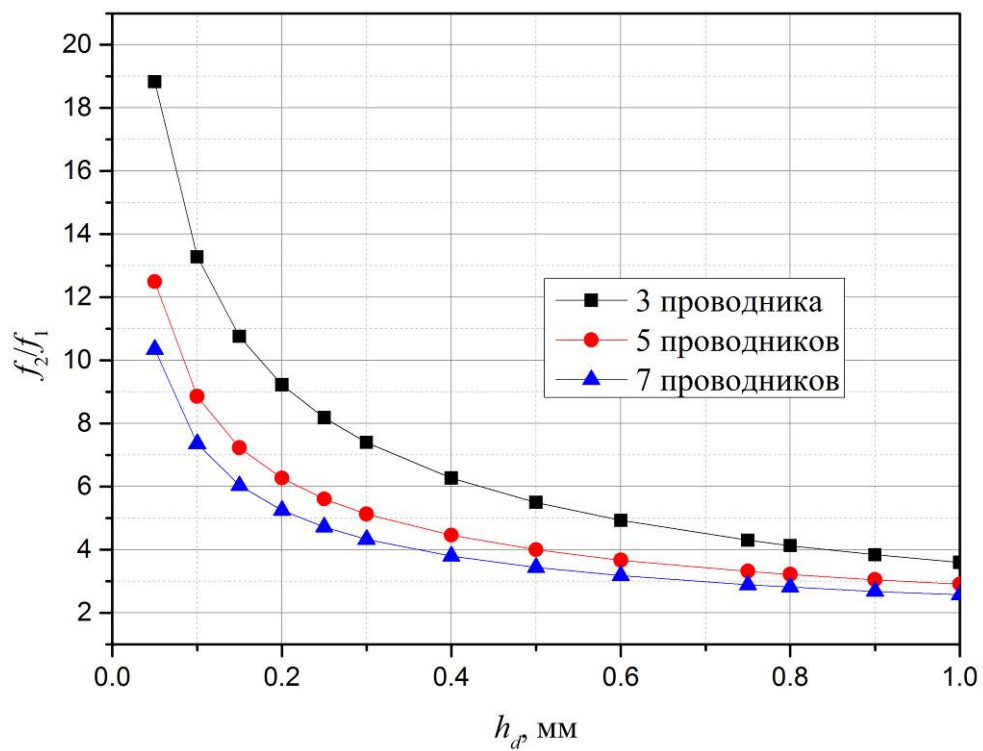


Рисунок 2.11 – Зависимость отношения частот первой и второй мод колебания ММПП от толщины диэлектрического слоя

Второй вопрос, который должен быть рассмотрен при исследовании резонаторов, это зависимость коэффициентов связи между резонаторами от конструктивных параметров структуры, так как максимальное его значение будет определять предельно достижимую ширину полосы пропускания устройства с применением данного типа резонаторов. Кроме того, зазоры между резонаторами, необходимые для достижения требуемой ширины полос пропускания, будут влиять на размер фильтра (расстояние от входа до выхода, которое в дальнейшем будем называть длиной фильтра). Такие зазоры зависят от величины коэффициентов связи: иногда при очень сильной связи для достижения требуемой ширины полосы пропускания приходится увеличивать расстояние между резонаторами. В частности, было проведено исследование зависимости полного коэффициента связи от таких конструктивных параметров резонатора, как количество проводников в его структуре и диэлектрической проницаемости материала, разделяющего проводники резонатора и ширины проводников резонатора. Исследование проводилось хорошо известным методом [246], когда секцию из двух резонаторов подключают к внешним линиям передач со слабой связью, и по расталкиванию частот четной и нечетной мод колебаний относительно собственной частоты резонатора определяют коэффициент связи между резонаторами по формуле:

$$k = \frac{\omega_o^2 - \omega_e^2}{\omega_o^2 + \omega_i^2}, \quad (2.4)$$

где  $\omega_e$  – частота четной моды связанных колебаний,  $\omega_o$  – частота нечетной моды связанных колебаний.

Исследования проводились путем электродинамического анализа модели, созданной в программной среде AWR Design Environment. В модели были использованы следующие параметры резонатора: ширина проводников  $w = 1$  мм, толщина диэлектрического слоя  $h_d = 0.25$  мм, расстояние до экранов, заполненное воздухом,  $h_a = 5$  мм. Было установлено, что для широкого диапазона изменений конструктивных параметров резонаторов полный коэффициент связи между сонаправленными резонаторами немного меньше, чем для встречно-направленных резонаторов, когда проводники резонаторов, находящиеся на одном слое, имеют замыкания на разные стороны конструкции.

На рисунке 2.12 показана зависимость полного коэффициента связи между резонаторами от величины зазора между ними при разном количестве проводников в резонаторе. Из графика видно, что у данного вида резонаторов отсутствует область аномального поведения коэффициентов связи, что упрощает процесс синтеза фильтров и регулировки после изготовления. Под областью аномального поведения коэффициентов связи подразумевается диапазон зазоров между резонаторами, внутри которого при увеличении зазора наблюдается рост коэффициента связи между резонаторами, и как следствие рост ширины полосы пропускания [247].



Другой важной особенностью является рост общего коэффициента связи с увеличением числа проводников в резонаторе, который достигает 23 % при переходе от двухпроводниковой к пяти-проводниковой конструкции. При этом этот эффект снижается с уменьшением толщины диэлектрического слоя между проводниками, при фиксированном расстоянии  $h_a$ . Это объясняется тем, что при увеличении количества слоев структуры и неизменном расстоянии от экранов до ее поверхностей объем резонатора возрастает, а следовательно, возрастает и коэффициент индуктивной связи резонаторов, при этом емкостное взаимодействие резонаторов практически не изменяется. К тому же эффекту будет приводить и увеличение расстояния до крышек ( $h_a$ ) при фиксированных параметрах резонатора ( $w = 1$  мм,  $h_d = 0.25$  мм,  $\varepsilon = 2$ ,  $S = 0.5$  мм и  $N = 5$ ) (рисунок 2.13), то есть при рассмотрении вопроса миниатюризации фильтров, в частности длины фильтра, добиться ее уменьшения можно приближением экранов к резонатору. При этом необходимо помнить, что приближение экранов будет приводить к падению собственной добротности резонаторов из-за возрастающих токов Фуко, наводимых в экранах, и, как следствие, к увеличению потерь фильтра.

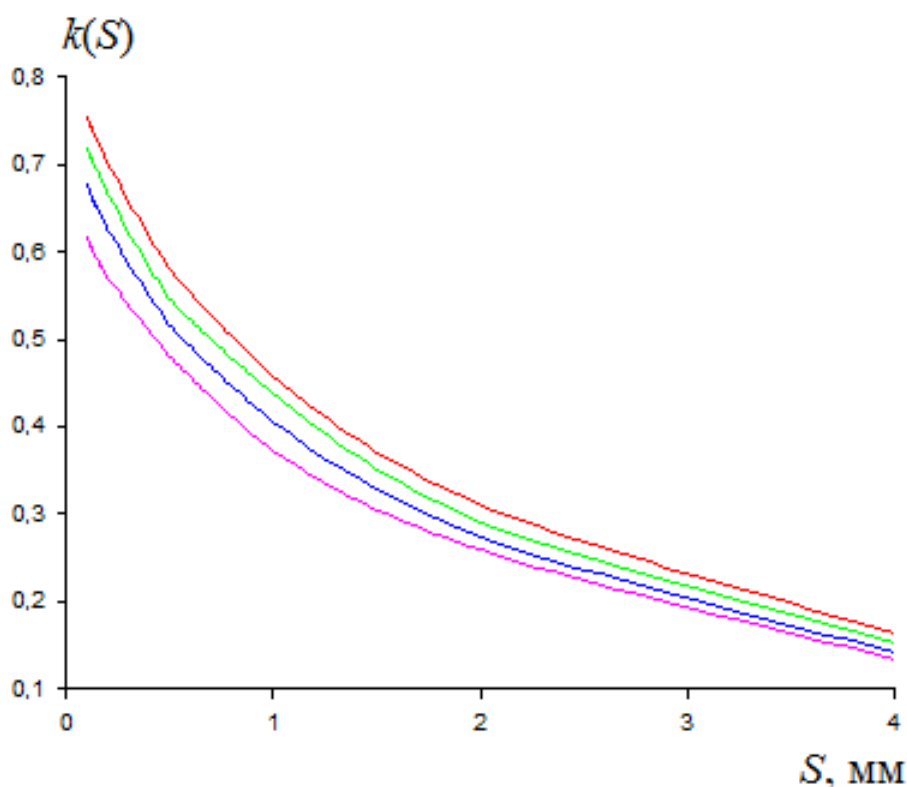


Рисунок 2.12 – Зависимость полного коэффициента связи от зазора между резонаторами для разного числа проводников в резонаторе (розовый – 2 проводника, синий – 3, зеленый – 4, красный – 5)

Влияние диэлектрической проницаемости подложки на коэффициент связи между резонаторами представлено на рисунке 2.14, из которого видно, что при десятикратном увеличении диэлектрической проницаемости рост коэффициента связи не превышает 0.15 %. Зазор между резонаторами при данном исследовании составил 0.5 мм, а остальные конструктивные параметры перечислены выше.

Данный результат позволяет нам сделать вывод, что резонаторы связаны преимущественно через магнитное поле (индуктивная связь), так как рост диэлектрической проницаемости не изменяет индуктивного взаимодействия, но существенно уменьшает емкостное, которое, как видно из рисунка, вычитается из индуктивного и по величине в несколько раз его меньше. Этот результат также подтверждает ранее высказанное утверждение, что в со-направленных резонаторах в полном коэффициенте связи емкостная связь вычитается из индуктивной.

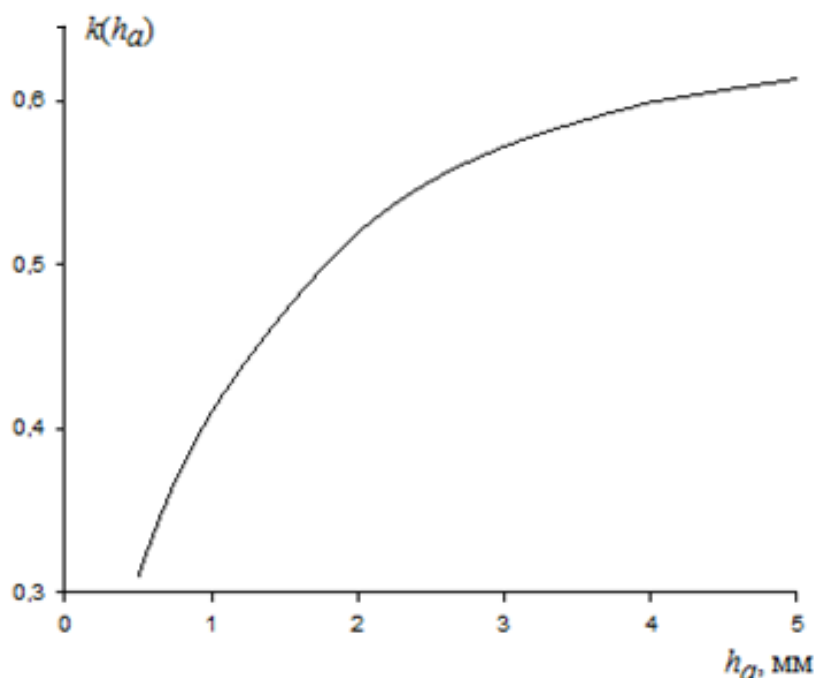


Рисунок 2.13 – Зависимость полного коэффициента связи от расстояния между структурой и экранирующими крышками

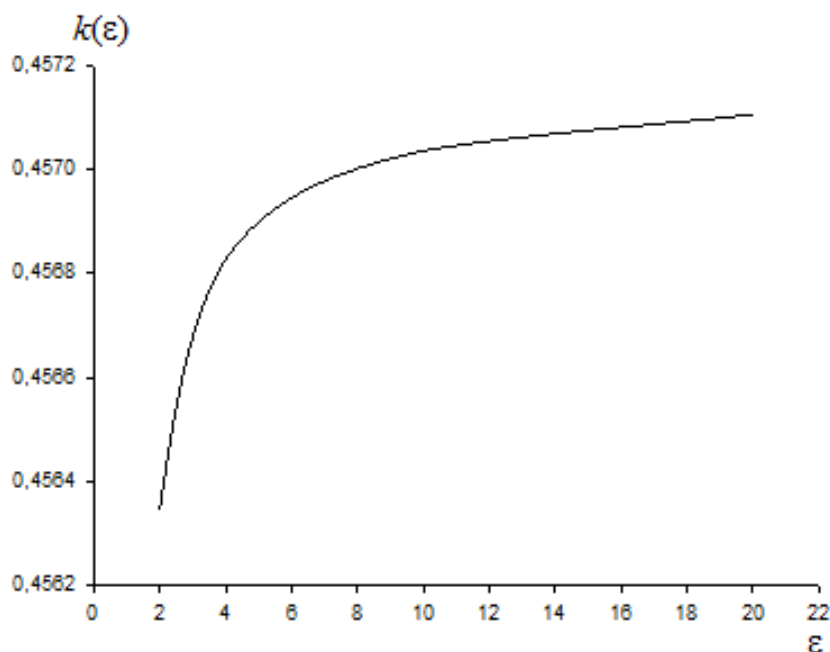


Рисунок 2.14 – Зависимость полного коэффициента связи резонаторов от диэлектрической проницаемости диэлектрических слоев

Схожее поведение, то есть рост коэффициента связи, наблюдается с увеличением толщины диэлектрических слоев  $h_d$  при фиксированных расстояниях от резонаторов до экранов (рисунок 2.15), где, как и в случае с увеличением количества проводников в резонаторе, будет наблюдаться увеличение объема резонатора, что приведет к росту индуктивной связи, но не изменит величину емкостной связи между резонаторами. Рост ширины полосковых проводников резонаторов ожидаемо приводит к монотонному уменьшению коэффициента связи между резонаторами (рисунок 2.16).

Проведенный анализ показал, что на частотах первой моды колебаний многослойные многопроводниковые полосковые резонаторы имеют величину индуктивной связи, значительно превышающую величину емкостной связи во всем диапазоне конструктивных параметров, используемых для синтеза фильтров метрового, дециметрового и сантиметрового диапазонов длин волн. При условии, что ширина проводников резонаторов много больше толщины диэлектрического слоя, а диэлектрическая проницаемость слоев, разделяющих проводники резонатора,  $\epsilon_r \gg 1$ , емкостным взаимодействием резонаторов можно пренебречь. На практике такой результат означает, что относительная ширина полосы пропускания фильтров на основе многослойных многопроводниковых резонаторов фактически не будет зависеть от диэлектрической проницаемости слоев, при этом форма амплитудно-частотной характеристики будет симметрична.

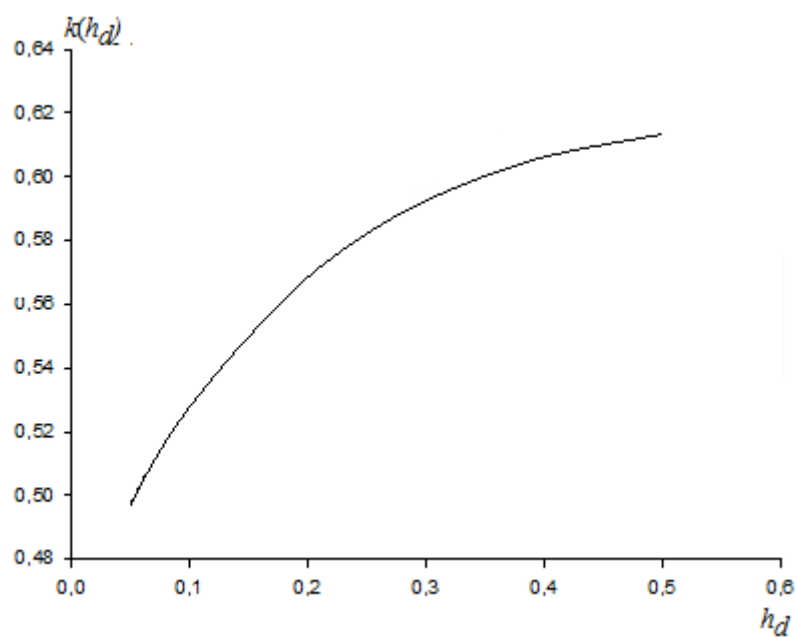


Рисунок 2.15 – Зависимость полного коэффициента связи резонаторов от толщины диэлектрической подложки

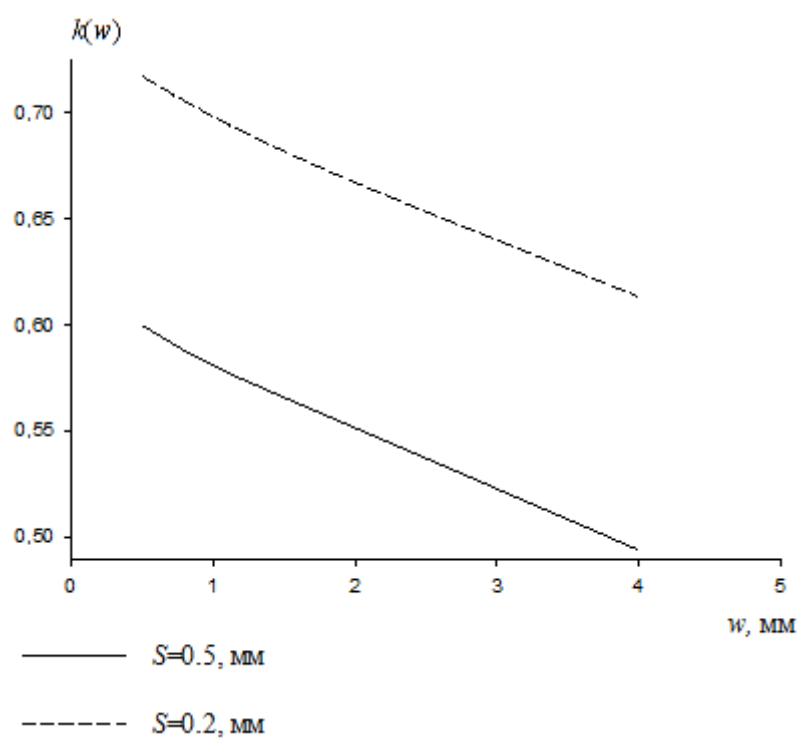


Рисунок 2.16 – Зависимость полного коэффициента связи резонаторов от ширины полосковых проводников

Наибольшее влияние среди всех конструктивных параметров резонатора на полный коэффициент связи резонаторов оказывает высота экранов  $h_a$ , и, с точки зрения миниатюризации фильтров, уменьшение расстояния до экранов имеет наибольший эффект.

Таким образом, с помощью моделирования предложена и исследована конструкция многослойного многопроводникового полоскового резонатора, представляющего собой подвешенную в металлическом корпусе структуру, в которой проводники в соседних слоях короткозамкнуты на противоположные стороны корпуса и разделены тонкими диэлектрическими слоями, при этом верхняя и нижняя поверхности структуры отделены от корпуса более толстыми диэлектрическими слоями. В структуре полосно-пропускающего фильтра резонаторы связаны преимущественно индуктивной связью, величина которой в разы (почти на порядок) превосходит величину емкостной связи, которая в случае со-направленных резонаторов вычитается из индуктивной. Исследование показало, что с точки зрения миниатюризации полосно-пропускающих фильтров на основе ММПР следует увеличивать число проводников в резонаторах и уменьшать толщину диэлектрических прослоек, что будет также положительно отражаться на вносимых потерях вследствие увеличения собственной добротности первой моды колебаний в резонаторах.

## **2.2 Экспериментальная реализация многослойного многопроводникового полоскового резонатора в неинтегральном исполнении и полосно-пропускающий фильтр на его основе**

В предыдущем параграфе было сказано, что практическая реализация двухподложечного трехпроводникового резонатора и фильтров на его основе сопряжена с целым рядом технологических трудностей, связанных с необходимостью замыкать на экран проводники внутреннего слоя, а также с вероятностью возникновением воздушных зазоров между диэлектрическими подложками. Было отмечено также, что реализовать резонатор с большим количеством проводников по такой технологии на практике невозможно, так как невозможно обеспечить доступ к внутренним проводникам для конструкций на основе керамических подложек. Однако существуют технологии, позволяющие реализовать многослойный многопроводниковый полосковый резонатор с большим количеством проводников. Это, например, современные интегральные многослойные технологии, такие как:

- низкотемпературная совместно обжигаемая керамика (LTCC);
- высокотемпературная совместно обжигаемая керамика (HTCC);
- многослойные печатные платы (PCB);
- интегрированные пассивные устройства (IPD);

- атомно-слоевое осаждение диэлектриков (ALD).

Однако использование любой из указанных технологий потребует для оценки перспективности конструкции резонатора значительного количества временных и финансовых затрат, так как производственные линии содержат большое количество оборудования и технологических процессов.

Вопросы применения технологий атомно-слоевого осаждения оксида алюминия и осаждения из газовой фазы оксида кремния для данного типа резонаторов будут рассмотрены в настоящей главе, а подробному описанию применения технологии многослойных печатных плат для изготовления полосно-пропускающих фильтров на многослойных многопроводниковых полосковых резонаторах посвящена глава 3 данной работы.

По отмеченным выше причинам проверка работоспособности предложенной конструкции ММПР проводилась на макете, изготовленном оригинальным способом, когда подложка, содержащая проводники резонаторов, изготавливалась независимо, после чего монтировалась в металлический корпус и конструкция закрывалась металлической крышкой.

Оригинальность предложенного подхода заключается в применении фольгированных гибких диэлектрических материалов, которые использовались для формирования металл-диэлектрической структуры резонатора.

Были рассмотрены различные варианты гибких материалов, используемых в микроэлектронике, в том числе фторопласт и полиамид, и их коммерческие варианты реализации – Тетрафлон и Каптон соответственно. Было установлено, что неармированный полиамид обладает гибкостью, достаточной для того, чтобы при перегибе на  $180^\circ$  не возникали разрывы и заломы. При этом материал обладает достаточно высокой диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_r = 3.5$  и приемлемым значением тангенса угла диэлектрических потерь  $\tan\delta = 0.005$ . Кроме того, медь, полученная механической накаткой на поверхность диэлектрической подложки и применяемая в коммерческих продуктах, обладает вязкостью и пластичностью, достаточной для сохранения целостности при перегибе.

Рассмотрим процесс изготовления макета многослойного многопроводникового полоскового резонатора в неинтегральном исполнении с применением неармированного полиамида. Для проведения исследований был синтезирован семипроводниковый полосковый резонатор на подвешенной подложке, в котором в качестве диэлектрической подложки был использован полиамид толщиной 50 мкм, на поверхности которого были сформированы проводники резонатора шириной 5 мм. Конструкция резонатора подвешивалась на уступах на расстоянии 4 мм от верхнего и нижнего экранов в металлическом корпусе.

Моделирование структуры показало, что при длине проводников резонатора 15.5 мм и их ширине 5 мм частота первой моды колебаний составит 122.5 МГц. Суммарная длина про-

водников исследуемого резонатора составляет 107.5 мм ( $5 \cdot 15.5 + 2 \cdot 15$ ), проводники на верхней и нижней поверхностях структуры укорочены на 0.5 мм, в то время как длина четвертьволнового микрополоскового резонатора, выполненного на подложке из данного материала, для частоты первой моды колебаний, равной 122.5 МГц, будет иметь длину 409 мм. Таким образом, значительное укорочение резонаторов (или снижение частоты первой моды колебаний) достигается не только сворачиванием резонатора в трехмерную структуру, но и расталкиванием частот мод колебаний благодаря сильному сближению проводников резонаторов.

Для изготовления резонатора был взят лист полиамида размерами  $8 \times 110$  мм<sup>2</sup>, методом жидкостного травления с обеих поверхностей которого была удалена металлизация, за исключением двух полосок шириной 5 мм, находящихся на разных сторонах подложки строго друг под другом. Далее на листе были отмечены шесть линий сгиба, которые делили лист на семь равных частей, после чего с помощью металлической линейки, структура была свернута в «гармошку» по линиям сгиба, как показано на рисунке 2.17. В такой конструкции коэффициент перекрытия превышает 0.99 (15.45/15.5 мм) для внутренних проводников и 0.97 (15.0/15.5 мм) для внешних проводников. В области перегибов проводники резонатора были залужены, внутренние части – для совместного спаивания, внешние части – для крепления резонатора в корпусе. После лужения конструкция была спрессована в единую структуру с подогревом до температуры плавления припоя. Далее структура была смонтирована в латунный корпус на уступы шириной 0.3 мм, где расстояние до верхней и нижней крышек от проводников резонатора составляло 4 мм. Для исследования характеристик резонатора была организована слабая емкостная связь с внешними линиями передач, для чего в корпус были вмонтированы коаксиальные разъемы, а расстоянием между сигнальным электродом коаксиального разъема и проводником резонатора подбирался уровень связи, соответствующий значениям, полученным в модели. Внешний вид резонатора в отсутствие верхней крышки представлен на рисунке 2.18.

На рисунке 2.19 приведено сравнение АЧХ синтезированного и изготовленного резонаторов, из которого видно, что характеристики в области первого резонанса согласуются с высокой степенью точности, в частности, фактически совпадают частоты первой моды колебаний (отклонение менее 0.1 %), а также собственная добротность резонаторов (отклонение 2.6 %). Низкая собственная добротность резонатора,  $\sim 112$  в эксперименте, объясняется высоким уровнем диэлектрических потерь материала подложки. Самым важным наблюдаемым отличием является положение первой паразитной моды колебаний, которая для модели резонатора составляет 6500 МГц, а для измеренного устройства – 5800 МГц. Такое различие может быть обусловлено достаточно примитивным способом изготовления резонатора, повлекшим появление небольших воздушных зазоров между проводниками. На АЧХ также наблюдаются и другие возбуждаемые в резонаторе моды колебаний, но при выбранном способе возбуждения резона-

тора связь с ним на указанных частотах не приводит к значительному уровню прохождения сигнала.

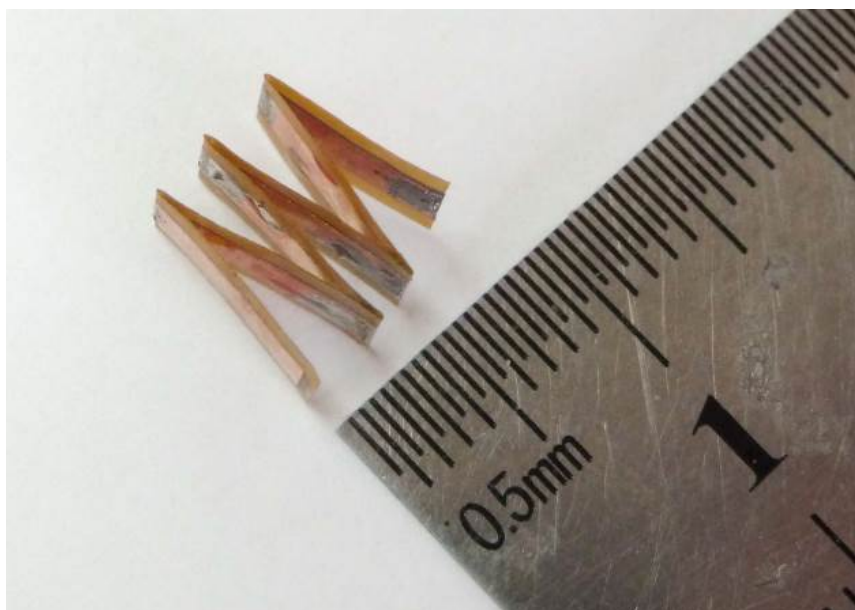


Рисунок 2.17 – Конструкция семипроводникового ММПР на подложке из полиамида толщиной 50 мкм

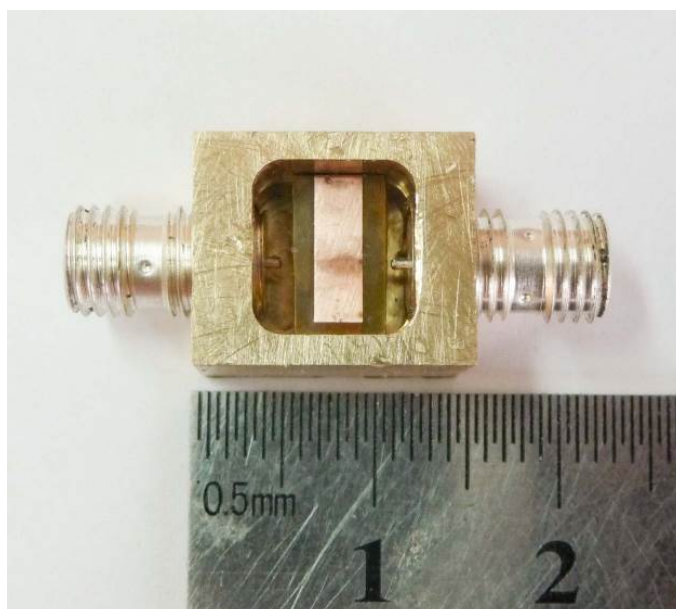


Рисунок 2.18 – Фотография семипроводникового ММПР из полиамида толщиной 50 мкм в корпусе



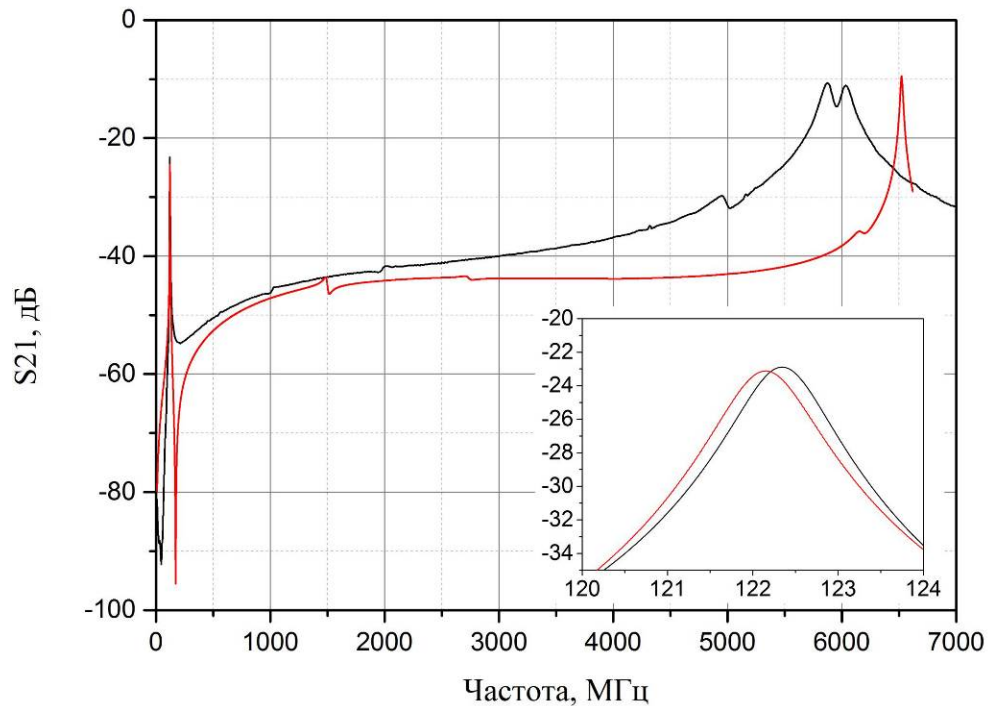


Рисунок 2.19 – Сравнение АЧХ модели резонатора (красная линия) и изготовленного макета (черная линия). Во вставке приведена характеристика в узком частотном диапазоне

Проверка пригодности адекватности описанного способа для создания полосно-пропускающих фильтров проводилась на примере четырехзвенной конструкции, выполненной на такой же подложке. В качестве характеристик синтезируемого фильтра были выбраны центральная частота 360 МГц и относительная ширина полосы пропускания 10 %. Для получения указанных характеристик фильтра были использованы следующие параметры конструкции: длина резонатора  $l_r = 7.0$  мм; коэффициент перекрытия внутренних проводников резонатора – 0.99; коэффициент перекрытия внешних проводников резонатора – 0.97; зазор между центральными резонаторами – 5.75 мм; зазор между крайними и центральными резонаторами – 5.0 мм. Повышение добротности резонаторов проводилось за счет применения проводников шириной  $w = 2.5$  мм. Для согласования фильтра с внешними линиями передач применялось кондуктивное подключение к крайним резонаторам отрезками линии передач шириной 0.5 мм на расстоянии 0.7 мм от кончика внешнего проводника резонатора. В модели такой способ согласования обеспечивал коэффициент стоячей волны напряжения (КСВН) на уровне 1.2.

Для изготовления фильтра был взят лист полиамида размерами  $50 \times 35$  мм<sup>2</sup>, на обеих поверхностях которого методом гравировки по лаку [248] с применением технологии жидкостного травления была выполнена топология фильтра размерами  $49 \times 33.5$  мм<sup>2</sup>. На рисунке 2.20 представлена фотография листа с выполненной топологией, на которой видна небольшая несо-

осность проводников, выполненных на разных сторонах листа, в последующем приведшая к отличию измеренных характеристик и характеристик модели.

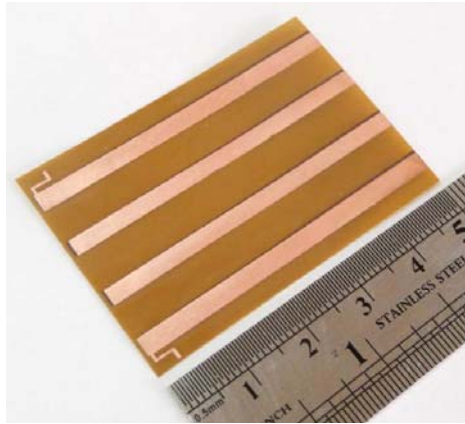


Рисунок 2.20 – Заготовка четырехзвенного семипроводникового ППФ на подложке из полиамида толщиной 50 мкм

Окончательное изготовление фильтра проводилось подобно тому, как это делалось в случае с семипроводниковым резонатором (рисунки 2.17 и 2.18). На рисунке 2.21 показана сложенная «гармошкой» подложка четырехзвенного ППФ на семипроводниковых резонаторах, изготовленная из полиамида толщиной 50 мкм. Затем подложка монтировалась в латунный корпус на уступы шириной 0.3 мм, находящиеся на расстоянии 4 мм от верхней и нижней крышек, а проводники резонаторов замыкались пайкой на корпус.

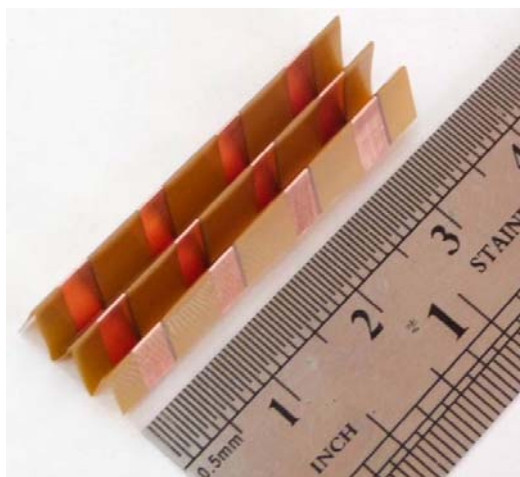


Рисунок 2.21 – Сложенная «гармошкой» подложка четырехзвенного ППФ на семипроводниковых резонаторах, изготовленная из полиамида толщиной 50 мкм

Сравнение характеристик синтезированного и изготовленного фильтров представлено на рисунках 2.22 (в узкой полосе), 2.23 (широкой полосе) и 2.24 (ГВЗ). Из рисунков видно, что наблюдается высокая степень согласия между моделью и экспериментом как в полосе пропускания устройства, так и в полосе заграждения. К наблюдаемым отличиям можно отнести расширение полосы пропускания и, как следствие, ухудшение степени согласования с внешними линиями передач: КСВН = 1.8 в эксперименте вместо 1.2 в модели.

Важно отметить, что синтезированный и изготовленный фильтр имеет уникальные характеристики. При вносимых потерях в полосе пропускания 2.5 дБ подавление в полосе заграждения превышает 120 дБ, при этом по уровню  $-110$  дБ полоса заграждения простирается до  $24f_0$ , а по уровню  $-60$  дБ протяженность полосы заграждения возрастает до  $44f_0$ . Последние значения приведены в силу того, что данный уровень подавления отмечается как типичный в научно-технической литературе при проведении сравнения характеристик разработанных фильтров. Для примера, в таблице 2.1 приведено сравнение характеристик полосковых фильтров, представленных в ведущих мировых журналах в последнее десятилетие.

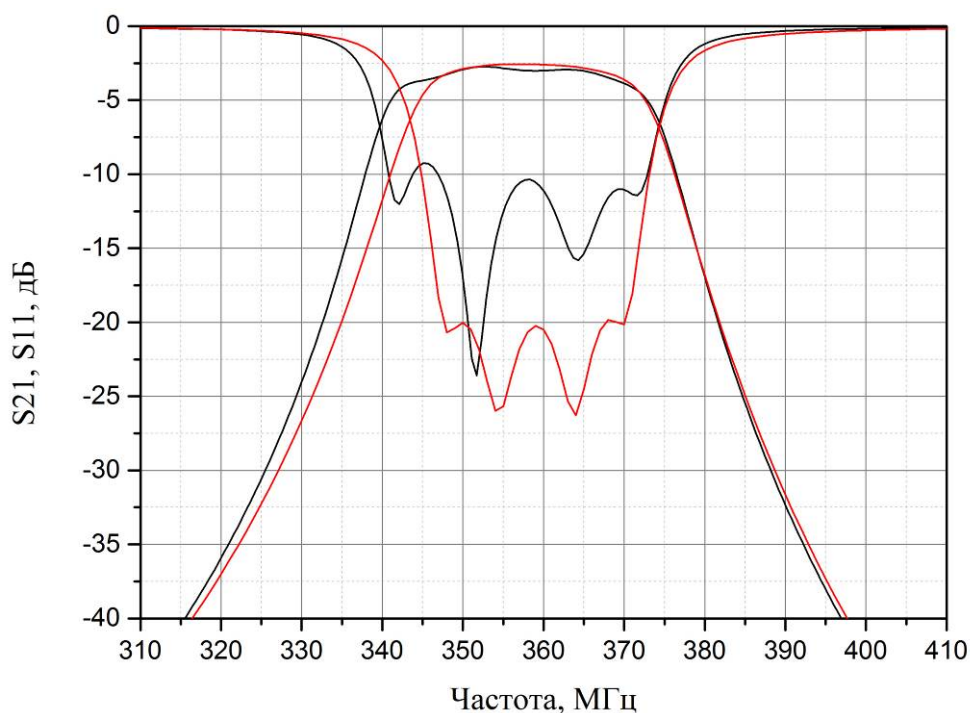


Рисунок 2.22 – Сравнение АЧХ модели фильтра (красная линия) и изготовленного макета (черная линия) в узкой полосе частот

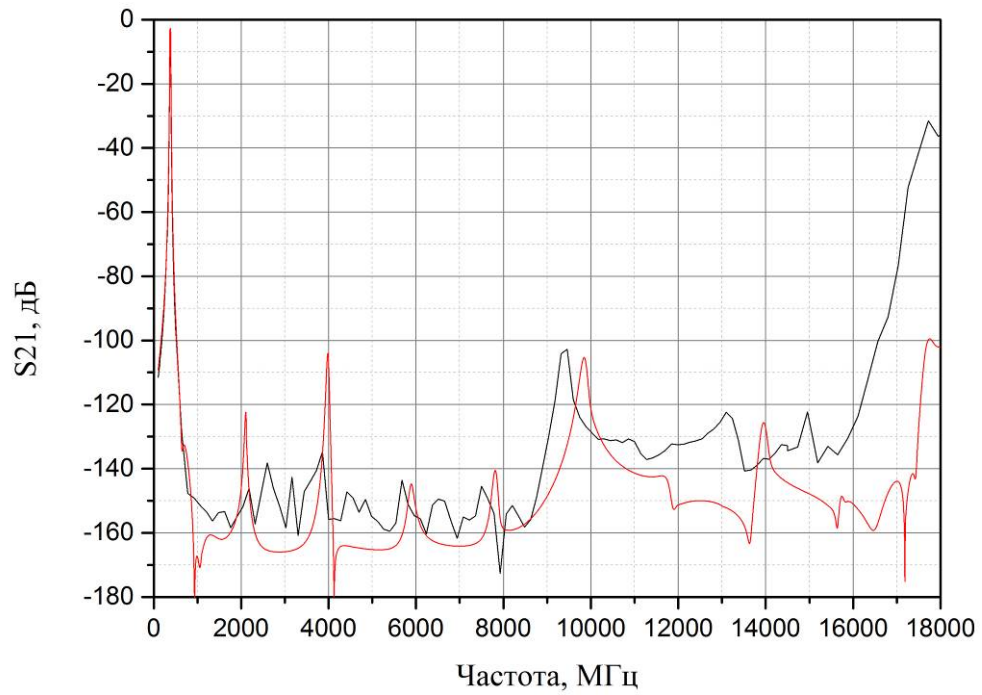


Рисунок 2.23 – Сравнение АЧХ модели фильтра (красная линия) и изготовленного макета (черная линия) в широкой полосе частот

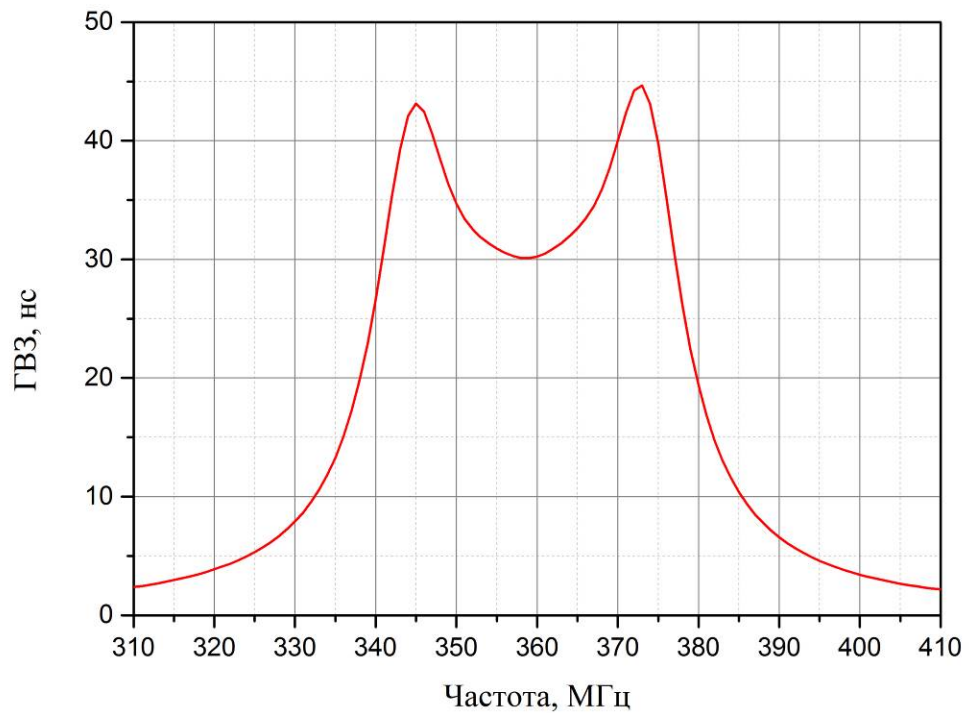


Рисунок 2.24 – Форма ГВЗ модели фильтра на ММПР

Таблица 2.1 – Сравнение представленных в литературе характеристик фильтров с широкой полосой заграждения

Фильтр	$f_0$	Относительная ширина полосы пропускания, %	Порядок	Вносимые потери, дБ	Размер, $\lambda_0$	Полоса заграждения
[249]	2400	5	3	2.4	$0.132 \times 0.081$	–40 дБ до $8.76f_0$
[250]	1500	9	2	2.5	$0.16 \times 0.12$	–23.7 дБ до $10.6f_0$
[251]	2450	11	2	2.5	$0.054 \times 0.045 \times 0.013$	–26 дБ до $4f_0$
[252]	500	20	4	3.5	$0.03 \times 0.06$	–30 дБ до $7f_0$
[253]	960	8	3	4.0	$0.027 \times 0.13 \times 0.013$	–30 дБ до $5f_0$
ММПР фильтр	360	10	4	2.5	$0.019 \times 0.038 \times 0.013$	–30 дБ до $45f_0$ –60 дБ до $44f_0$ –110 дБ до $24f_0$

Из таблицы видно, что изготовленный фильтр обладает уникальной шириной и глубиной полосы заграждения среди аналогов, имеющих схожий уровень вносимых потерь в полосе пропускания. Одновременно с этим видно, что фильтр в несколько раз меньше, чем другие рассмотренные аналоги. Так, наиболее близкий по размерам аналог, который имеет протяженность полосы заграждения всего  $4f_0$  имеет размеры в 3.4 раза больше, чем полосно-пропускающий фильтр, изготовленный на многослойных многопроводниковых полосковых резонаторах.

Таким образом, предложенная и исследованная конструкция многослойного многопроводникового резонатора в оригинальном исполнении с применением гибких диэлектрических подложек позволяет создать конструкции полосно-пропускающих фильтров, обладающих уникальной совокупностью высоких электрических характеристик (ширина и глубина полосы заграждения) и малых размеров. На основе семипроводникового резонатора был синтезирован и изготовлен четырехзвенный полосно-пропускающий фильтр с применением подложки из полиамида, глубина полосы заграждения у которого превысила 120 дБ, а протяженность полосы заграждения по уровню –110 дБ превысила  $24f_0$ .

## 2.3 Методы повышения селективности полосно-пропускающих фильтров на многослойных многопроводниковых полосковых резонаторах

### 2.3.1 Расширение полосы заграждения полосно-пропускающих фильтров методом соединения проводников, находящихся на несоседних слоях металлодиэлектрической структуры

Как было отмечено в разделе 2.1, основным недостатком многослойного многопроводникового полоскового резонатора является сужение высокочастотной полосы заграждения при увеличении числа проводников, связанное с возбуждением новых мод колебаний, доступных для новой конфигурации резонатора. Этот факт на примере микрополоскового резонатора со структурой встречно-штыревых проводников был продемонстрирован в работе [254], где видно, что наличие паразитных резонансов значительно снижает средний уровень подавления в полосе заграждения.

Было установлено, что добиться разряжения спектра можно либо соединением свободных концов проводников резонаторов, находящихся на несоседних слоях структуры, либо одновременным подключением внешних линий передач ко всем проводникам, замкнутым на одну сторону структуры. Объясним данный эффект на примере четырехпроводникового резонатора.

Рассмотрим структуру, содержащую три тонких диэлектрических подложки толщиной 0.2 мм с низкой диэлектрической проницаемостью ( $\epsilon_r = 3.38$ ), на поверхности которых сформированы четыре проводника резонатора шириной 3 мм. Коэффициент перекрытия проводников составляет 0.9 (полная длина резонатора 15 мм, длина проводников резонатора 13.5 мм).

Моделирование четырехпроводникового полоскового резонатора показывает, что АЧХ данного резонатора содержит четыре резонанса, частоты которых составляют  $f_1 = 580$  МГц,  $f_2 = 2110$  МГц,  $f_3 = 3920$  МГц,  $f_4 = 5240$  МГц. Распределение высокочастотных токов вдоль проводников представлено на рисунке 2.25, из которого видно, что на низжайшей моде колебаний во всех проводниках ток течет в одну сторону, на моде колебаний с частотой  $f_4$  ток в проводниках на соседних слоях течет в противоположные стороны, в то время как на промежуточных частотах ( $f_2$  и  $f_3$ ) есть соседние слои, на которых токи текут в одном направлении.



Рисунок 2.25 – Распределение высокочастотных токов вдоль проводников четырехпроводникового резонатора на разных модах

Конструкция модернизированного таким способом четырехпроводникового резонатора представлена на рисунке 2.26. Видно, что незакороченные концы проводников резонатора уширены и соединены металлическими перемычками через слой. Реализация данного конструктивного решения может быть выполнена и без уширения кончиков проводников резонатора прямым соединением свободных концов проводников через отверстия в основании проводника, находящегося на промежуточном слое. Расчетная АЧХ модернизированного резонатора и его сравнение с обычным ММПР представлены на рисунке 2.27 (красные линии), из которого видно, что в резонаторе не возбуждаются моды колебаний с частотами  $f_2$  и  $f_3$ . При этом частота первой моды колебаний  $f_1$  сохраняет свое положение (580 МГц), однако наблюдается снижение частоты четвертой моды колебаний  $f_4$  до частоты 4620 МГц.

На рисунке 2.28 представлено распределение высокочастотных токов вдоль проводников для модернизированного резонатора, красными крестами отмечены моды, которые не могут возбуждаться, что обусловлено выравниванием потенциалов на их свободных концах, которое приводит к тому, что токи не могут течь встречно направленно.

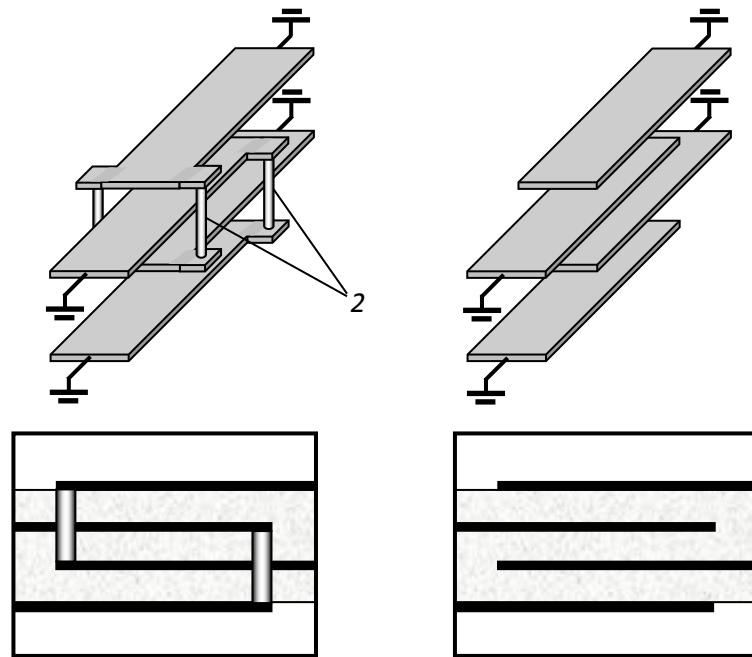


Рисунок 2.26 – Конструкция ММПР (справа) и модернизированного (слева) четырехпроводникового полоскового резонатора

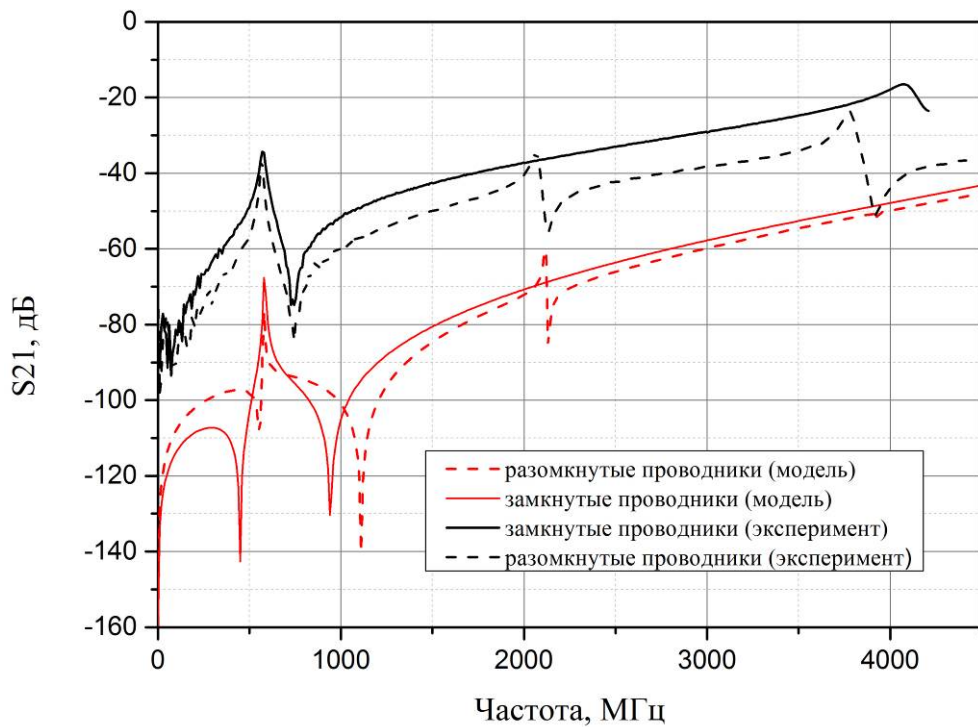


Рисунок 2.27 – Сравнение АЧХ моделей ММПР (штриховая линия) и модернизированного резонатора (сплошная линия)



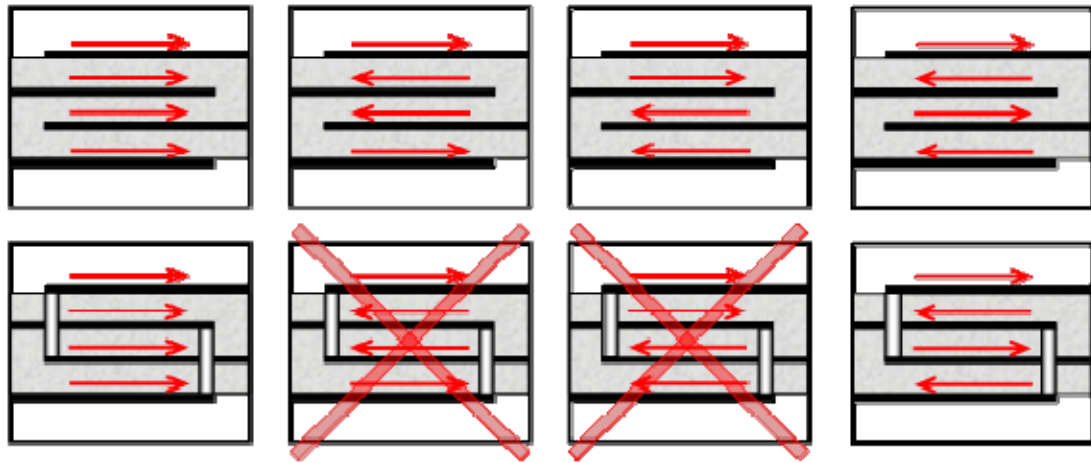


Рисунок 2.28 – Распределение высокочастотных токов вдоль проводников четырех проводниковых резонаторов без межслойных соединений (верхний рисунок) и с их использованием (нижний рисунок). Красными крестами отмечены моды, которые не могут возбуждаться

Для подтверждения результатов на подложке RO4003C толщиной 0.203 мм были изготовлены оба резонатора, характеристики которых представлены на рисунке 2.27 (черная линия). Из рисунка видно, что для модернизированного резонатора даже при толщине подложки 0.203 мм отношение частот первой и второй моды колебаний  $f_2/f_1 = 7.2$ .

Важно отметить, что использование дополнительных межслойных соединений в многослойных резонаторах такого типа не приводит к существенному изменению частоты нижайшего резонанса, что очень важно с точки зрения проектирования фильтра.

Также была синтезирована линейка полосно-пропускающих фильтров с центральной частотой полосы пропускания 1000 МГц и относительной шириной полосы пропускания 10 % с применением модернизированных семипроводниковых резонаторов. Параметры диэлектрических слоев были выбраны следующими  $\varepsilon = 2.2$ ,  $h_d = 0.127$  мм,  $h_a = 4$  мм. Для получения требуемой частоты при ширине проводников резонаторов 2 мм длина резонаторов составила 6.5 мм при коэффициенте перекрытия проводников 0.92. АЧХ синтезированных фильтров представлены на рисунке 2.29.

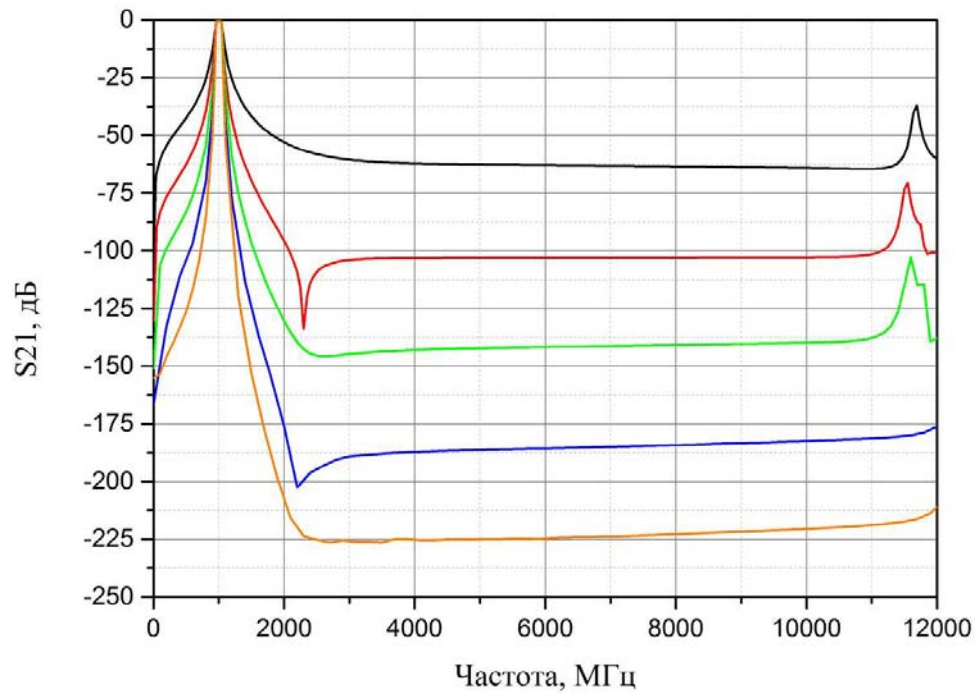


Рисунок 2.29 – Сравнение АЧХ моделей ППФ на основе модернизированного резонатора. 2-звенный фильтр – черная линия, 3-звенный фильтр – красная линия, 4-звенный фильтр – зеленая линия, 5-звенный фильтр – синяя линия, 6-звенный фильтр – оранжевая линия

Видно, что применение межслойных перемычек позволяет создавать фильтры с шириной высокочастотной полосы заграждения свыше  $11f_0$ , при этом отсутствие паразитных резонансов в полосе заграждения приводит к ее углублению на 40 дБ с каждым новым резонатором в структуре.

Чтобы оценить эффективность предложенного решения, обратимся к рисунку 2.30, где показаны зависимости подавления в полосе заграждения фильтра на частоте  $10f_0$  от числа резонаторов в конструкции фильтра для разного числа проводников в структуре резонатора. Видно, что количество проводников в резонаторе увеличивает ослабление сигнала, и при большом числе резонаторов переход от пятипроводниковой структуры резонатора к семипроводниковой эквивалентен добавлению дополнительного звена в конструкцию фильтра.

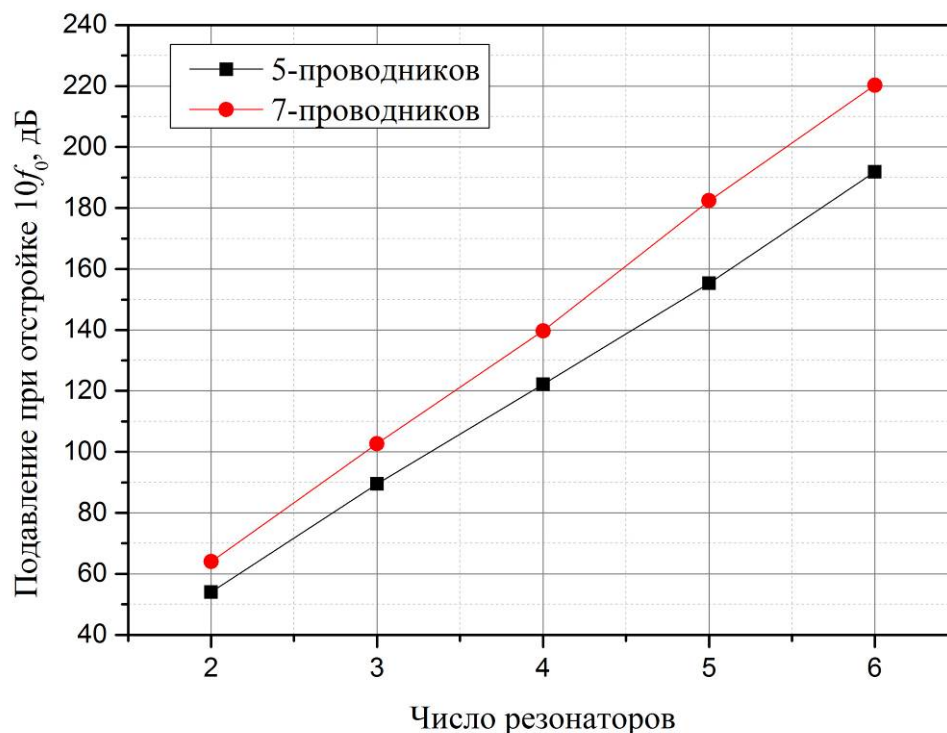


Рисунок 2.30 – Зависимость ослабления сигнала на частоте  $10f_0$  от числа резонаторов в фильтре

### 2.3.2 Расширение полосы заграждения полосно-пропускающих фильтров применением в конструкции фильтра резонаторов с разной шириной полосковых проводников

В параграфе 2.3.1 было показано, что частота собственных мод колебаний многопроводникового резонатора определяется конфигурацией высокочастотных токов, текущих в проводниках резонатора, и соответственно определяется конструктивными параметрами резонатора. Было установлено, что, используя некоторые свойства резонатора, можно добиться ситуации, когда, варьируя параметры резонатора, мы сохраняем неизменной частоту низшей моды колебаний, используемой для формирования рабочей полосы пропускания фильтра. При этом частоты высших мод колебаний, участвующих в формировании паразитных полос пропускания, будут изменяться в широких пределах, а это значит, что, применяя этот эффект, мы можем на основе ММПП синтезировать ППФ, у которого частоты резонансов, формирующих паразитную полосу пропускания, «расползутся», а ее уровень полосы заграждения существенно снизится.

Дадим объяснение данному эффекту на примере двухпроводникового полоскового резонатора на подвешенной подложке, так как в многослойном многопроводниковом полосковом резонаторе с замкнутыми концами проводников (параграф 2.3.1) и ДППР будут возбуждаться одинаковые моды колебаний.

На рисунке 2.31 представлена топология четырехзвенного полосно-пропускающего фильтра на двухпроводниковых полосковых резонаторах, в котором ширина проводников внешних резонаторов  $w_e$  меньше, чем ширина проводников внутренних резонаторов  $w_i$  ( $w_e < w_i$ ).

Подложка смонтирована в металлическом корпусе на уступах симметрично относительно верхней и нижней крышек. Для проведения исследований в программной среде CST Studio Suite были смоделированы три типа полосно-пропускающих фильтров с центральной частотой полосы пропускания 500 МГц и относительной шириной полосы пропускания 10 %, в которых диэлектрическая подложка с  $\epsilon_r = 80$ , толщиной 0.5 мм монтировалась в корпусе на расстоянии 3 мм от экранов. Фильтры отличались только шириной проводников внешних резонаторов  $w_e = (2.0, 2.4, 2.8)$  мм. Все три фильтра были настроены на указанные параметры рабочей полосы пропускания при условии  $w_e = w_i$ , после чего в широком диапазоне изменялась ширина проводников внутренних резонаторов при условии сохранения параметров полосы пропускания, после чего определялись характеристики первой паразитной полосы пропускания.

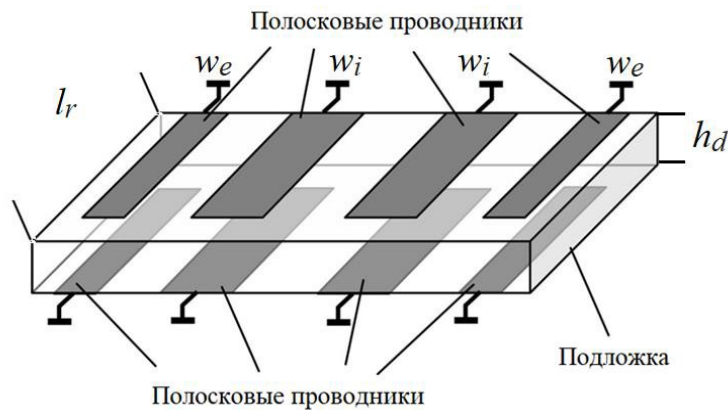


Рисунок 2.31 – Структура четырёхзвенного фильтра гармоник на основе регулярных ДППР

Следует отметить, что в конструкции полосно-пропускающего фильтра (рисунок 2.31) зафиксирована длина резонаторов  $l_r$ , соответственно, изменение ширины проводников части резонаторов приведет к расстройке фильтра, и единственным механизмом его подстройки будет являться изменение коэффициента перекрытия проводников резонатора. Так, при расширении проводников резонатора будет наблюдаться снижение частоты первой моды колебания, для компенсации которого необходимо укорачивать проводники резонатора, что приводит к уменьшению перекрытия.

На рисунках 2.32-2.34 представлены семейства АЧХ для всех трех типов фильтров на частотах второй (паразитной) полосы пропускания для разных отношений ширины внутренних и внешних резонаторов  $w_i/w_e$ .

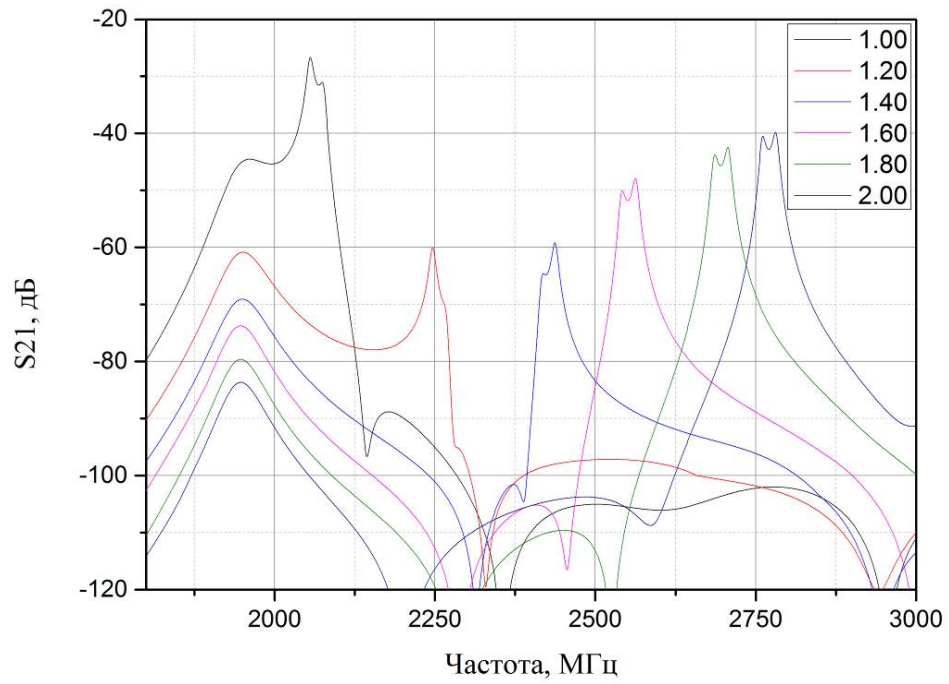


Рисунок 2.32 – Семейство АЧХ фильтров на частотах второй (паразитной) полосы пропускания при  $w_e=2.0$  мм для разных отношений ширины внутренних и внешних резонаторов  $w_i/w_e$

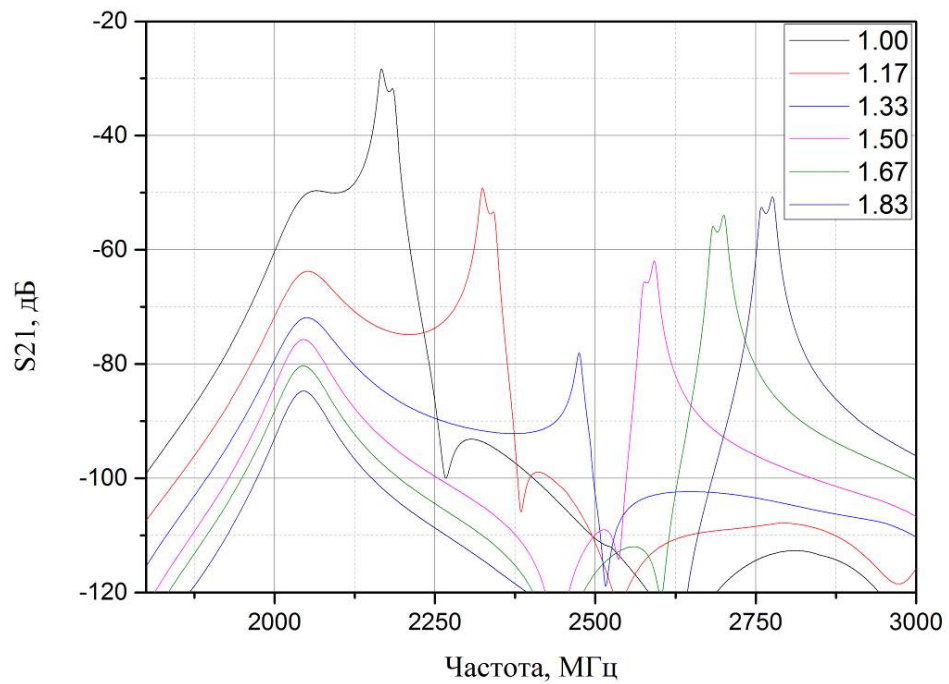


Рисунок 2.33 – Семейство АЧХ фильтров на частотах второй (паразитной) полосы пропускания при  $w_e=2.4$  мм для разных отношений ширины внутренних и внешних резонаторов  $w_i/w_e$

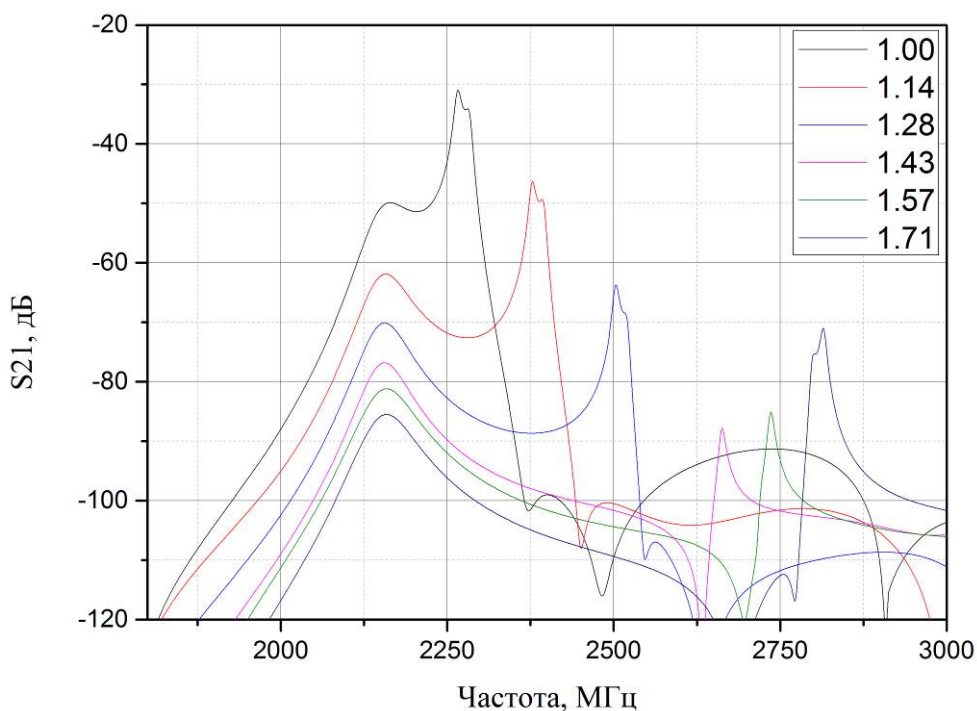


Рисунок 2.34 – Семейство АЧХ фильтров на частотах второй (паразитной) полосы пропускания при  $w_e = 2.8$  мм для разных отношений ширины внутренних и внешних резонаторов  $w_i/w_e$

Из рисунков видно, что при изменении ширины проводников внутренних резонаторов положение частот второй моды колебаний внешних резонаторов сохраняется, в то время как частоты второй моды колебаний внутренних резонаторов изменяются на величину порядка 30 %, что приводит к увеличению уровня вносимых потерь в фильтре на частоте паразитной полосы пропускания. При этом в силу того, что добротность внешних резонаторов в фильтре будет определяться степенью связи с внешними линиями передач, и будет значительно уступать добротности внутренних резонаторов, коэффициент передачи на частотах паразитной полосы пропускания будет определяться прохождением на частотах второй моды колебаний внутренних резонаторов.

Уровень прохождения на указанных частотах при увеличении  $w_i/w_e$  ведет себя немонотонно: сначала происходит его падение, а затем происходит рост. Можно сформулировать следующий вывод: для достижения максимальной глубины полосы заграждения фильтра следует выбирать такое значение  $w_i/w_e$ , при котором подавление на частотах второй моды колебаний внутренних резонаторов наибольшее. Этот факт продемонстрирован на рисунке 2.35, где представлены зависимости максимальных значений коэффициента прохождения в высокочастотных полосах заграждения фильтров ( $S_{21\max}$ ) от отношения  $w_i/w_e$  для трех значений  $w_e$ .



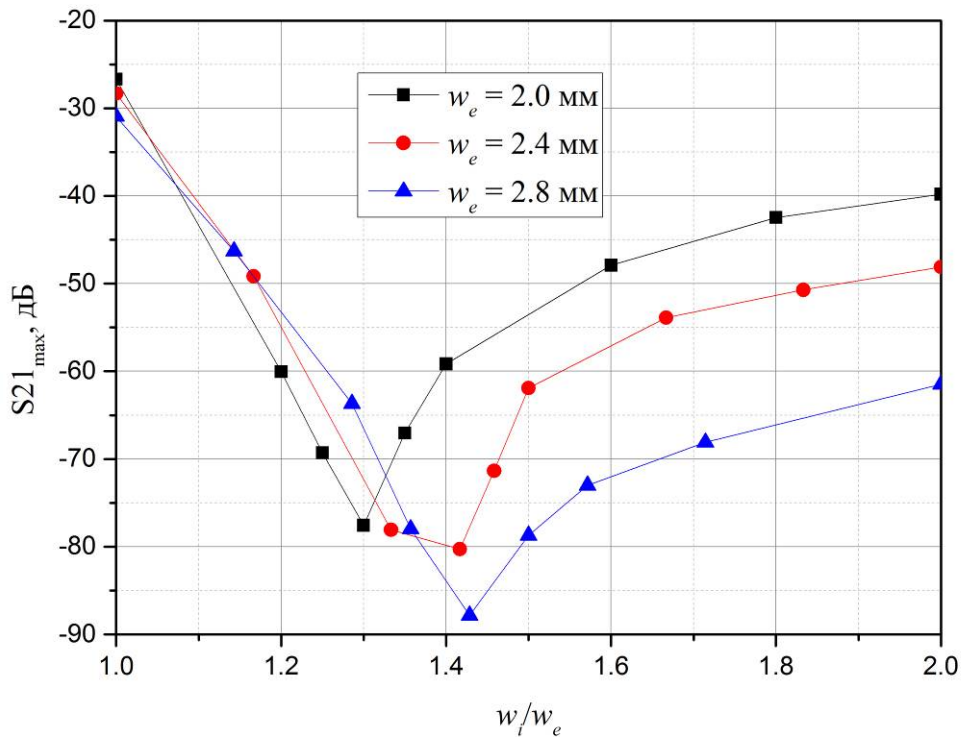


Рисунок 2.35 – Зависимость максимального ослабления сигнала в высокочастотных полосах заграждения фильтров ( $S_{21_{max}}$ ) от отношения  $w_i/w_e$

На рисунке видно, что уровень передачи на частотах паразитной полосы пропускания зависит и от ширины полосковых проводников внешних резонаторов – чем они шире, тем меньше этот коэффициент. Отсюда следует, что для максимального подавления паразитной полосы пропускания нужно не только подобрать правильное соотношение между шириной полосковых проводников внутренних и внешних резонаторов, но и делать насколько возможно широкими наружные резонаторы. Следует, однако, иметь в виду, что имеется ряд ограничений. В частности, увеличение ширины крайних резонаторов приводит к ослаблению связи между ними и линиями передачи, что в свою очередь уменьшает достижимую ширину полосы рабочих частот фильтра.

Все вышесказанное справедливо для фильтров с большим числом резонаторов.

Для подтверждения вышеописанных результатов был изготовлен четырехзвенный фильтр с центральной частотой полосы пропускания 500 МГц и с применением подложки из керамики ПК1-а-В80 (ООО «Керамика»). Длина резонаторов  $l_r = 9.7$  мм, ширина проводников внешних резонаторов  $w_e = 2.0$  мм, ширина проводников внутренних резонаторов  $w_i = 2.8$  мм. Положение точек подключения к внешним линиям передач определялось из условия КСВН в полосе менее 1.5. На рисунке 2.36 показаны АЧХ в узкой полосе и фотография изготовленного фильтра. Центральная частота полосы пропускания составляет 514 МГц, относительная ширина полосы пропускания – 10.8 %, уровень минимальных вносимых потерь – 1.2 дБ. Сравнение

АЧХ модели и макета в широкой полосе пропускания представлено на рисунке 2.37. Видно, что на обеих характеристиках первая паразитная полоса пропускания сильно «развалена» из-за значительной разницы между частотами второй моды колебаний внутренних и внешних резонаторов. Уровень подавления в высокочастотной полосе загараждения изготовленного фильтра на 20 дБ превышает уровень подавления модели, лежащей в его основе. Высокочастотная полоса загараждения изготовленного фильтра по уровню  $-50$  дБ составляет  $7.9f_0$ , даже при использовании сравнительно толстой подложки и только четырех резонаторов.

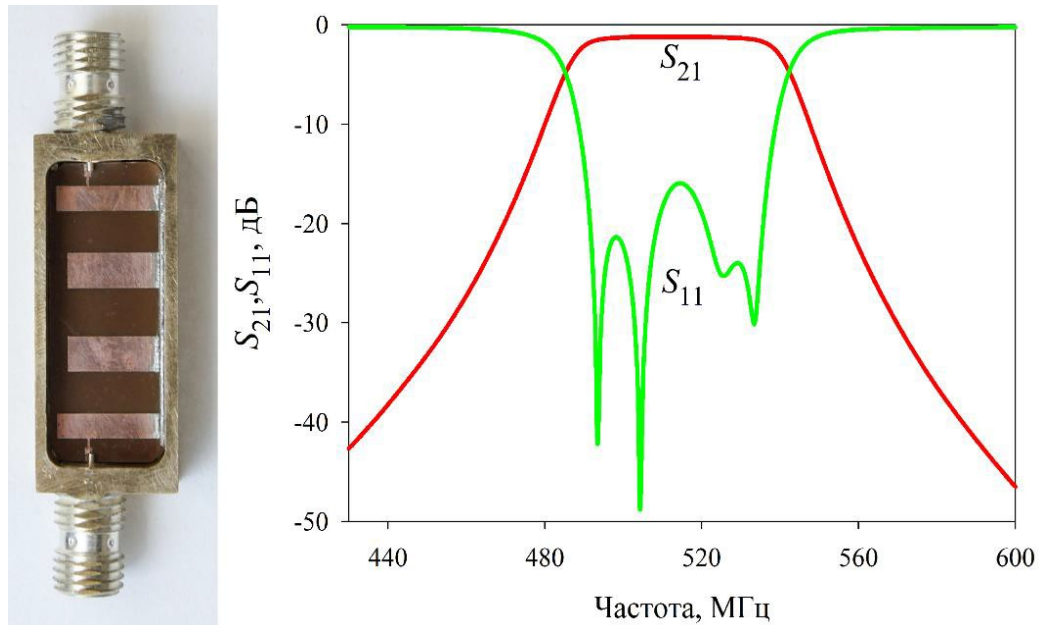


Рисунок 2.36 – Фотография изготовленного макета фильтра гармоник и его АЧХ в узкой полосе

Отличие в характеристиках полосы загараждения изготовленного фильтра и модели, лежащей в его основе, объясняется тем, что несмотря на паспортное значение 0.5 мм, реальная толщина подложки оказалась равной 0.45 мм, и как следует из раздела 2.1, уменьшение толщины подложки будет приводить к расталкиванию частот собственных мод колебаний резонаторов, что мы и наблюдаем на рисунке.

Кроме того, было синтезировано два фильтра шестого порядка, в первом из которых все резонаторы были одинаковой ширины 2 мм, а во втором внешние резонаторы имели ширину 2 мм, внутренние – 2.8 мм, центральные – 4.0 мм. Размеры подложки первого фильтра составляли  $9.7 \times 35.6$  мм<sup>2</sup>, второго –  $9.7 \times 38.6$  мм<sup>2</sup>. Характеристики обоих фильтров представлены на рисунке 2.38, для сравнения на этом же рисунке представлены характеристики модели фильтра четвертого порядка.



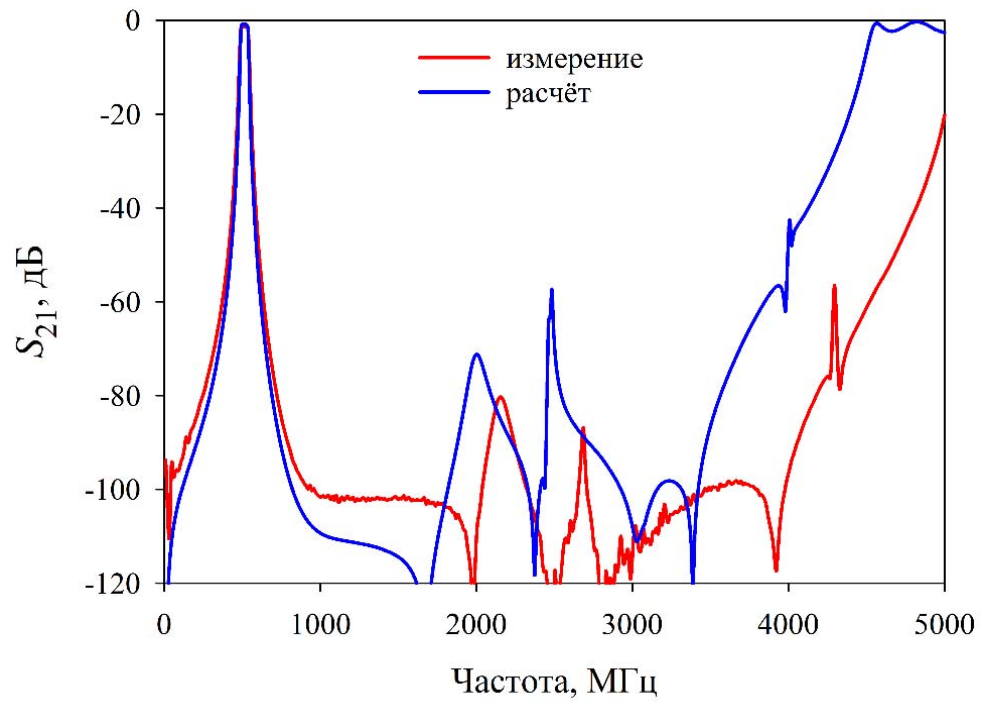


Рисунок 2.37 – Рассчитанная и измеренная АЧХ фильтра в широкой полосе частот

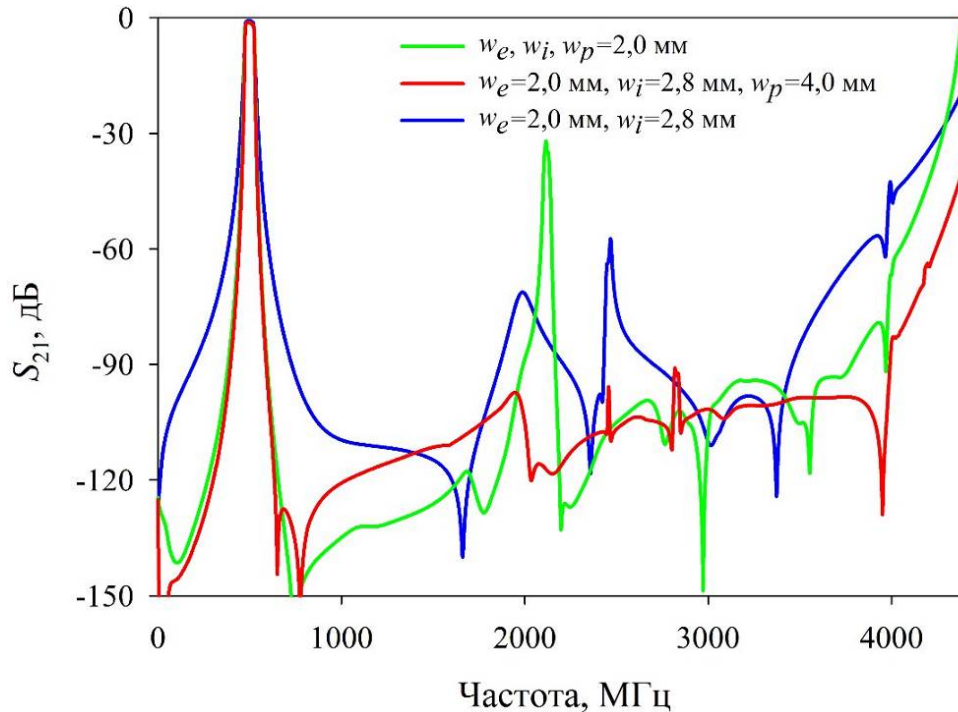


Рисунок 2.38 – Рассчитанные АЧХ фильтров гармоник шестого порядка на регулярных ДППР (зеленая линия – первый фильтр, красная линия – второй фильтр) и АЧХ четырехзвенного фильтра гармоник – синяя линия

Видно, что применение резонаторов разной ширины в фильтре шестого порядка позволяет фактически нивелировать первую паразитную полосу пропускания и получить полосу заграждения по уровню  $-90$  дБ шириной  $6.8f_0$ .

Стоит отметить, что применение большего числа звеньев в структуре фильтра гармоник позволяет значительно увеличить средний уровень подавления в полосе заграждения, так как крайние резонаторы будут находиться на большем расстоянии друг от друга, и прямое прохождение будет ослаблено.

Таким образом, предложенный способ расширения полосы заграждения фильтра приводит к значительному улучшению характеристик фильтра, при этом незначительно увеличивая его размеры.

Предложено два способа улучшения электрических характеристик полосно-пропускающих фильтров на многослойных многопроводниковых полосковых резонаторах в части расширения и углубления высокочастотной полосы заграждения. Так, перемыкание свободных концов проводников, находящихся на несоседних слоях, приводит к запрету на возбуждение тех мод колебаний, у которых высокочастотные токи в проводниках текут в разные стороны, оставляя тем самым только нижайшую по частоте моду колебаний и одну из более высокочастотных мод. На практике такое решение даже при небольшом количестве проводников в резонаторе позволяет получать полосы заграждения по уровню  $-40$  дБ до  $11f_0$ .

Вторым способом расширения высокочастотной полосы заграждения является применение в структуре фильтров резонаторов с разной шириной проводников. В этом случае, при условии фиксации общей длины резонаторов, резонаторы с большей шириной будут иметь меньший коэффициент перекрытия проводников, что приведет к увеличению частоты второй моды колебания. Максимально достижимая глубина полосы заграждения будет зависеть от ширины внешних резонаторов и отношения ширины резонаторов в топологии фильтра. Даже для двухпроводниковых резонаторов на подвешенной подложке толщиной  $0.5$  мм данное решение позволяет получить ширину высокочастотной полосы заграждения  $7.9f_0$  по уровню  $-50$  дБ для четырехзвенного фильтра и  $6.8f_0$  по уровню  $-90$  дБ для шестизвенного фильтра. Важно отметить, что оба предложенных решения увеличивают размеры устройств незначительно, однако усложняют процесс изготовления.

## **2.4 Способ повышения миниатюрности полосно-пропускающих фильтров на многослойных многопроводниковых полосковых резонаторах**

В разделе 2.1 было уделено значительное внимание вопросу уменьшения размеров резонаторов ДППР и ММППР, то есть уменьшению ширины фильтров, в то время как вопрос умень-

шения длины полосно-пропускающих фильтров рассмотрен лишь в части уменьшения расстояния между экраном и взаимодействующими резонаторами, снижающего величину полного коэффициента связи между ними. В этом случае для сохранения ширины рабочей полосы пропускания фильтра резонаторы могут быть сближены, что позволит уменьшить длину устройства. В то же время приближение экранов будет приводить к увеличению плотности токов Фуко, возбуждаемых в экранах, и к соответствующему снижению собственной добротности резонаторов. Кроме того, приближение экранов до расстояния 2 мм и менее делает структуру очень чувствительной к качеству изготовления деталей фильтра и монтажа его элементов, что особенно критично при серийном производстве устройств.

Как было отмечено ранее, при использовании многослойных многопроводниковых плосковых резонаторов в структуре фильтра связь между резонаторами имеет преимущественно индуктивный характер и фактически не имеет емкостной составляющей, при этом в полном коэффициенте связи эти компоненты имеют разные знаки, а это значит, что увеличение емкостной связи будет приводить к уменьшению общего коэффициента связи.

Для микрополосковых резонаторов известен способ увеличения емкостной связи между резонаторами, в котором отрезок полосковой линии помещается между их свободными концами. Было предложено решение, когда проводники резонаторов выполнены в форме букв «Г» или «Т» (рисунок 2.39), то есть свободные концы проводников резонаторов сближены, что приводит к значительному увеличению емкостного взаимодействия между резонаторами и тем самым к уменьшению полного коэффициента связи.

Реализуемость данного решения была проверена на примере двухзвенного полосно-пропускающего фильтра на двухпроводниковом полосковом резонаторе на подвешенной подложке. Для этого в программе электродинамического моделирования AWR Studio Suite было синтезировано два фильтра, имеющих одинаковую площадь полосковой структуры  $13.25 \times 6.4$  мм<sup>2</sup>, выполненных на подложке толщиной  $h_d = 0.5$  мм, подвешенной на расстоянии  $h_a = 3.5$  мм от верхней и нижней крышек. Подложка содержит резонаторы шириной  $w = 2$  мм, расположенные на расстоянии  $S = 2.4$  мм друг относительно друга. Отличие топологий заключается в наличии отрезков полосковых проводников размерами  $3.75 \times 0.3$  мм<sup>2</sup>, подключенных к краям проводников резонатора, как показано на рисунке 2.39.

На рисунке 2.40 представлены амплитудно-частотные характеристики обоих фильтров, из которых видно, что фильтр с применением классических резонаторов, имеет значительно более широкую полосу пропускания (штриховая кривая), чем фильтр с применением модернизированных резонаторов. Разница в ширине полос пропускания превышает семь раз: 3 % против 22 % для классических резонаторов. Для получения 3 % ширины полосы пропускания в фильтре с классическими полосковыми резонаторами расстояние между проводниками резонаторов

должно быть увеличено до 5 мм, что приведет к увеличению площади полосковой структуры  $13.25 \times 9.4 \text{ мм}^2$ , то есть увеличению на 47 %.

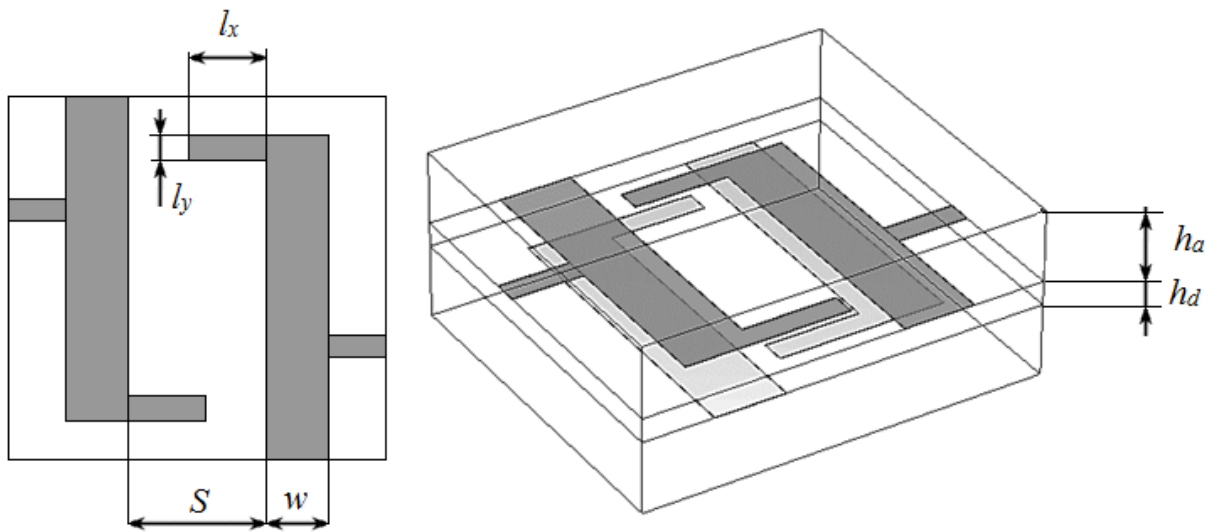


Рисунок 2.39 – Топология фильтра с дополнительными полосковыми проводниками

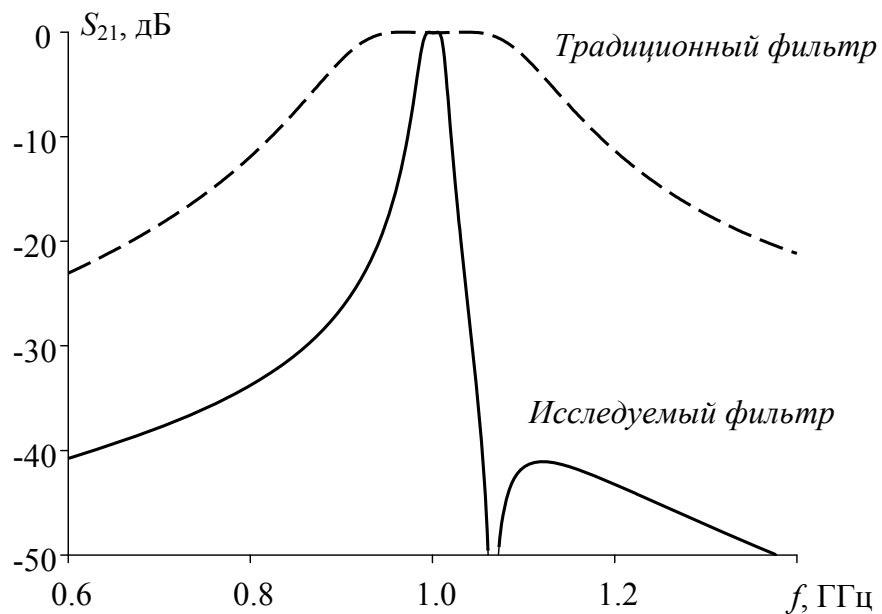


Рисунок 2.40 – Сравнение АЧХ двухзвенных ППФ на основе классического ДППР (штриховая линия) и с дополнительными отрезками линий передач (сплошная линия)

Кроме того, предложенный метод дает еще одно очевидное преимущество, наблюдаемое на рисунке 2.40, – увеличение емкостного взаимодействия между резонаторами, которое приводит к формированию полюсов затухания на склоне полосы пропускания, что значительно

увеличивает селективность фильтра за счет увеличения крутизны полосы пропускания. Необходимо понимать, что данный метод дает определенную степень свободы в настройке частоты полюса затухания: изменяя площадь проводников, можно как сдвигать полюс на низкочастотный или высокочастотный склон полосы пропускания, так и размещать полюс затухания строго по центру полосы пропускания. Так, на рисунке 2.41 показана АЧХ синтезированного фильтра для трех значений ширины полосковых проводников (1.6, 1.7, 1.8 мм). Из рисунка видно, что небольшое изменение площади проводников позволяет значительно изменить характеристику фильтра.

Были проведены также исследования зависимости полного коэффициента связи  $k$  от площади дополнительных проводников фильтра при изменении их длины  $l_x$ . Для этого были смоделированы фильтры исследуемой конструкции и рассчитаны их АЧХ. Конструктивные параметры полосковой структуры были следующими: ширина проводников  $w = 2$  мм, расстояние от верхнего и нижнего экранов до поверхности структуры  $h_a = 3.5$  мм, толщина подложки  $h_d = 0.5$  мм, ее диэлектрическая проницаемость  $\epsilon = 9.8$ , ширина дополнительного полоскового проводника  $l_y = 3.75$  мм.

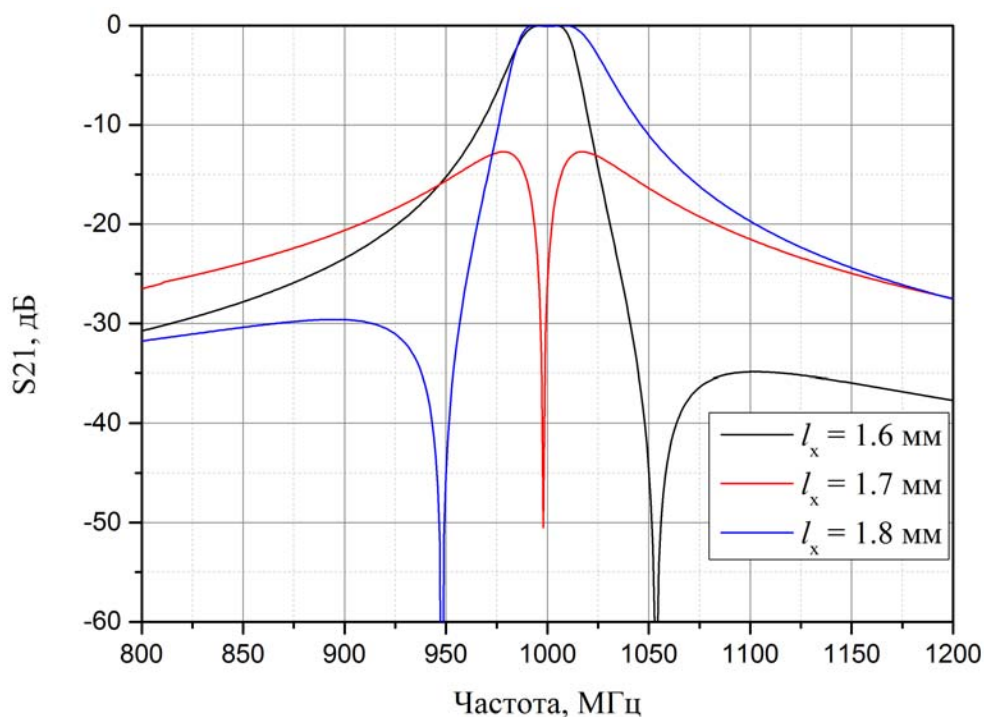


Рисунок 2.41 – Форма АЧХ модели двухзвенного ПДФ с дополнительными элементами емкостной связи при разной длине элементов

По графикам коэффициента передачи были найдены собственные частоты четных  $\omega_e$  и нечетных  $\omega_o$  связанных колебаний в резонаторе для дальнейшего расчета коэффициента связи.

На рисунке 2.42 представлены результаты расчета зависимостей полного коэффициента связи  $k$  исследуемых фильтров от взаимной емкости дополнительных проводников для конструктивных параметров, указанных выше. Видно, что при взаимной емкости полосковых проводников 0.65 нФ полный коэффициент связи обращается в ноль, что соответствует полюсу затухания в центре полосы пропускания устройства. Кроме того, это означает, что и для многослойного многопроводникового полоскового резонатора с учетом предложенной модификации одну и ту же ширину полосы пропускания можно получить как с превалирующим индуктивным взаимодействием между резонаторами, так и с превалирующим емкостным взаимодействием.

Необходимо отметить, что введение дополнительных полосковых проводников в структуру резонатора приводит к увеличению электрической длины резонатора, и как следствие, к снижению частоты первой моды колебаний. Соответственно, увеличивая емкостную часть резонатора, необходимо проводить укорочение полной длины проводников.

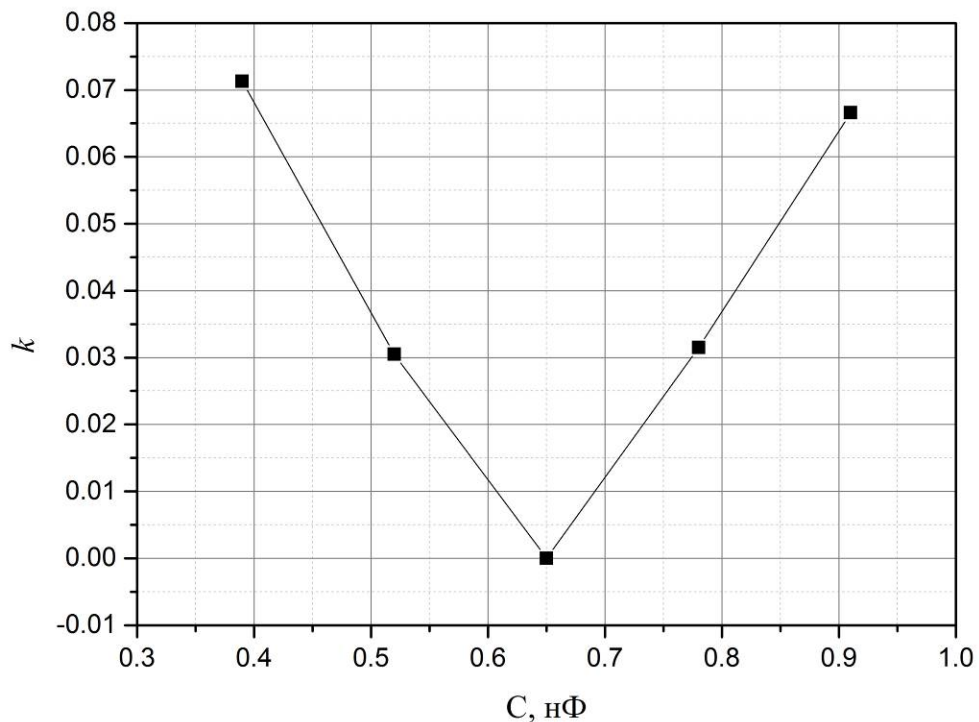


Рисунок 2.42 – Зависимость полного коэффициента связи от величины взаимной емкости дополнительных элементов

Практическая проверка предложенного метода была проведена с помощью полосно-пропускающего фильтра четвертого порядка, выполненного с применением диэлектрической подложки из материала Поликор ( $\epsilon = 9.8$ ) толщиной 0.5 мм, расположенной в 3.5 мм от верхней и нижней крышек. Топология фильтра содержит четыре резонатора шириной 2.4 мм, располо-

женные на расстоянии 2.8 мм друг относительно друга, что приводит к площади структуры  $16.4 \times 12.5 \text{ мм}^2$ . При помощи размеров и положения дополнительных полосковых проводников полоса пропускания фильтра была настроена так, чтобы центральная частота соответствовала 900 МГц, а относительная ширина полосы пропускания – 3 %. Фотография изготовленного фильтра и топология проводников представлены на рисунке 2.43, сравнение АЧХ рассчитанного и изготовленного фильтров – на рисунке 2.44. Видно, что наблюдается хорошее согласие между теорией и экспериментом, а также наличие полюса затухания на низкочастотном склоне полосы пропускания, что говорит о преимущественно емкостном взаимодействии между резонаторами в структуре устройства.

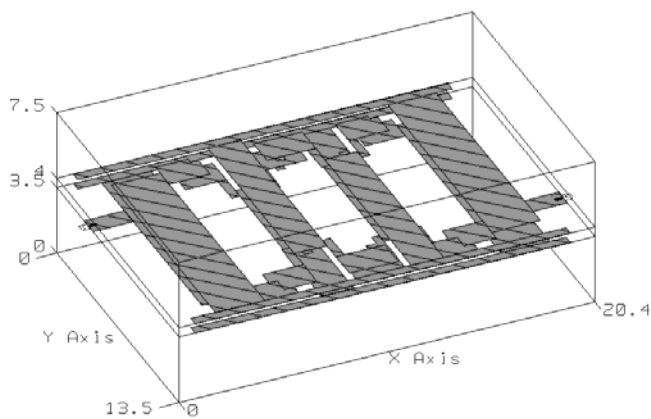


Рисунок 2.43 – Топология проводников и фотография изготовленного четырехзвенного фильтра с дополнительной емкостной связью

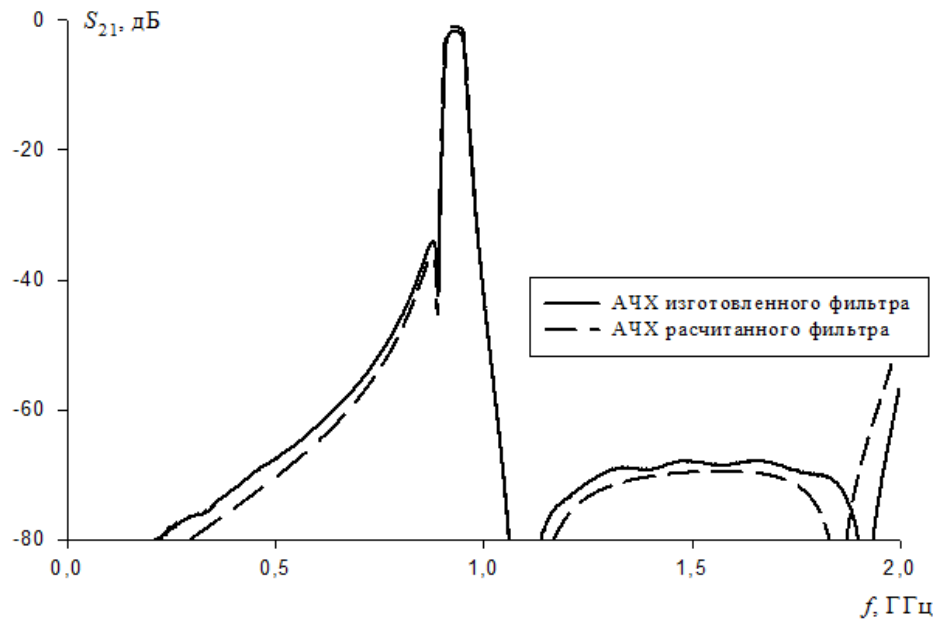


Рисунок 2.44 – Сравнение АЧХ модели четырехзвенного фильтра с дополнительными элементами емкостной связи и изготовленного макета

Таким образом, способ, основанный на использовании Т- и Г-образных полосковых проводников между резонаторами фильтра, приводит к существенному увеличению емкостного взаимодействия резонаторов, что позволяет не только значительно уменьшить размеры узкополосных фильтров на подвешенной подложке, но и сформировать на АЧХ нули коэффициента передачи вблизи полосы пропускания. Эти полюсы затухания обеспечивают более высокую крутизну склонов АЧХ по сравнению с традиционными конструкциями полосковых фильтров. Данный результат был подтвержден как теоретически, синтезом полосно-пропускающих фильтров второго и четвертого порядка, так и экспериментально, изготовлением фильтра четвертого порядка.

## 2.5 Реализация многослойного многопроводникового полоскового резонатора в интегральном исполнении и полосно-пропускающие фильтры на его основе

В разделе 2.2 были перечислены пять многослойных интегральных технологий, которые могут использоваться для создания устройств частотной селекции сигналов на многослойных многопроводниковых полосковых резонаторах. За время проведения исследований, описанных в данной работе, в иностранной научной литературе были опубликованы результаты исследований и конструкции устройств на основе многослойного многопроводникового полоскового резонатора, полученные другими научными группами, занимающимися вопросами разработки



устройств частотной селекции сигналов, в том числе группы Хонга [255, 256], что говорит о перспективности данного типа конструкций. Наибольшее внимание было уделено устройствам с применением технологии LTCC, так как данная технология позволяет обеспечить большое количество металлодиэлектрических слоев, при этом диэлектрические материалы, применяемые в этой технологии, имеют достаточно высокую диэлектрическую проницаемость, что позволяет синтезировать устройства, по габаритам достаточно близкие к фильтрам ПАВ, особенно в дециметровом диапазоне частот. В то же время, высокие диэлектрические потери и низкая проводимость металлических паст не позволяет создать высокоселективные устройства, имеющие больший динамический диапазон (малые вносимые потери в полосе пропускания и большое подавление в полосе заграждения). В миллиметровом, сантиметровом и на верхней границе дециметрового диапазона активно применяются технология IPD и вариант PCB технологии с применением в качестве диэлектрических слоев органических подложек [253, 257] и подложек из полимера на основе жидкого кристалла [252, 258].

Вопросы применения технологии многослойных печатных плат для создания устройств частотной селекции сигналов будут детально рассмотрены в главах 3 и 4 диссертационной работы.

В данном параграфе рассмотрим вопросы применения технологии IPD, которая используется для создания фильтров, преимущественно с применением квазисосредоточенных элементов [259-261], а также технологии атомно-слоевого осаждения оксида алюминия [262-264], ранее не использовавшаяся для создания полосно-пропускающих фильтров.

IPD технология подразумевает использование кремниевых подложек с высоким электрическим сопротивлением в качестве подложки-основания, которая отделяет структуру фильтра от нижнего экрана; при этом конструкция не содержит верхнего экрана, так как формируется на поверхности подложки-основания, являющейся частью модуля связи. Альтернативой кремнию могут выступать сапфир, Поликор, нелегированный арсенид галлия, а также другие диэлектрические подложки, обеспечивающие максимальную шероховатость поверхности на уровне порядка 1 нм. В качестве диэлектрического слоя, разделяющего проводники, применяются оксид или нитрид кремния, обладающие диэлектрической проницаемостью 3.75 и 7.2 соответственно. Типичная толщина диэлектрического слоя, в случае применения оксида кремния, составляет 5.6 мкм, при этом она может варьироваться в диапазоне от долей микрона (для создания квази-сосредоточенных емкостей) до десяти микрон (для разделения слоев, содержащих проводники). Дальнейшее увеличение толщины диэлектрических слоев будет приводить к неадекватному расходу прекурсоров, в частности силана ( $\text{SiH}_4$ ), который используется в реакции осаждения из газовой фазы для получения обоих видов диэлектриков. При необходимости дальнейшего увеличения толщины слоев в структуре применяются иные диэлектрики, обеспе-

чивающие требуемую толщину, к примеру SU-8. Согласно спецификации на технологию [265] при изготовлении устройств применяются металлические полосковые проводники толщиной 5 или 10 мкм, последний тип в основном применяется на самом верхнем слое структуры, при этом ширина проводников варьируется в диапазоне от 5 до 40 мкм с минимально допустимым зазором между проводниками 3 мкм.

Если обратиться к рисункам 2.10 и 2.11, то мы увидим, что с уменьшением толщины диэлектрического слоя в структуре наблюдается рост положительных эффектов, в частности, снижается частота его первой моды колебаний и возрастает раздвижка частот первой и второй мод колебаний, которая в полосно-пропускающем фильтре будет определять ширину высокочастотной полосы заграждения. Значительный рост эффектов будет наблюдаться тогда, когда толщина диэлектриков составит 50 мкм и ниже, то есть в диапазоне толщин диэлектриков, используемых в технологии IPD.

Для оценки эффективности применения технологии IPD для создания полосно-пропускающих фильтров на многослойных многопроводниковых полосковых резонаторах в среде CST Studio Suite было синтезировано две конструкции полосно-пропускающих фильтров, один из которых соответствовал спецификации на технологию и состоял из квазисосредоточенных емкостей и индуктивностей, во втором применялись ДППР. В качестве прототипа был взят двухзвенный фильтр для системы Wi-Fi 802.11 b/g [266], фотография и характеристика которого показаны на рисунке 2.45. Рабочая полоса фильтра находится в диапазоне 2400–2500 МГц с величиной вносимых потерь порядка 2.2 дБ, при этом фильтр обладает уникальной миниатюрностью, его размеры не превышают  $1.5 \times 0.9$  мм, что делает его сравнимым по размерам с фильтрами ПАВ, для которых данная частота является граничной.

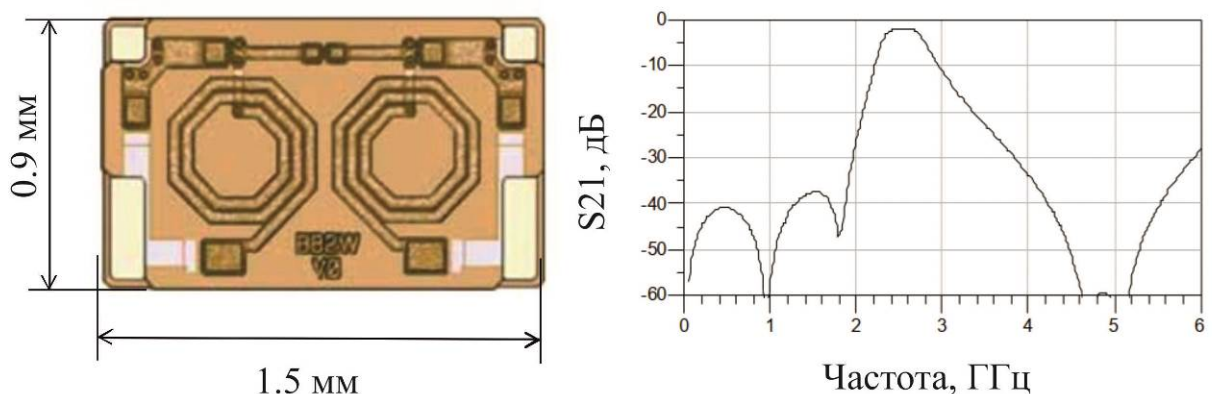


Рисунок 2.45 – Фотография коммерческого IPD ППФ для системы Wi-Fi 802.11 b/g и его АЧХ [266]

На рисунке 2.46 показаны конструкции обеих разработанных в данной работе моделей. Необходимо отметить, что в отличие от фильтра-прототипа, в разработанной конструкции фильтра на квазисосредоточенных элементах индуктивности выполнены в виде круглых, а не многоугольных спиралей, как в большинстве представленных в научной литературе конструкций, при этом значительное число статей посвящено исследованию добротностей спиралей в зависимости от их конструкций [267-269]. Так, переход от квадратной спирали к круглой приводит к росту добротности на треть (с 27 до 36) при частоте 500 МГц, что было также подтверждено на моделях, разработанных в среде CST Studio Suite.

На рисунке 2.47 показано сравнение АЧХ синтезированных моделей фильтров на квазисосредоточенных элементах и с применением ДППР. Видно, что переход от многоугольных спиралей к круглым приводит к снижению вносимых потерь в полосе 2400-2500 МГц с 2.2 дБ до 1.4 дБ, при этом применение ДППР при создании фильтров позволяет еще и уменьшить уровень вносимых потерь до значений, не превышающих 1.1 дБ. Крайне важно отметить, что фильтры на двухпроводниковых полосковых резонаторах имеют значительно более высокую селективность, в том числе за счет более узкой полосы пропускания. Ровно по той же причине конструкция фильтра на ДППР имеет в 2.5 раза большую площадь, которая будет определяться длиной фильтра и может быть уменьшена за счет сближения резонаторов, что, однако, приведет и к расширению полосы пропускания.

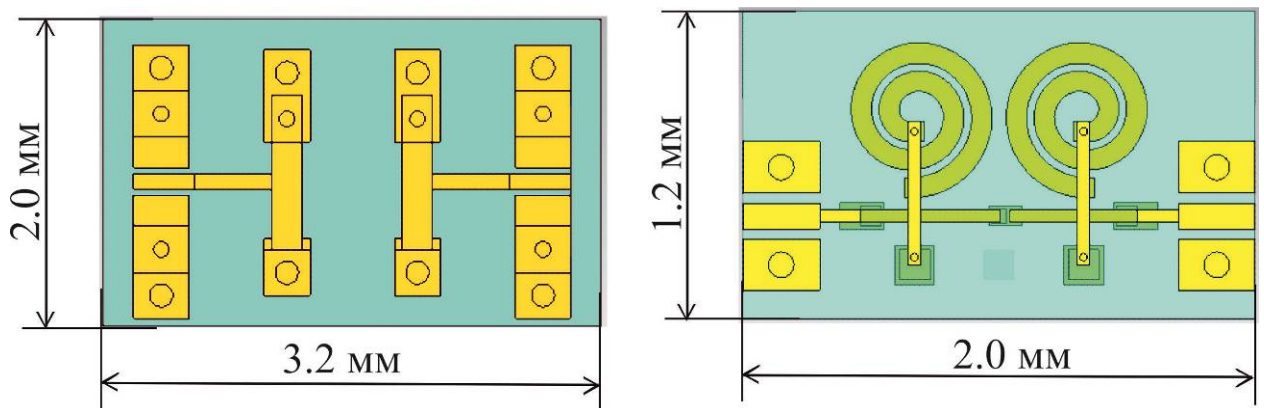


Рисунок 2.46 – Конструкция ППФ для системы Wi-Fi 802.11 b/g на основе ДППР и квазисосредоточенных элементов

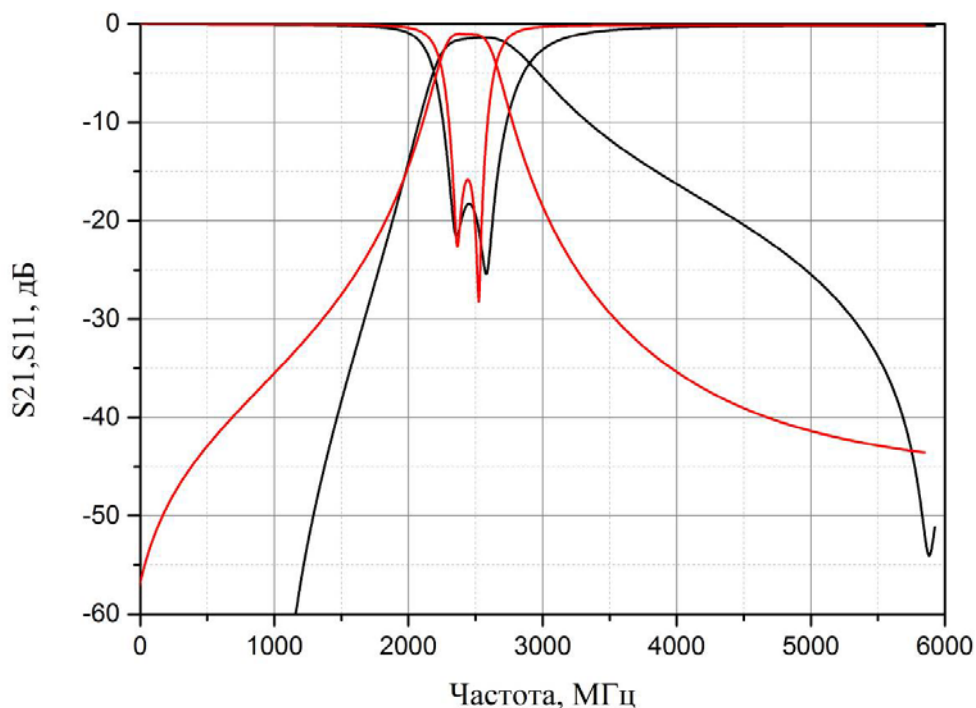


Рисунок 2.47 – Сравнение АЧХ моделей фильтров на ДППР (красная кривая) и квазисосредоточенных элементах (черная кривая)

Таким образом, применение технологии интегрированных пассивных устройств для создания высокоселективных устройств частотной селекции сигналов на многослойных многопроводниковых полосковых резонаторах может стать перспективным для создания нового поколения устройств, по размерам приближающихся к фильтрам на основе поверхностных акустических волн.

В то же время, основное преимущество многослойных многопроводниковых полосковых резонаторов заключается в миниатюрности, соответственно, интерес вызывает вопрос о применимости данной технологии для фильтров метрового и дециметрового диапазонов длин волн. В связи с этим возникает вопрос применимости стандартов технологии, в частности, толщины металлизации и ширины проводников для реализации устройств, особенно с учетом того, что добротность таких миниатюрных конструкций и так оставляет желать лучшего.

Были проведены исследования влияния параметров индуктивности, толщины металлизации и ширины ее проводника на собственную добротность колебательного контура, в состав которого она входит. Внешний вид модели колебательного контура представлен на рисунке 2.48 и состоит из круглой спирали и емкости, сформированной из оксида кремния. Данный колебательный контур был настроен на частоту 500 МГц и подключен к внешним линиям передач в режиме слабой связи. На рисунке 2.49 представлены обе полученные зависимости, на которых красными крестиками показаны параметры структуры в соответствии со спецификацией.

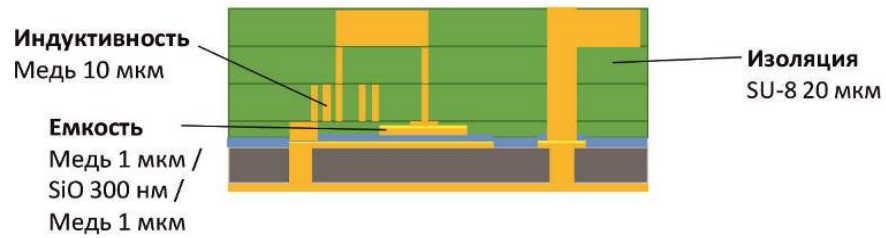
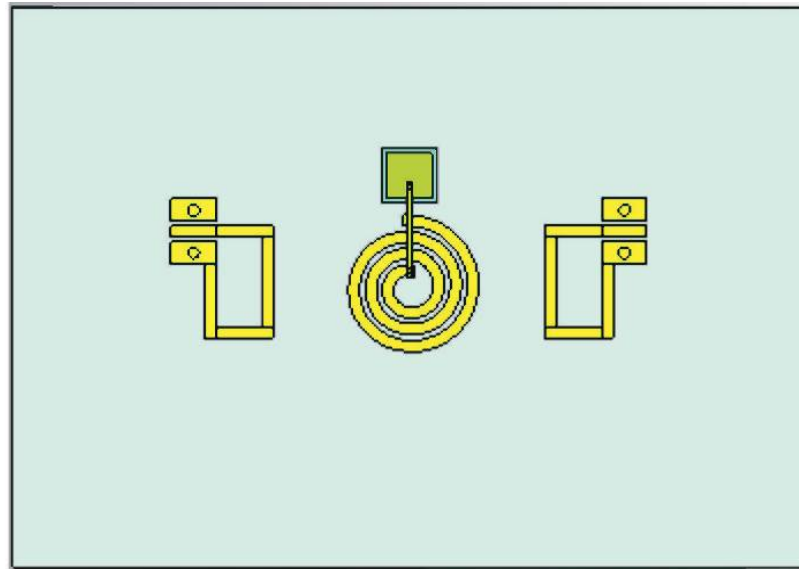


Рисунок 2.48 – Конструкция исследованного колебательного контура

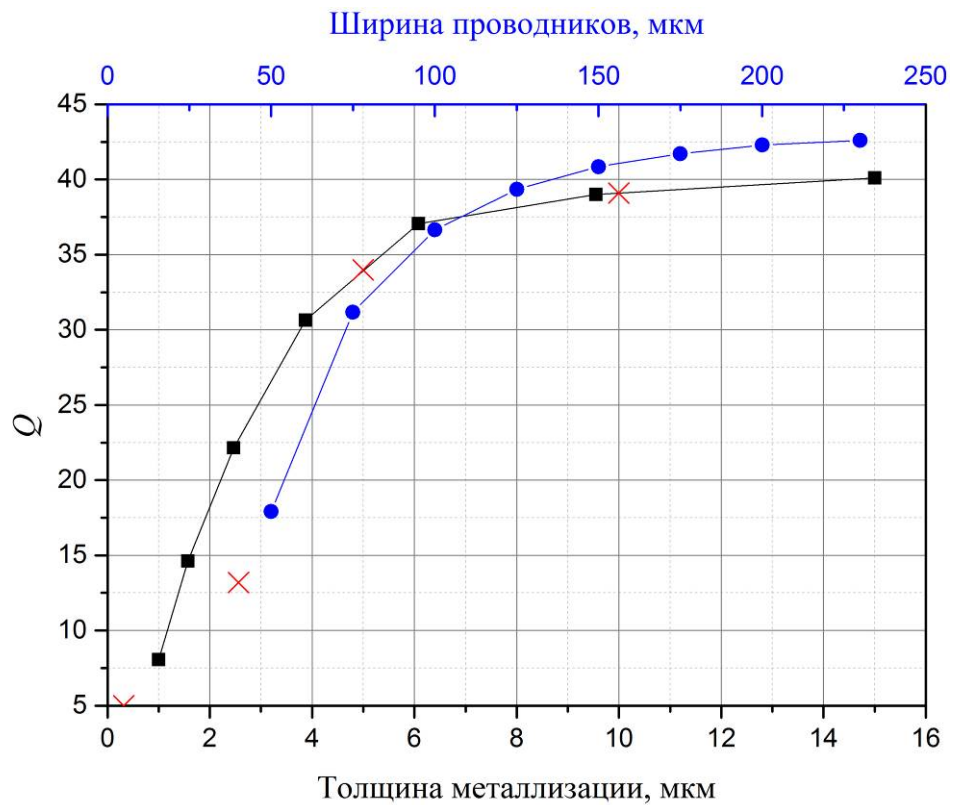


Рисунок 2.49 – Зависимость собственной добротности колебательного контура от параметров индуктивности. Крестиками показаны параметры, специфицированные технологией

Видно, что для частоты 500 МГц толщина металлизации 10 мкм все еще находится на полочке добротности, в то время как толщина 5 мкм уже находится на склоне и небольшое отклонение по толщине металлизации, полученное при изготовлении устройств, будет приводить к чувствительному изменению добротности. Это означает, что устройства будут чувствительны к технологическим процессам, что усложнит их серийное производство. При переходе в метровый диапазон эта ситуация будет усугубляться и потребует толщины металлизации 15-17 мкм. Значительно хуже обстоит дело с добротностью при уменьшении ширины проводников. На рисунке видно, что специфицированные ширины находятся в области низкой добротности, а для достижения приемлемых значений добротности ширина проводников должна превышать 150 мкм.

На рисунке 2.50 показана конструкция многослойного многопроводникового полоскового резонатора при реализации его по технологии IPD. Структура состоит из диэлектрической подложки с малыми диэлектрическими потерями и высокой механической прочностью, нижняя поверхность которой полностью металлизирована и выполняет функцию экрана структуры. Для замыкания проводников резонаторов на экран в подложке формируются сквозные отверстия, диаметр которых определяется толщиной подложки из условия, что  $\Phi > ha/12$ , и в рамках работы составлял 100 мкм. В подложках из высокоомного кремния отверстия могут быть получены методом Бош-процесса, а в подложках из керамики Поликор, сапфира или стекла – методом лазерной абляции. В зависимости от выбранного материала подложки и используемой технологической карты, изготовление данных отверстий может предшествовать процессу металлизации и осуществляться в тот момент, когда основной экран структуры уже сформирован. Заполнение отверстий происходит методом гальванического роста меди между двумя металлическими слоями на обеих поверхностях подложки, получаемых методом термического испарения. После того как сквозные отверстия заполнены металлом, методом фотолитографии формируется нижний слой топологии, который содержит как проводник резонатора, так и переходную площадку, используемую для сквозного отверстия в металлодиэлектрической структуре, которая замыкает проводники резонатора и заземляющее переходное отверстие. Формирование оставшейся части структуры производится чередованием следующих процессов:

- процесс осаждения диэлектрической прослойки методом осаждения из газовой фазы оксида или нитрида кремния;
- Бош-процесс травления диэлектрической прослойки по топологии проводников резонатора и в точках переходных отверстий, соединяющих проводники в единую структуру (когда толщина диэлектрической прослойки немного больше толщины проводников), либо только в точках сквозных отверстий, если толщина осажденного диэлектрического слоя соответствует толщине диэлектрической прослойки резонатора;

- гальванический рост металлического слоя;
- формирование проводников резонаторов либо методом химического травления с применением процесса фотолитографии, либо методом химико-механической полировки в случае, если проводники резонатора находятся внутри диэлектрического слоя;
- химико-механическая полировка поверхности структуры для подготовки синтеза следующего слоя структуры.

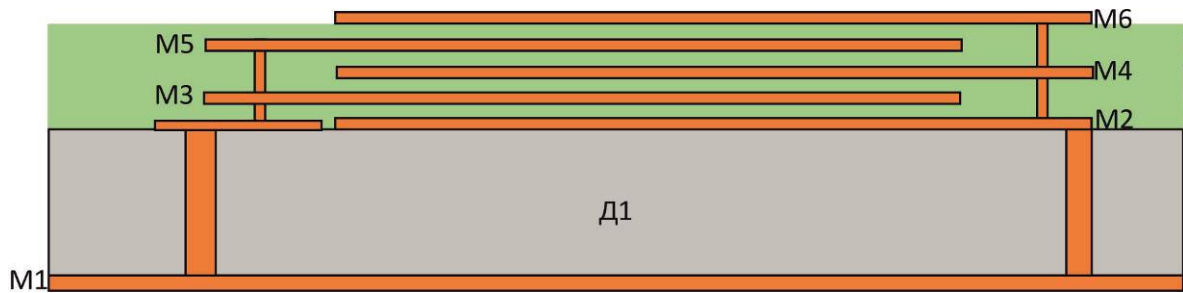


Рисунок 2.50 – Конструкция ММПП при реализации его по технологии IPD. Вид в продольном сечении

В идеализированном случае, представленном на рисунке, толщина диэлектрических слоев совпадает с толщиной проводников, то есть металлические проводники помещены в диэлектрическую матрицу. На практике реализация подобного способа в метровом диапазоне нецелесообразна в связи со значительным расходом силана и, как следствие, ростом себестоимости устройств. Применение диэлектрических прослоек толщиной меньше слоя металлизации будет проводить к непланарности структуры и последующему ухудшению характеристик резонатора из-за возникновения нерегулярности в его структуре.

Исходя из вышеописанного, можно сделать вывод, что сквозные металлизированные отверстия, используемые как для соединения проводников в структуре, так и для соединения резонатора с экраном, могут составлять значительную часть резонатора, особенно в сантиметровом диапазоне, когда число проводников мало. В связи с тем, что процесс гальванического заполнения медью заземляющего отверстия сложно контролировать на этапе изготовления устройства, а снижение проводимости меди в отверстиях будет значительно снижать общую добротность резонатора, возникает вопрос о минимизации толщины диэлектрической подложки-основания.

Очевидно, что добротность резонаторов будет сильно зависеть как от диэлектрических потерь подложки-основания, так и от толщины диэлектрика, последнее объясняется уменьшением погонной индуктивности резонатора: при уменьшении толщины подложки она тоже

уменьшается. Так, для микрополоскового резонатора, выполненного на подложке с низкой диэлектрической проницаемостью, погонная индуктивность и добротность могут быть определены следующим образом [270]:

$$L \approx \mu_0 \ln\left(\frac{8h_d}{w}\right),$$

$$Q_0 = \frac{Z_{eqv}}{R} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{\mu_0}{C} \ln\left(\frac{8h_d}{w}\right)},$$
(2.5)

где  $w$  – ширина резонатора,  $C$  – погонная емкость.

Было проведено сравнительное исследование методом моделирования в среде CST Studio Suite трех наиболее часто применяемых в СВЧ электронике резонаторов (микрополосковый, полосковый и копланарный). Исследовалось, какая при фиксированных ширине проводников ( $w = 1$ ) и расстоянии до верхней крышки ( $h_a = 4$  мм) будет зависимость добротности резонатора от расстояния до нижнего экранирующего слоя. В исследовании в качестве материала подложки использовалась керамика Поликор, а в качестве материала проводников – отожженная медь. Для каждого значения толщины подложки собственная частота первой моды колебания настраивалась на частоту 1000 МГц. На рисунке 2.51 представлены результаты моделирования, из которых видно, что пока толщина подложки превышает 0.5 мм, добротность всех трех типов резонаторов остается в пределах значений, при которых еще допустимо синтезировать высокоселективные полосно-пропускающие фильтры (ось ординат отложена в логарифмической шкале). Как только это значение пройдено, наблюдается значительное снижение добротности первой моды колебаний и, при толщине подложки 100 мкм, добротность всех резонаторов, даже при применении высокодобротной керамики СВЧ, не превосходит 50, а в случае использования материалов типа оксида или нитрида кремния добротность не будет превышать нескольких десятков.

Кроме того, приближение экранирующего слоя делает резонатор более чувствительным к потерям в материале экрана, что связано с тем, что с уменьшением толщины подложки растет плотность тока в проводниках резонатора и возрастает величина токов Фуко в экране.

Для подтверждения данного предположения на примере ДППР было решено определить, как десятикратное изменение проводимости экрана будет влиять на относительное изменение добротности резонатора. С этой целью были промоделированы два резонатора с проводимостью материала экрана  $5.88 \times 10^8$  Сим/м и  $5.88 \times 10^7$  Сим/м соответственно, для которых варьировалось расстояние до экрана и определялось относительное изменение добротности  $\Delta Q/Q_0$ . Результаты показаны на рисунке 2.52, где видно, что при толщине подложки 1 мм изменение собственной добротности первой моды колебания составляет всего 16 % даже при таком значи-



тельном изменении проводимости в экране, при толщине 100 мкм – более 65 %, а при 10 мкм – более 86 %.

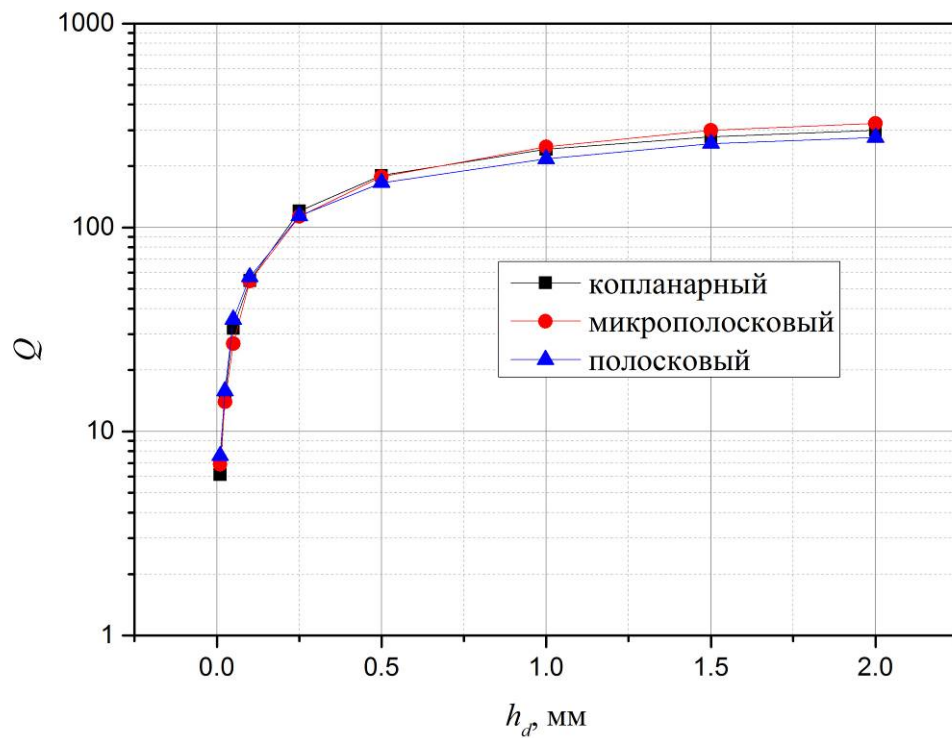


Рисунок 2.51 – Зависимость собственной добротности первой моды колебаний резонаторов от толщины диэлектрической подложки

Результаты данного исследования показали, что толщина подложки 0.5 мм является критической, и дальнейшее уменьшение толщины будет приводить к резкому падению добротности и невозможности использования таких резонаторов для создания фильтров.

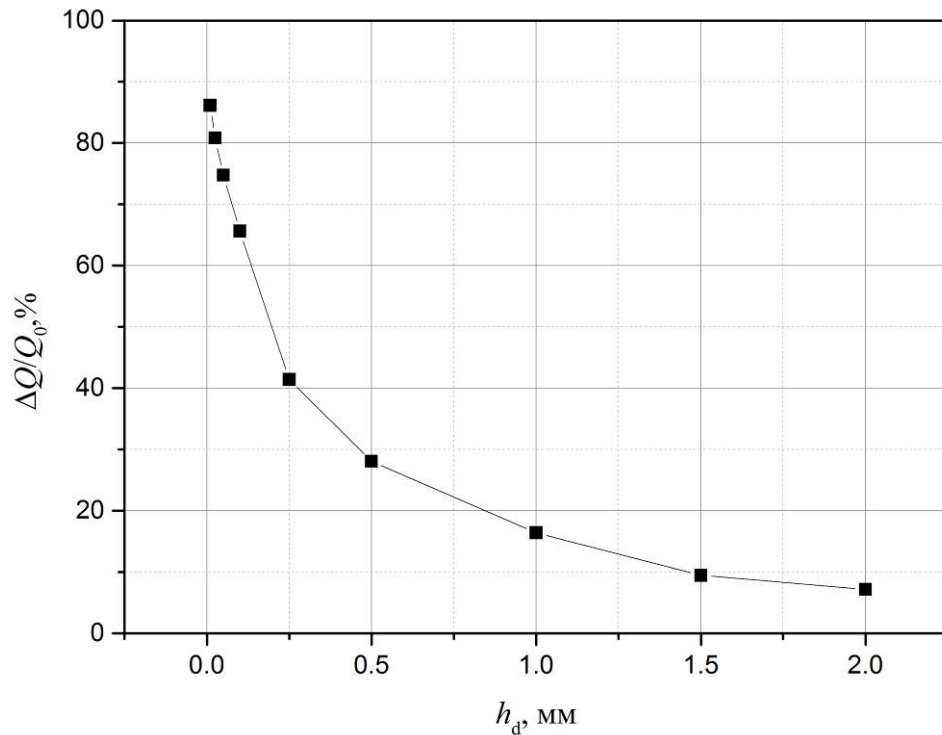


Рисунок 2.52 – Зависимость относительного изменения собственной добротности резонатора при десятикратном изменении проводимости экрана от расстояния до экрана

Для оценки перспективности этой технологии была синтезирована линейка из трех пяти-проводниковых полосковых резонаторов, в которых подложкой-основанием выступал высокоомный кремний ( $\epsilon_r = 11.9$ ,  $\tan\delta = 0.001$ ) толщиной 0.5 мм; диэлектриком, разделяющим проводники резонатора, выступал оксид кремния ( $\epsilon_r = 4.07$ ,  $\tan\delta = 0.001$ ), ширина полосковых проводников  $w = 0.6$  мм. Резонаторы различались толщиной оксида кремния:  $h_d = (5, 10, 15)$  мкм, а также длиной  $l_r = (8.8, 12.3, 14.9)$  мм, чтобы обеспечить одинаковую частоту резонаторов – 240 МГц. Кроме того, были синтезированы полосно-пропускающие фильтры третьего порядка с применением указанных резонаторов и шириной относительной полосы пропускания равной 5%. АЧХ резонаторов и фильтра на основе резонатора с толщиной оксида 5 мкм представлены на рисунках 2.53 и 2.54 соответственно. Из рисунка 2.53 видно, что резонатор с толщиной оксида кремния  $h_d = 5$  мкм имеет наибольшую раздвижку частот: так, для резонатора с толщиной оксида 5 мкм раздвижка частот превосходит 25.5, для резонатора с  $h_d = 10$  мкм – 18.6, а для резонатора с  $h_d = 15$  мкм – 15.1, при этом добротность резонатора практически не меняется. Выбранный способ подключения резонаторов фактически не позволяет возбуждаться резонансам на промежуточных частотах, о чем свидетельствуют едва заметные резонансные пики на АЧХ. Тот же способ согласования был использован и в синтезированном фильтре, что стало возможно из-за узкой полосы пропускания устройства.

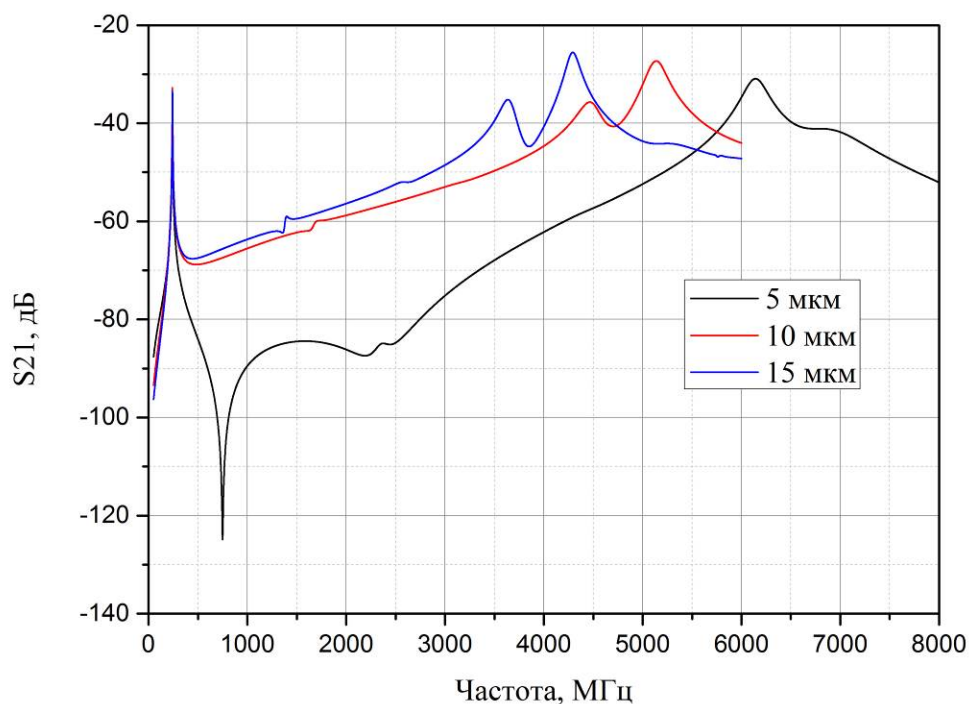


Рисунок 2.53 – АЧХ модели пятипроводникового резонатора с применением подложки-основания из кремния в матрице оксида кремния при разной толщине оксида

Размеры синтезированного фильтра составили  $10 \times 11 \text{ мм}^2$  или  $0.008\lambda_0 \times 0.0088\lambda_0$ , где  $\lambda_0$  – длина волны (в вакууме) на центральной частоте полосы пропускания фильтра. Фильтр имеет протяженность полосы заграждения по уровню  $-70 \text{ дБ}$  равную  $17.7f_0$ , а по уровню  $-40 \text{ дБ}$  –  $53.5f_0$ .

Изготовление вышеописанных резонаторов и фильтров проводилось в «Наносехе» АО «НПП «Радиосвязь». Была сделана попытка изготовить все три типа резонаторов и полосно-пропускающих фильтров с разной толщиной диэлектрического слоя. При изготовлении структур было установлено, что при росте слоя оксида кремния свыше 1 мкм в структуре возникают механические напряжения, что связано различием параметров кристаллической решетки чистого кремния и оксида кремния. Данный эффект известен [271], и, как было установлено, возрастает с увеличением отношения толщины осажденного слоя к толщине подложки-основания. Так, для подложек кремния толщиной 100 мкм деформация кремниевой подложки при осаждении 15 мкм пленки оксида кремния заметна невооруженным глазом. В описываемой конструкции устройств, когда топология имеет большую площадь перекрытия проводников, в отличие от классической технологии IPD, данный эффект приводит к замыканию металлических слоев вследствие деформации структуры, и к выходу устройства из строя. Кроме того, большая площадь перекрытия проводников и низкая прочность оксида кремния не позволяют получить большой процент выхода годных устройств даже при уменьшении толщины диэлектрика до

1 мкм, так как повышается вероятность замыкания слоев при осаждении металлических проводников резонаторов. Опыты показали, что процент работающих устройств не превышает 25 %, что не позволяет говорить о возможности серийного производства устройств по имеющейся в данный момент технологии.

Решением может являться напуск в рабочую камеру аммиака ( $\text{NH}_3$ ) одновременно с силиконом и кислородом при осаждении из газовой фазы диэлектрических слоев, однако данные вариации технологических процессов требуют значительного времени на исследования.

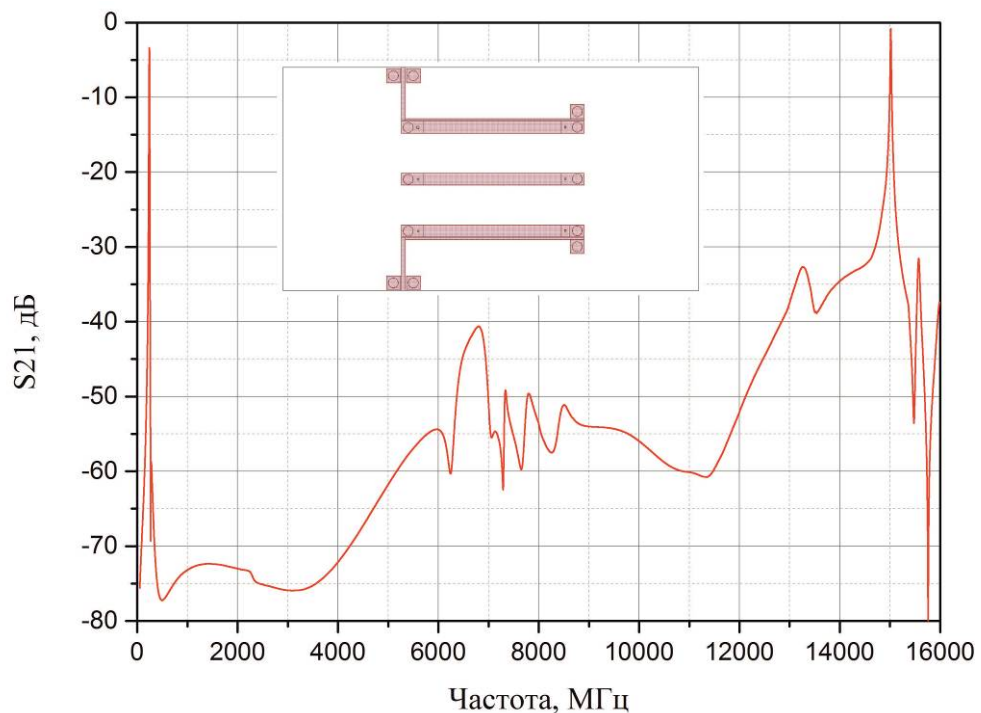


Рисунок 2.54 – АЧХ модели трехзвенного ППФ на основе пятипроводникового полоскового резонатора с применением технологии осаждения оксида кремния из газовой фазы

Таким образом, разработанный ММПР, в случае его реализации в интегральном исполнении, например, с использованием подложек-оснований из высокоомного кремния и металодиелектрической структуры, полученной технологическими процессами осаждения из газовой фазы оксида кремния и гальваническим процессом роста меди, позволяет создавать фильтры с большой шириной высокочастотной полосы заграждения, при этом устройства будут иметь размеры того же порядка, что и ПАВ-фильтры. В то же время для успешной практической реализации фильтров необходимо решить часть технологических вопросов, связанных с деформацией структуры из-за несовпадения параметров решетки осажденных слоев и подложки-основания, что так же потребует дополнительных исследований.

## 2.6 Применение технологии атомно-слоевого осаждения оксида алюминия для создания полосно-пропускающих фильтров на полосковых резонаторах

Результаты исследований, показанные на рисунках 2.10-2.11 данной главы, говорят о том, что значительное улучшение характеристик многослойного многопроводникового полоскового резонатора наблюдается тогда, когда толщина диэлектрического слоя между проводниками резонатора становится менее 50 мкм. Однако необходимо учитывать, что применяемый в таком случае диэлектрик должен иметь высокую механическую и электрическую прочность, так как резонатор будет иметь большую площадь перекрытия проводников, чтобы обеспечить максимально достижимую собственную добротность. Такая конфигурация, как показали опыты с оксидом кремния, может приводить к межслойному замыканию. Оксид алюминия ( $\text{Al}_2\text{O}_3$ ) известен своей высокой механической прочностью и отличными электрическими характеристиками (малыми диэлектрическими потерями и достаточно высокой относительной диэлектрической проницаемостью), в связи с чем получил большое распространение в системах электроники. Технология атомно-слоевого осаждения (ALD) наиболее часто применяется в полупроводниковой индустрии, где в настоящее время вытесняет классические технологии осаждения благодаря обеспечиваемой высокой однородности по толщине и по составу. По этой причине в настоящий момент они получили большие области распространения, в том числе: производство МЭМС-компонентов; производство излучающих диодов; оптические покрытия; солнечные батареи, последним двум темам в научной литературе уделено наибольшее количество работ в последнее десятилетие.

В силу того что данная технология предназначена для создания полупроводниковых устройств, а характеристики синтезированных слоев зависят от параметров процесса осаждения, необходимо было определить характеристики синтезируемого слоя диэлектрика, в частности величину относительной диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь. Кроме того, необходимо было решить вопросы точности совмещения слоев структуры, а также прочности диэлектрического слоя.

Для решения указанных вопросов было синтезировано семь резонаторов, имеющих форму вложенных шпилек, с разной шириной проводников. Выбор данной конструкции резонатора был обусловлен требованием минимизации технологических факторов, которые могут повлиять на характеристики резонатора, в первую очередь на его добротность. По этой причине, к примеру, в конструкции отсутствовали сквозные соединения проводников через диэлектрический слой, заполненный гальванически выращенной медью, или металлизированные сквозные отверстия в подложке-основании, а в качестве основного метода металлизации использовалось термическое испарение меди. Резонаторы имели разную частоту первой моды колебаний и от-

личались параметрами верхнего проводника. Так, для метрового диапазона длин волн была выбрана частота 280 МГц, в дециметровом диапазоне – 1490 МГц, а в сантиметровом диапазоне – 3800 МГц. Для резонатора сантиметрового диапазона варьировалась ширина проводников верхней шпильки в диапазоне от 0.1 мм до 0.5 мм, чтобы оценить влияние ширины проводника на добротность резонатора и вероятность замыкания проводников через тонкий слой диэлектрика. Структура резонатора состояла из сапфировой подложки толщиной  $h_a = 0.6$  мм, на поверхность которой осаждался слой меди толщиной 18 мкм, и с применением фотолитографии изготавливался нижний проводник резонатора шириной 0.75 мм для резонатора метрового диапазона длин волн, 0.5 мм для резонаторов с частотой 1490 МГц и 0.35 мм для резонаторов частотой 3800 МГц. После этого на поверхности структуры выращивался слой оксида алюминия толщиной 0.3 мкм, поверх которого формировалась верхняя шпилька резонатора из меди толщиной 12 мкм. Так как в литературе относительная диэлектрическая проницаемость оксида алюминия, полученного данным методом, варьируется в диапазоне от 7.2 до 9.2, в модели данный параметр тонкого слоя был заложена как среднее в указанном диапазоне ( $\epsilon_r = 8.2$ ), тангенс угла диэлектрических потерь –  $\tan\delta = 0.001$ ; для подложки-основания были взяты обычные характеристики, соответствующие сапфиру ( $\epsilon_r = 9.8$ ,  $\tan\delta = 0.0005$ ). Резонаторы были сгруппированы и мультиплицированы на подложку, так что на подложке находилось порядка 20 резонаторов каждого типа.

На рисунке 2.55 представлена фотография изготовленной в «Наноцехе» АО «НПП «Радиосвязь» пластины, содержащей разработанные резонаторы, а также их увеличенные изображения в процессе измерений. Для оценки размеров резонаторов на фотографиях видны зонды измерительной станции, использованной для проведения эксперимента. В таблицах 2.2 и 2.3 представлена сводка результатов измерений, в частности, средние измеренные значения, отклонение от среднего значения, расчетные значения и отклонения от расчета. Значения, приведенные в скобках в первом столбце, это ширина верхнего проводника резонатора.

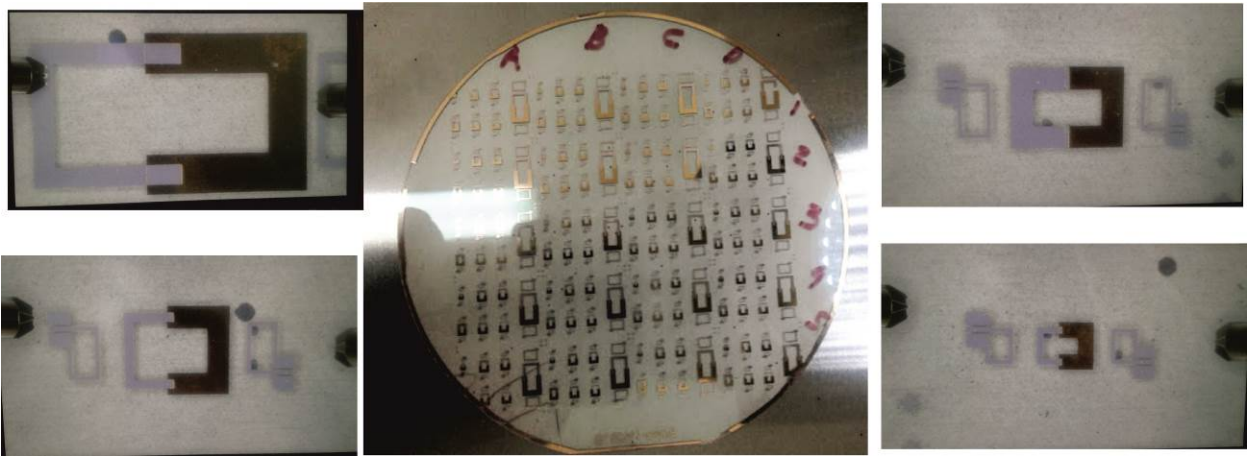


Рисунок 2.55 – Фотография резонаторов, изготовленных по технологии атомно-слоевого осаждения оксида алюминия (первая итерация)

Из таблиц видно, что все изготовленные резонаторы имеют значительно более высокую частоту, чем полученная в модели, при этом наблюдается и разброс частоты резонатора по поверхности пластины. Важно отметить, что для всех резонаторов наблюдается отклонение от модельных значений в одну и ту же сторону. На рисунке 2.56 показано распределение частот резонаторов по поверхности подложки для резонаторов 1490 МГц с шириной верхнего проводника 0.2 мм (0.2) и 0.3 мм (0.3), из которого видно, что наблюдается рост частоты резонаторов, находящихся в нижнем левом углу пластины, что позволяет сделать предположение о том, что имеется либо неравномерное травление проводников на верхней поверхности подложки, либо неравномерный рост диэлектрика по подложке. Для определения причин наблюдаемых отклонений были проведены измерения параметров верхнего проводника резонатора и коэффициента перекрытия проводников, в ходе которых было установлено, что наблюдается избыточное травление верхнего проводника, который наиболее критичен для резонаторов с частотой 3800 МГц в силу их малых размеров, а также для резонаторов с частотой 1490 МГц и шириной проводников 0.1 мм и 0.5 мм, которые имеют наименьший коэффициент перекрытия. Введя измеренные значения параметров проводников в модель, удалось определить значение  $\varepsilon = 7.5$ , которое в дальнейшем использовалось при проведении разработок и исследований.



Таблица 2.2 – Результаты измерения частоты первой моды колебаний резонаторов и сравнение их с характеристиками модели.

Частота, МГц	Расчетное значение, МГц	Среднее измеренное значение, МГц	Среднеквадратичное отклонение	Отклонение от расчетного значения, %
280	278	297.2	2.06	6.3
1490 (0.1)	1495	1739.9	68.7	16.4
1490 (0.2)	1490	1712.8	46.5	15.0
1490 (0.3)	1500	1722.3	52.7	14.8
1490 (0.5)	1471	1740.6	77.59	18.3
3800	3800	4519.4	228.66	18.9

Таблица 2.3 – Результаты измерения собственной добротности первой моды колебаний резонаторов и сравнение их с характеристиками модели.

Частота, МГц	Расчетное значение	Среднее измеренное значение	Среднеквадратичное отклонение	Отклонение от расчетного значения
280	58.9	57.4	0.94	3.4
1490 (0.1)	53.3	57.7	3.41	8.2
1490 (0.2)	69.0	67.5	4.07	2.2
1490 (0.3)	78.4	72.6	3.27	7.5
1490 (0.5)	81.0	74.4	4.0	8.1
3800	71.1	61.9	5.28	13.0

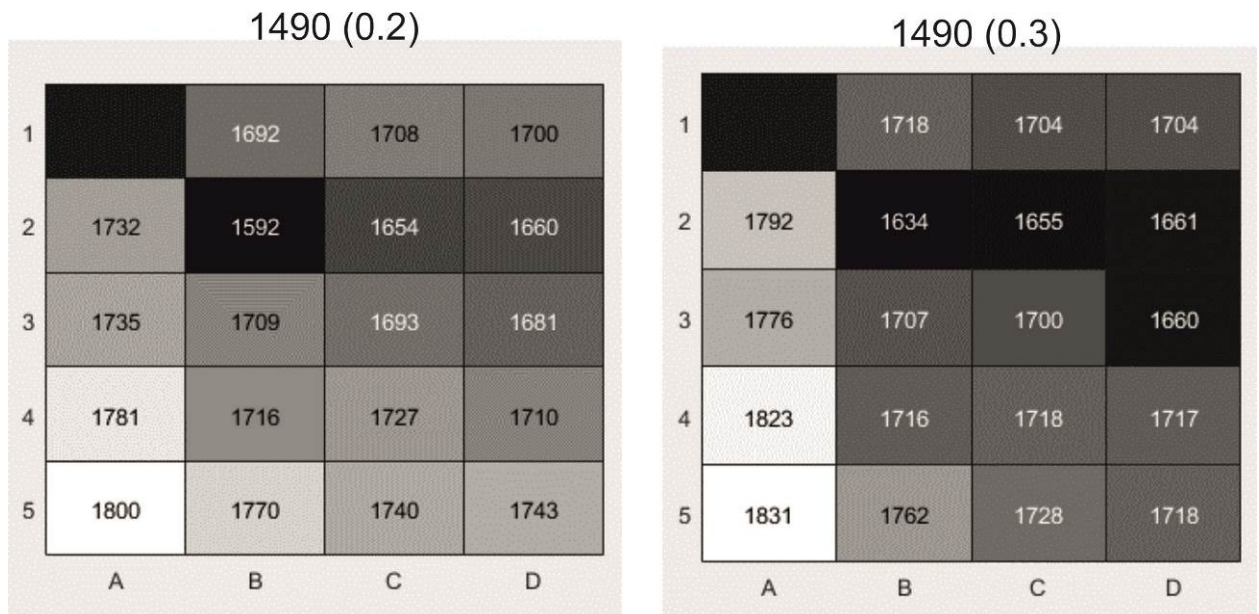


Рисунок 2.56 – Распределение собственных частот первой моды колебаний резонаторов по поверхности пластины (первая итерация)

Анализ измеренных значений собственной добротности показал, что заданные в модели значения потерь в диэлектриках соответствуют фактическим и могут быть применены при мо-



делировании структур. Стоит отметить, что значительная величина среднеквадратичного отклонения добротности обусловлена наличием одной группы резонаторов, у которой добротность была на 30 % ниже. Визуально причин данного снижения не обнаружено.

Еще одним важным результатом данных исследований стало обнаружение того факта, что из 130 изготовленных резонаторов, не имеющих дефектов проводников на верхнем или нижнем слое, межслойное замыкание проводников наблюдалось только на одном резонаторе.

Вторым этапом работ стало исследование влияния металлизированных отверстий в тонком диэлектрическом слое на характеристики резонаторов и фильтров. Были синтезированы резонаторы на частоты 270 МГц, 1410 МГц и 3650 МГц, а также двух и трехзвенные полосно-пропускающие фильтры на частоту 1410 МГц с относительной шириной полосы пропускания 30 %. При разработке моделей использовались те же параметры структуры, что и на первом этапе исследований, за исключением уточненного значения относительной диэлектрической проницаемости синтезированного слоя  $\text{Al}_2\text{O}_3$ , которое было получено по итогам первого этапа исследований. Для проведения исследований были выбраны двухпроводниковые полосковые резонаторы, требующие заземления проводников резонатора на корпус, которое в данном случае было реализовано через общую заземляемую шину (топология резонатора представлена на рисунке 2.57). Однако подобное решение имеет серьезный недостаток: необходимость устанавливать плату в металлический корпус, что соответственно приводит к ограничениям в минимизации размеров, так как монтаж платы, в том числе ее заземление, будет проводиться в ручном режиме, поэтому изготавливаемая структура не должна иметь размеры менее  $4 \times 5 \text{ мм}^2$ . В противном случае резонатор с центральной частотой 270 МГц и перекрытием проводников 0.9 будет иметь общую длину резонатора 3 мм ( $0.0027\lambda_0$ ), что усложнит процесс его монтажа в корпус, а для резонаторов дециметрового и сантиметрового диапазонов площадь второстепенных элементов будет превышать размеры резонаторов. В связи с этим было принято решение уменьшить перекрытие проводников, чтобы увеличить размеры резонаторов и сблизить частоты собственных мод колебаний, которое при этом будет индикатором излишнего или недостаточного травления. Кроме того, подобное решение минимизирует вероятность замыкания металлических слоев.

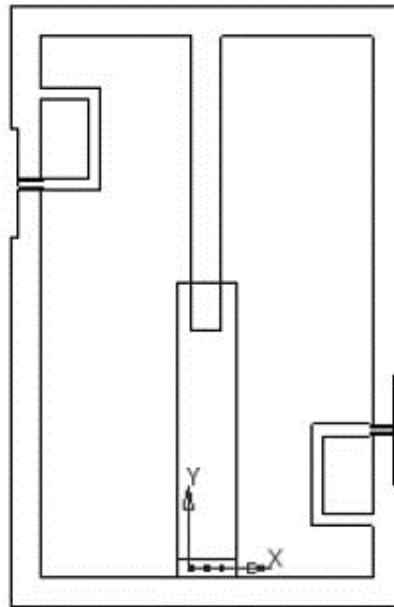


Рисунок 2.57 – Топология ДППР по технологии ALD (вторая итерация)

Для резонатора с частотой 270 МГц ширина нижнего и верхнего проводников составляет 1.0 мм и 0.5 мм соответственно, а область перекрытия –  $0.5 \times 0.8 \text{ мм}^2$ ; для резонатора с частотой 1410 МГц – 0.5 мм, 0.22 мм и  $0.1 \times 0.22 \text{ мм}^2$  соответственно, а для резонатора с частотой 3650 МГц – 0.25 мм, 0.1 мм и  $0.035 \times 0.1 \text{ мм}^2$ .

В синтезированных фильтрах зазор между резонаторами составил 0.58 мм, а точка кондуктивного подключения выбиралась из условия  $K_{СВН} = 1.5$ . В итоге размеры резонатора на 270 МГц составили  $7.0 \times 8.9 \text{ мм}^2$  с учетом элементов связи с внешними линиями передач и заземляющей шиной шириной 0.5 мм, размеры резонатора 1410 МГц составили  $7.0 \times 4.9 \text{ мм}^2$ , резонатора 3650 МГц –  $7.1 \times 3.5 \text{ мм}^2$ , двухзвенного фильтра 1410 МГц –  $4.0 \times 4.9 \text{ мм}^2$ , трехзвенного фильтра 1410 МГц –  $4.8 \times 4.9 \text{ мм}^2$ .

На рисунке 2.58 показана пластина, содержащая резонаторы и фильтры, изготовленные на АО «НПП «Радиосвязь». Для получения статистики каждое устройство было изготовлено в 18 экземплярах, разделенных на группы и равномерно разнесенных по площади подложки. Анализ структур под измерительным микроскопом показал наличие избыточного травления проводников резонатора (рисунок 2.59), однако он практически одинаков по всей поверхности подложки, а значит, может быть учтен в модели и компенсирован. Вместе с тем видно, что для резонаторов с частотой 3650 МГц область перекрытия уменьшилась более чем в 8 раз, и, как следствие, наблюдается значительное повышение частоты первой моды колебаний.

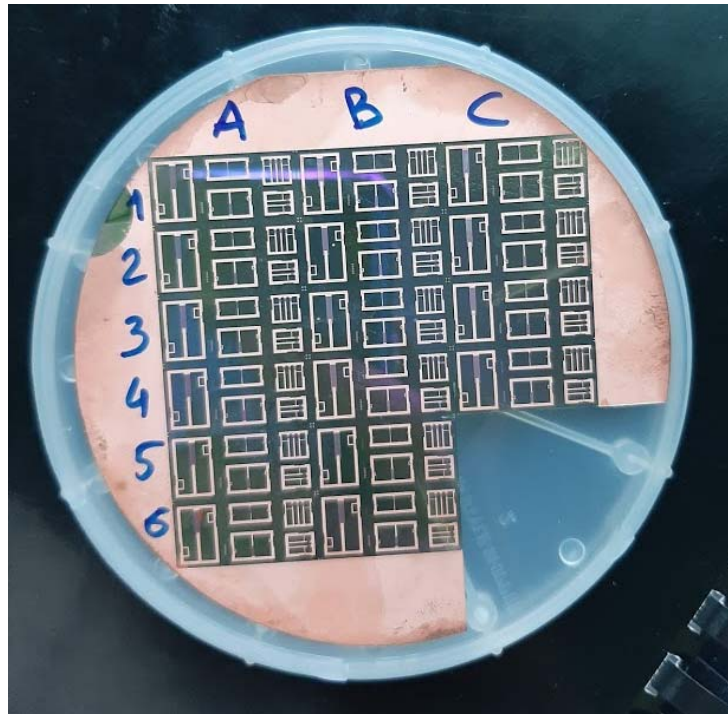
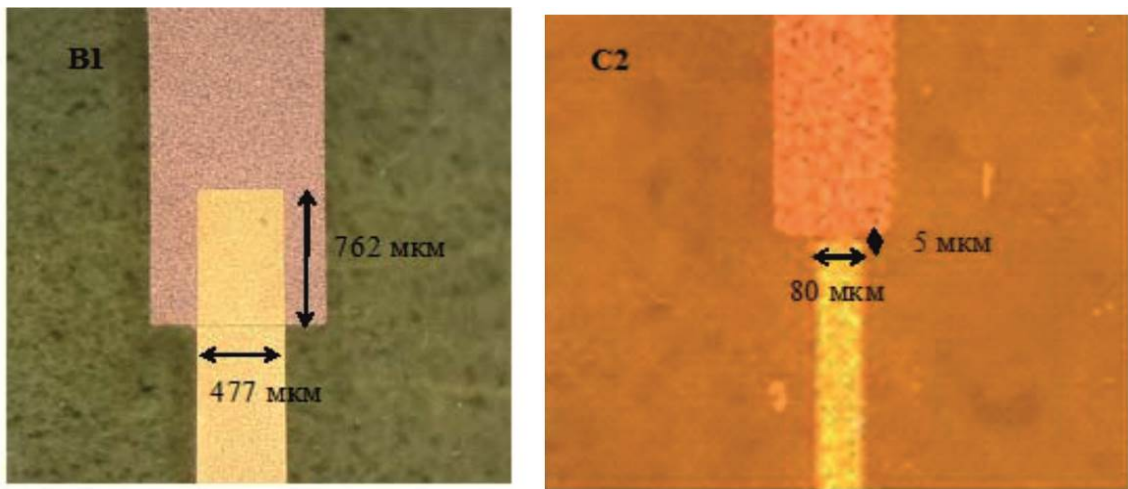


Рисунок 2.58 – Фотография резонаторов и фильтров, изготовленных по технологии атомно-слоевого осаждения оксида алюминия (вторая итерация)



Расчетный размер емкости – 500x800 мкм    Расчетный размер емкости – 100x35 мкм

Рисунок 2.59 – Результаты измерений области перекрытия проводников резонаторов 270 МГц (B1) и 3650 МГц (C2) (вторая итерация)

С применением зондовой станции были проведены измерения характеристик структур, чтобы определить работоспособность и повторяемость их характеристик, а также для выбора структур, которые впоследствии были вырезаны из пластины и смонтированы в корпуса. Результаты измерений сведены в таблицу 2.4, из которой видно, что учет выводов, сделанных по итогам первой итерации, позволил уменьшить разброс частот устройств по площади структуры.

Кроме того, видно, что для устройств метрового и дециметрового диапазонов длин волн частоты первых мод колебаний модели и макета практически совпадают. В то же время, ошибка, возникающая в процессе жидкостного травления в резонаторах сантиметрового диапазона длин волн, привела к значительному изменению частоты резонаторов: отклонение от расчета на 53.9 %.

Таблица 2.4 – Результаты измерения характеристик первой моды колебаний резонаторов на пластине и сравнение их с характеристиками модели

Номинальная частота, МГц	Расчетное значение, МГц	Среднее измеренное значение, МГц	Среднеквадратичное отклонение частоты	Отклонение от расчетного значения, %	Среднее измеренное значение добротности	Среднеквадратичное отклонение добротности
270	205	207.7	0.93	1.3	25.3	0.81
1410	1050	1066.7	32.65	1.6	34.2	0.71
3650	2650	4079.4	685.7	53.9	30.6	4.16

Один комплект резонаторов и фильтров, как видно из рисунка 2.58, был вырезан из пластины и смонтирован в индивидуальные корпуса, как показано на рисунке 2.60, а результаты измерений резонаторов приведены в таблице 2.5.

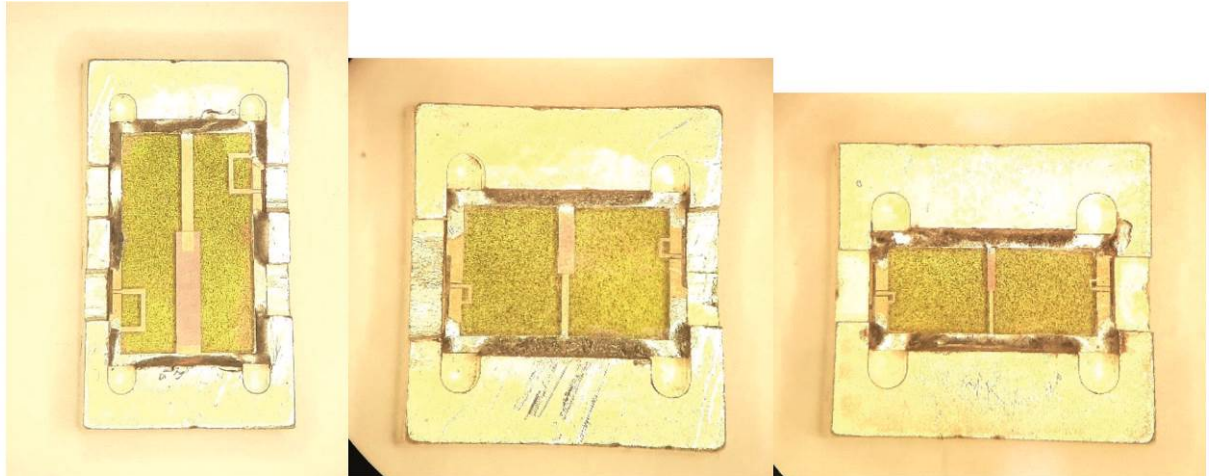


Рисунок 2.60 – Фотография вырезанных и смонтированных в корпуса резонаторов (вторая итерация)

Таблица 2.5 – Результаты измерения характеристик первой моды колебаний корпусированных резонаторов и сравнение их с характеристиками модели

Номинальная частота, МГц	Расчетное значение частоты, МГц	Среднее измеренное значение частоты, МГц	Расчетное значение добротности	Измеренное значение добротности
270	269	276	60	53
1410	1410	1402	83	64
3650	3650	5670	90	18

Видно, что наблюдается хорошее согласие по частотам и добротностям для резонаторов метрового и дециметрового диапазона длин волн, в то время как изготовленный резонатор сантиметрового диапазона имеет значительное отличие характеристик от модельных.

На рисунках 2.61 и 2.62 показаны АЧХ в узкой и широкой полосах, а также фотография полосно-пропускающих фильтров, смонтированных в корпуса, а в таблице 2.6 приведено сравнение характеристик. Из приведенных данных видно, что для двухзвенного фильтра наблюдается неплохое согласие между теорией и экспериментом: отличия могут быть устранены в рамках доработки конструкции и изготовления следующей итерации устройств. Для трехзвенного фильтра наблюдается отличие в положении полосы пропускания, причина которого, по-видимому, связана с анизотропией процесса травления и избыточным травлением верхнего проводника резонатора.

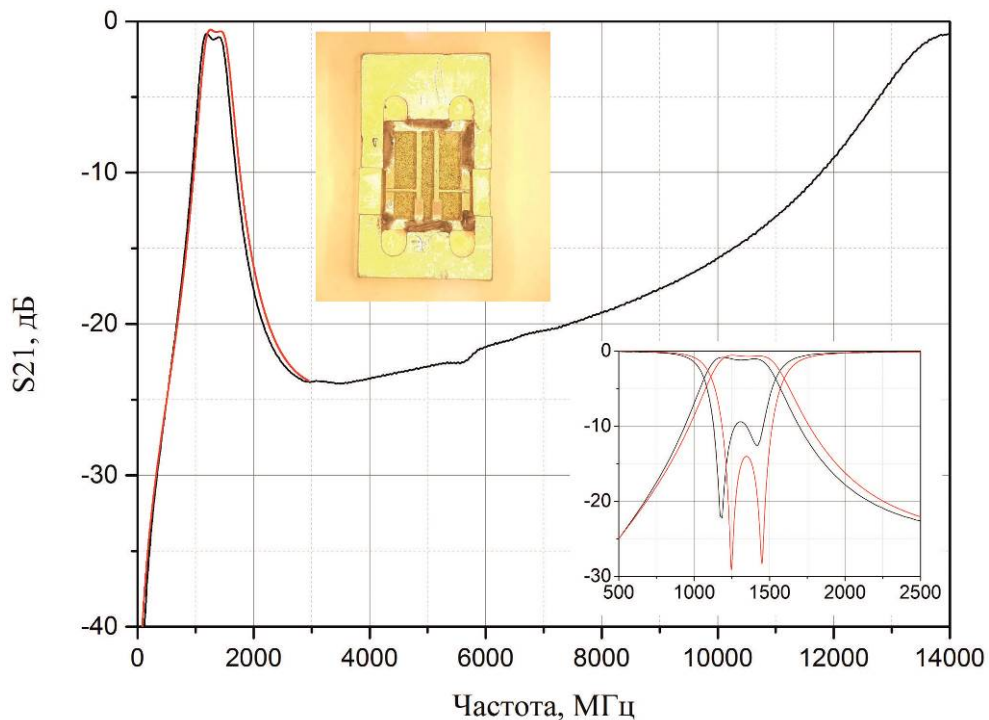


Рисунок 2.61 – Сравнение АЧХ модели (красные линии) и макета 2-звенного фильтра (черные линии) в широкой и узкой полосах частот, и фотография макета, на котором производилось измерение

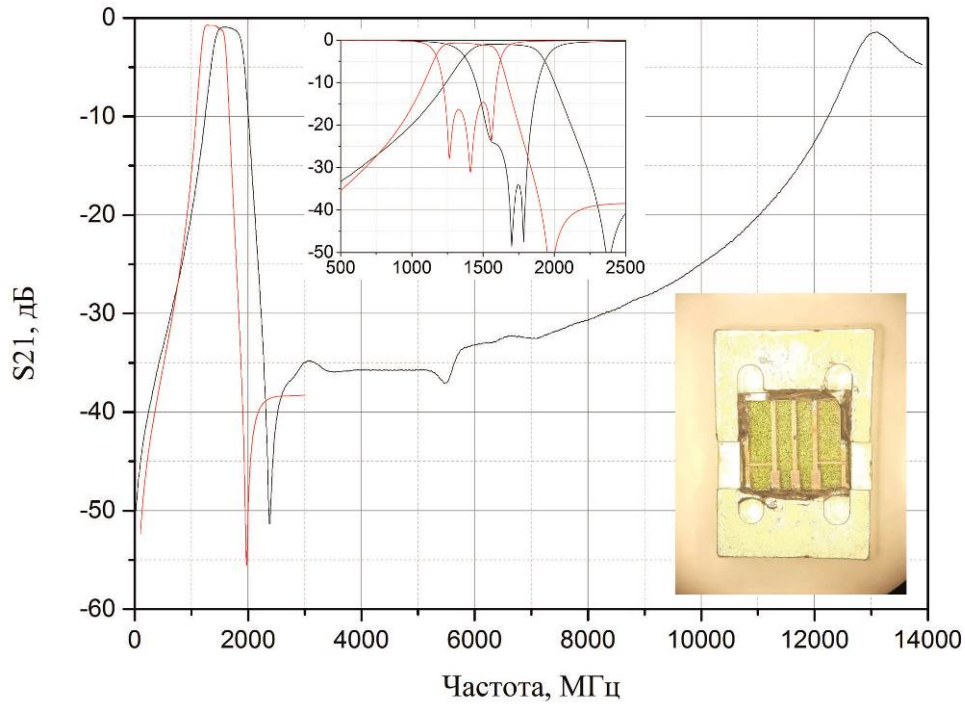


Рисунок 2.62 – Сравнение АЧХ модели (красные линии) и макета (черные линии) 3-звенного фильтра в широкой и узкой полосах частот, и фотография макета, на котором производилось измерение

Таблица 2.6 – Результаты измерения характеристик синтезированных и изготовленных фильтров сантиметрового диапазона длин волн

Фильтр	$f_{0m}$ , МГц	$f_{0э}$ , МГц	$\Delta f/f_{0т}$ , %	$\Delta f/f_{0э}$ , %	$R_{Lm}$ , дБ	$R_{Lэ}$ , дБ	$\Delta f_{эм}^*$ , $f_0$	$\Delta f_{ээ}^*$ , $f_0$	$R_{эм}^{**}$ , дБ	$R_{ээ}^{**}$ , дБ
Ф2-1418	1400	1350	33	34	0.7	0.9	10.58	10.37	20	20
Ф3-1418	1400	1630	30	29	0.8	1.0	9.07	7.38	35	30

\* – ширина полосы заграждения, \*\* – глубина полосы заграждения

Было проведено сравнение изготовленного трехзвенного фильтра с представленными на рынке полосно-пропускающими фильтрами того же диапазона, изготовленными по другим технологиям. Сравнение АЧХ в узкой полосе представлено на рисунке 2.63, а в широкой полосе – на рисунке 2.64, основные характеристики сведены в таблице 2.7.

Из таблицы и АЧХ видно, что исследуемый фильтр в несколько раз меньше, чем аналоги, при этом его электрические характеристики не уступают, а по ширине полосы заграждения даже превышают имеющиеся аналоги. Единственным аналогом, имеющим меньшие размеры, является фильтр, изготовленный по технологии LTCC, однако этот фильтр имеет значительно большие потери в полосе пропускания и более узкую полосу заграждения. И, как и следовало ожидать, наилучшую селективность имеет фильтр на коаксиальных резонаторах, но он на поря-



док больше, чем исследуемый, при этом фильтр-аналог не пригоден для поверхностного монтажа, и имеет коаксиальные разъемы, размеры которых не принимались во внимание при оценке его общего размера.

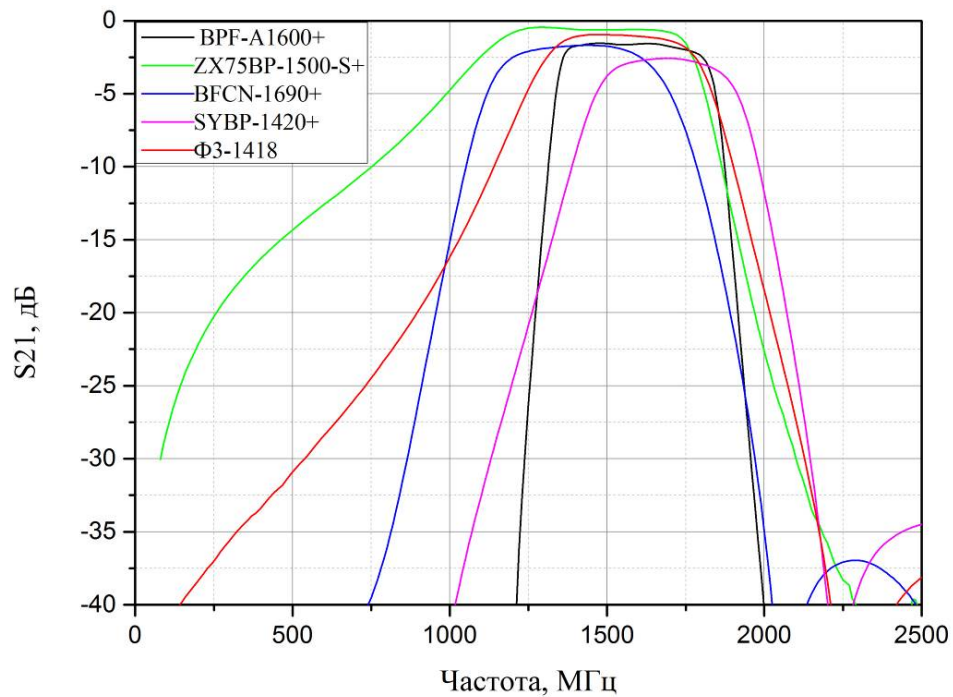


Рисунок 2.63 – Сравнение АЧХ изготовленного макета Ф3-1418 с коммерческими фильтрами того же диапазона в узкой полосе частот

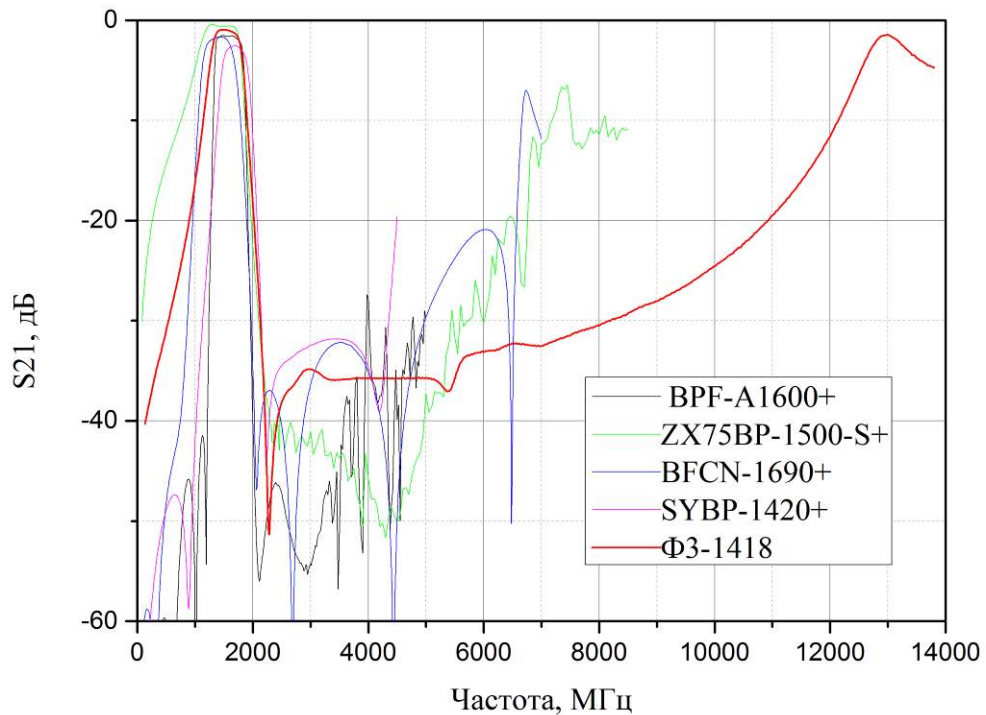


Рисунок 2.64 – Сравнение АЧХ изготовленного макета Ф3-1418 с коммерческими фильтрами того же диапазона в широкой полосе частот

Таблица 2.7 – Сравнение изготовленного трехзвенного фильтра с коммерческими фильтрами того же диапазона

Модель	$f_0$ , МГц	$\Delta f/f_0$ , %	Минимальные вносимые потери, дБ	КСВ	Ширина полосы заграждения, $f_0$	Глубина полосы заграждения, дБ	Размеры корпуса, мм <sup>2</sup>	Технология
ВРФ-А1600+ [272]	1600	25	1.5	1.9	2.5	30	34.54×9.27	СЭ*
ZX75BP-1500-S+ [273]	1500	20	0.37	1.2	4.0	40	18.8×19.05	К**
ВFCN-1690+ [274]	1690	15	2.5	1.3	2.5	30	3.2×1.6	LTCC
SYBP-1420+ [275]	1400	22	1.9	1.7	4.9	30	7.87×6.35	СЭ*
Ф3-1418	1630	20	1.0	1.2	5.0	30	5.9×5.8	ALD

\* – фильтры на сосредоточенных элементах, \*\* – фильтры на коаксиальных резонаторах

Вторая итерация изготовления резонаторов и фильтров с применением технологии ALD показала, что она позволяет создавать фильтры метрового и дециметрового диапазонов длин волн, причем и в случае применения технологии жидкостного травления меди. Однако для изготовления фильтров сантиметрового диапазона технология жидкостного травления меди не дает достаточной точности, поэтому необходимо рассматривать альтернативные способы формирования топологии проводников. Добротность синтезированных резонаторов является достаточной для создания широкополосных и сверхширокополосных полосно-пропускающих фильтров, в то время как узкополосные фильтры будут иметь большой уровень вносимых потерь в полосе пропускания.

Для оценки применимости технологии гальванического наращивания медью сквозных отверстий в подложке-основании была изготовлена пластина, содержащая четвертьволновые микрополосковые резонаторы, где заземление, как и в случае с ALD-фильтрами, осуществлялось через металлизированные отверстия в подложке. Были синтезированы и изготовлены резонаторы для разных частот, которые были затем измерены с помощью зондовой станции. Фотография пластины с резонаторами, а также частотная зависимость отношения измеренной добротности к добротности четвертьволнового микрополоскового резонатора, смоделированного с проводниками, имеющими проводимость  $5.88 \times 10^7$  Сим/м, приведены на рисунке 2.65. На нем видно, что с ростом частоты отношение добротностей значительно падает: если на частоте 300 МГц отношение добротностей составляет 0.8, то на частоте 8000 МГц только 0.55. Снижение данного отношения вызвано, по-видимому, более низкой добротностью меди, наращиваемой отверстия, и ростом относительной их доли к объему резонатора вследствие его уменьшения с ростом частоты



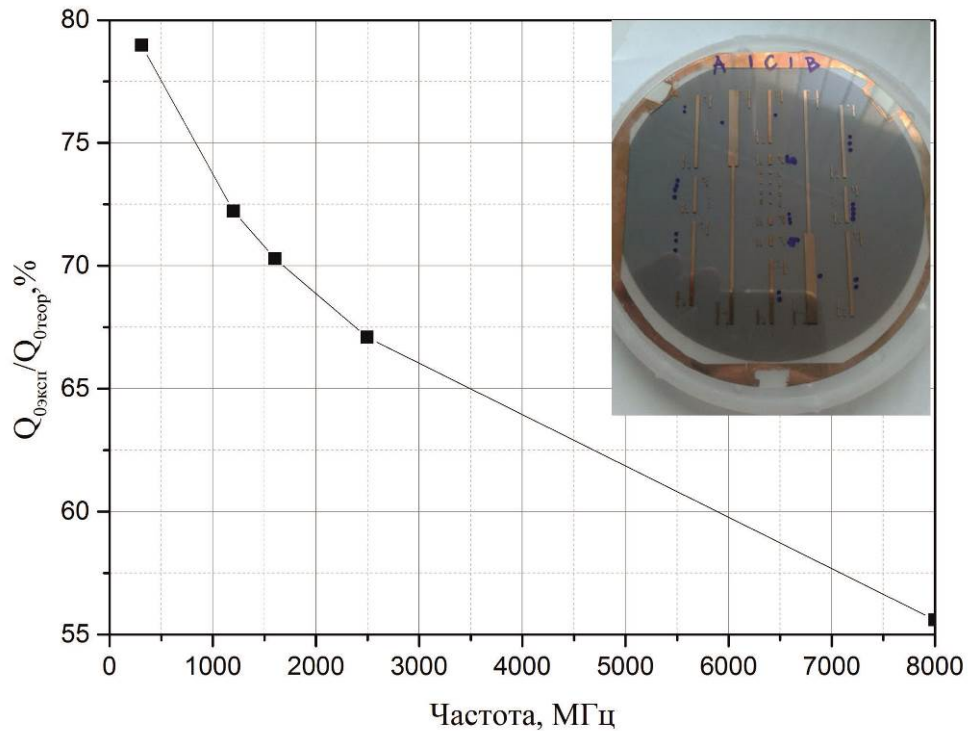


Рисунок 2.65 – Зависимость от частоты отношения экспериментальной добротности к теоретической  $\lambda/4$  МПП с замыканием проводника на экран с помощью отверстия, металлизированного гальваническим методом

В третьей итерации изготовления были изменены технология получения топологии верхнего слоя проводников: термическое испарение меди с последующим процессом фотолитографии и жидкостным травлением было заменено на магнетронное осаждение с последующим процессом гальванического роста. При этом сквозные отверстия в тонком и толстом диэлектрике были также металлизированы методом гальванического роста меди. Кроме того, было увеличено число звеньев в фильтре дециметрового диапазона, а также синтезированы фильтры метрового и сантиметрового диапазонов.

На рисунке 2.66 приведена фотография пластины с изготовленными структурами фильтров, а также увеличенный масштаб одного модуля, содержащего один фильтр метрового диапазона, два фильтра дециметрового и два фильтра сантиметрового диапазонов, из которой также видно положение сквозных отверстий диаметром 100 мкм через подложку-основание.

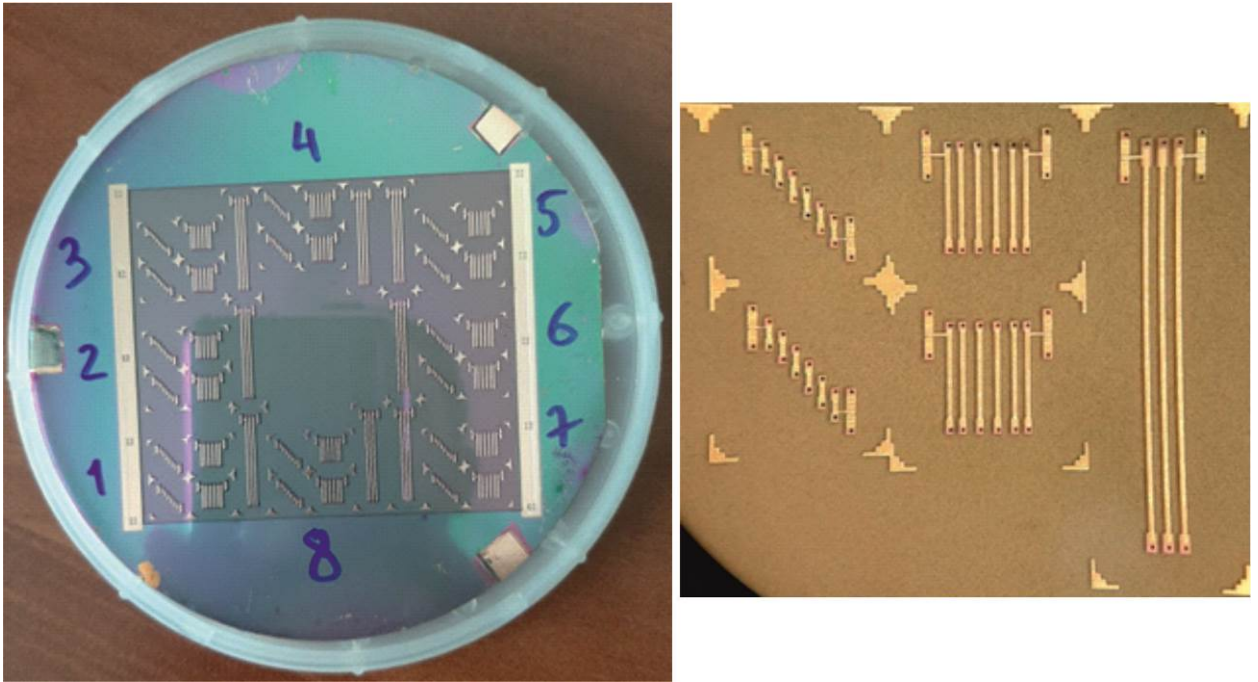


Рисунок 2.66 – Фотография пластины, содержащей фильтры метрового, дециметрового и сантиметрового диапазонов, изготовленные по технологии ALD. Справа – увеличенное изображение отдельного модуля

На рисунках 2.67-2.69 представлены АЧХ всех измеренных фильтров, а также характеристики моделей, лежащих в их основе. Фильтр метрового диапазона имеет размеры  $15.8 \times 3.2 \text{ мм}^2$ . Из рисунка видно, что все восемь изготовленных фильтров имеют практически идентичные АЧХ в узкой и широкой полосах частот, при этом наблюдается небольшой рост центральной частоты полосы пропускания. Для фильтра сантиметрового диапазона размерами  $4.4 \times 5.1 \text{ мм}^2$  только 12 из 16 изготовленных фильтров имеют близкие характеристики, у оставшихся четырех наблюдается значительное отклонение от модельных. Кроме того, в полосе заграждения наблюдаются паразитные резонансы, снижающие глубину полосы заграждения, которые, скорее всего, вызваны резонансами в соседних структурах, находящихся на плате. Так, наличие паразитного резонанса в районе 3000 МГц соответствует полосе пропускания фильтров сантиметрового диапазона длин волн. Наихудшая ситуация складывается для фильтров сантиметрового диапазона длин волн, где не было получено ни одного работоспособного устройства, что в первую очередь объясняется сильным избыточным травлением проводников резонаторов, а также большим относительным объемом гальванически осажденной меди к общему объему проводников резонатора. В таблице 2.8 приведена сводка по измерениям характеристик изготовленных фильтров.

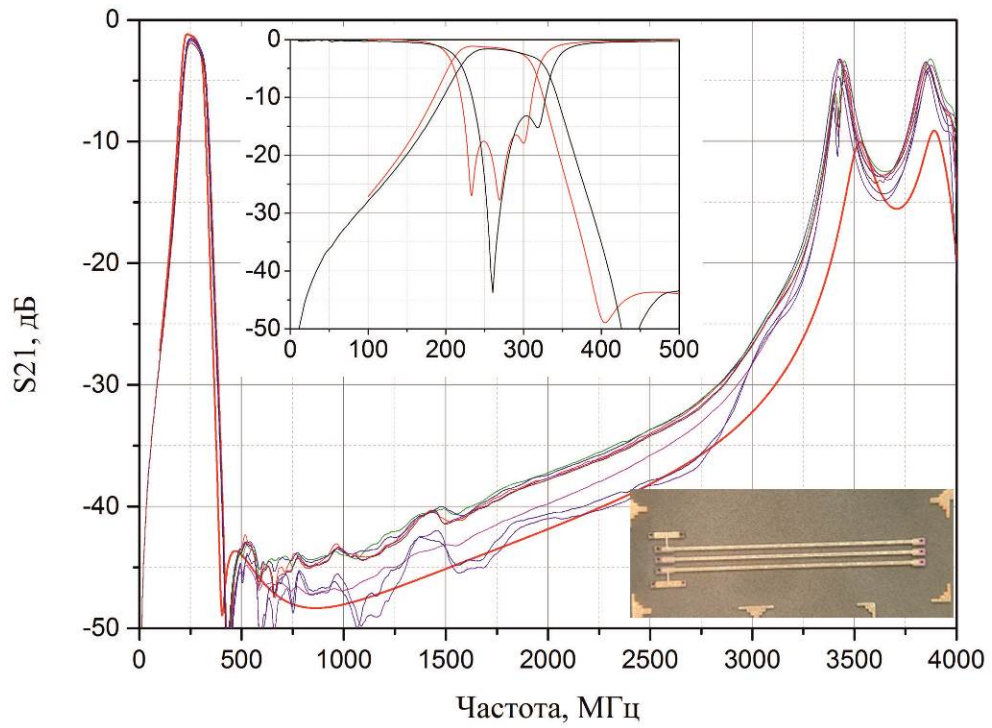


Рисунок 2.67 – Сравнение АЧХ модели (красная линия) и экспериментальных макетов фильтра метрового диапазона в широкой и узкой полосах частот и фотография макета

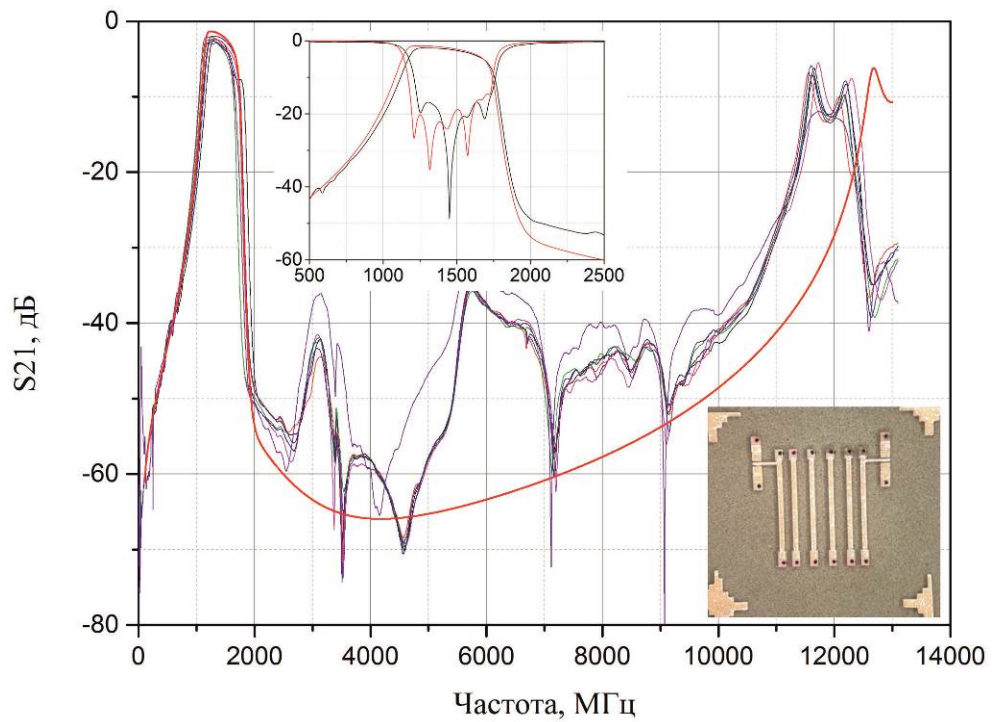


Рисунок 2.68 – Сравнение АЧХ модели (красная линия) и экспериментальных макетов фильтра дециметрового диапазона в широкой и узкой полосах частот и фотография макета

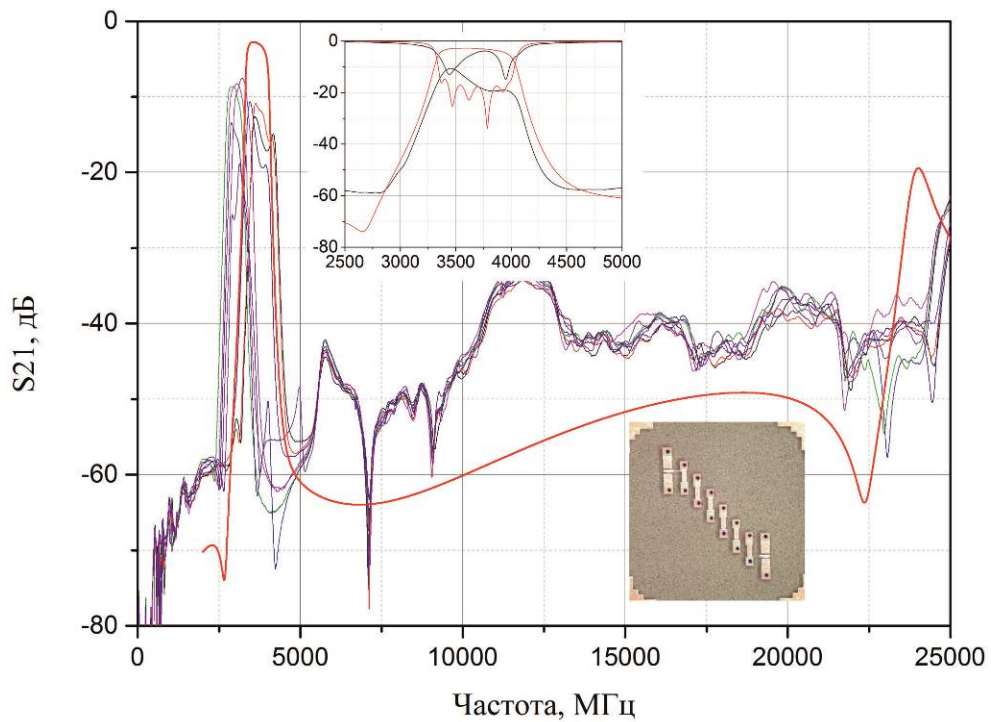


Рисунок 2.69 – Сравнение АЧХ модели (красная линия) и экспериментальных макетов фильтра сантиметрового диапазона в широкой и узкой полосах частот и фотография макета

Таблица 2.8 – Результаты измерения характеристик синтезированных и изготовленных фильтров третьей итерации

Фильтр	$f_{0m}$ , МГц	$f_{0э}$ , МГц	$\Delta f/f_{0т}$ , %	$\Delta f/f_{0э}$ , %	$R_{Lm}$ , дБ	$R_{Lэ}$ , дБ	$\Delta f_{zm}$ , $f_0$	$\Delta f_{zэ}$ , $f_0$	$R_{zm}$ , дБ	$R_{zэ}$ , дБ	% рабочих
255	255	262.5	27.4	27.1	1.0	1.6	13.9	13.1	40	38	100
1418	1418	1275	27.0	25	1.2	1.8	9.3	9.2	60	35	75
3650	3650	3034	13.7	9.0	2.1	8.3	6.5	8.4	45	35	0

Разработанная и изготовленная третья итерация фильтров по технологии атомно-слоевого осаждения подтвердила перспективность применения данной технологии для создания сверхминиатюрных полосно-пропускающих фильтров метрового и дециметрового диапазонов длин волн. Такие фильтры обладают высокими электрическими характеристиками, в частности, глубокой и протяженной высокочастотной полосой заграждения.

Таким образом, продемонстрирована перспективность применения технологии атомно-слоевого осаждения оксида алюминия для создания фильтров метрового и дециметрового диапазонов длин волн. Фильтры, созданные по данной технологии, будут иметь большую протяженность высокочастотной полосы заграждения и высокую миниатюрность. В отличие от описанной ранее кремниевой технологии, синтезируемый слой оксида алюминия имеет значительно более высокую прочность, так, даже при толщине диэлектрического слоя 0.3 мкм из 260 изготовленных структур только один резонатор имел межслойное замыкание проводников через

диэлектрик. Добротность резонаторов позволяет изготавливать широкополосные и сверхширокополосные полосно-пропускающие фильтры. Изготовленные фильтры метрового диапазона длин волн размером  $15.8 \times 3.2 \text{ мм}^2$  ( $0.013\lambda_0 \times 0.002\lambda_0$ ) имеют стопроцентную повторяемость и могут быть уменьшены в размерах при переходе от двухпроводниковой конструкции резонатора к многослойной многопроводниковой конструкции. Фильтр сантиметрового диапазона длин волн размерами  $5.9 \times 5.8 \text{ мм}^2$  ( $0.024\lambda_0 \times 0.023\lambda_0$ ) не уступает по электрическим характеристикам аналогам того же диапазона, известным из литературы, но имеет на порядок меньшие размеры.

## 2.7 Выводы к Главе 2

Сформулирована концепция построения многослойных многопроводниковых полосковых резонаторов, в которых металлодиэлектрическая структура, содержащая отрезки полосковых проводников, разделенных тонкими диэлектрическими слоями и имеющих сильную электромагнитную связь друг с другом, окружена экранирующим металлическим слоем. В общем случае, слои, содержащие проводники резонаторов, отделены от верхнего и нижнего экранов диэлектрическими слоями с низкой диэлектрической проницаемостью и малыми диэлектрическими потерями. В зависимости от конструкции резонаторов и применяемой для их изготовления технологии один или оба толстых диэлектрических слоя могут быть заменены на воздушный зазор между структурой и металлической крышкой. Продемонстрировано, что, изменяя количество проводников в их структуре или толщину диэлектрических слоев, можно изменять характеристики резонаторов в широких пределах. Так, увеличение числа проводников в структуре и их сближение приводит к снижению частоты первой моды колебаний, последнее также положительно сказывается на расталкивании частот двух основных мод колебаний и на собственной добротности первой моды резонатора.

Установлено, что включение новых проводников в структуру резонаторов будет приводить к формированию новых мод колебаний, частоты которых будут располагаться между частотами основных мод колебаний. С точки зрения характеристик полосно-пропускающих фильтров, данное явление будет значительно снижать ширину и глубину высокочастотной полосы заграждения. Однако найдено решение, позволившее устранить данную проблему: короткое замыкание свободных концов несоседних проводников в многослойной структуре приводит к запрету на возбуждение мод с промежуточными частотами и, как следствие, к разряжению спектра собственных частот резонатора.

Показано, что резонаторы в структуре фильтра имеют преимущественно индуктивную связь. Емкостная связь значительно уступает ей по величине и имеет противоположный к индуктивной связи знак. Увеличивая емкостную связь между резонаторами, к примеру, применением Г- или Т-образных проводников резонаторов, можно уменьшать полный коэффициент

связи между ними и поэтому иметь возможность сближать резонаторы, сохраняя требуемую ширину рабочей полосы пропускания, то есть уменьшать длину фильтра.

Применение в топологии фильтра резонаторов с разной шириной полосковых проводников позволяет значительно расширить высокочастотную полосу заграждения. Так, даже для двухпроводниковых резонаторов на подвешенной подложке толщиной 0.5 мм данное решение позволяет получить ширину высокочастотной полосы заграждения  $7.9f_0$  по уровню  $-50$  дБ для четырехзвенного фильтра и  $6.8f_0$  по уровню  $-90$  дБ для шестизвенного фильтра.

Продемонстрировано, что интегральные полупроводниковые технологии являются перспективными для создания сверхминиатюрных высокоселективных полосно-пропускающих фильтров метрового и дециметрового диапазонов длин волн. Например, экспериментальные фильтры метрового диапазона длин волн имеют размеры  $15.8 \times 3.2$  мм<sup>2</sup> ( $0.013\lambda_0 \times 0.002\lambda_0$ ) и протяженность высокочастотной полосы заграждения  $13.1f_0$  при средней ее глубине 38 дБ, а также хорошую повторяемость. Дальнейшее уменьшение размеров устройств может быть достигнуто переходом от двухпроводниковой конструкции резонаторов к многослойной многопроводниковой конструкции. Фильтр сантиметрового диапазона длин волн размерами  $5.9 \times 5.8$  мм<sup>2</sup> ( $0.024\lambda_0 \times 0.023\lambda_0$ ) не уступает по характеристикам неинтегральным аналогам того же диапазона, но имеющим размеры на порядок больше. В то же время для получения максимальных преимуществ, которые могут дать интегральные полупроводниковые технологии, необходим большой объем исследований.

Разработанная конструкция резонаторов легла в основу линейки устройств, введенных в номенклатуру продукции АО «НПП «Радиосвязь».

Представленные в Главе результаты опубликованы в работах [254, 276-296].



## **ГЛАВА 3. Применение технологии многослойных печатных плат для создания миниатюрных устройств частотной селекции сигналов**

В современной радиоэлектронике технология многослойных печатных плат (ТМПП) является, наверное, самой распространенной технологией, используемой для создания многослойных структур. Невозможно представить современную систему связи как военного, так и гражданского назначения, в которой не была бы использована печатная плата, несущая на себе значительное, до нескольких тысяч, число различных компонентов.

К достоинствам данной технологии относятся:

1. Возможность изготовления структур с большим числом слоев.

На текущий момент при изготовлении печатной платы на территории Китая, Евросоюза или США число диэлектрических слоев может достигать 64. В России есть примеры серийного изготовления 24-слойных печатных плат, а платы с числом слоев менее 12 могут быть изготовлены на любом российском предприятии радиотехнического профиля, оснащенном современным технологическим оборудованием.

2. Большой выбор диэлектрических материалов.

Разработчикам систем радиоэлектроники доступен большой спектр материалов как от больших корпораций типа Rogers Corporation (США), Arlon (США), Isola (Германия), Taconic (США), чьи материалы и их характеристики занесены в базовые библиотеки материалов в программах электродинамического моделирования, к примеру, CST Studio Suite или Sonnet Software, так и от небольших компаний, преимущественно из Китая, чьи материалы по характеристикам во многом повторяют известные, но значительно дешевле и доступны в нестандартных размерах и толщинах.

При этом доступны как очень тонкие материалы, от 50 мкм (диэлектрические пластины Tachyon 100G (Isola)), так и достаточно толстые, вплоть до толщины 12.7 мм (пластины в линейке ТММ (Rogers Corporation)).

Наряду с большим выбором толщины диэлектрических слоев разработчикам также доступен выбор по толщине металлизации и способу ее нанесения на поверхность диэлектрических пластин. Так, для создания устройств, работающих в метровом диапазоне длин волн, могут быть использованы пластины с металлизацией толщиной 70 мкм, а также медная фольга толщиной 70 мкм, которая наносится на подложки прессованием. Для устройств, работающих в миллиметровом диапазоне длин волн, предлагаются подложки, на которые 18 мкм слой меди

наносится как электрохимическим методом, так и специальной накаткой, обеспечивающей низкий уровень шероховатости металла. Как показано на рисунке 3.1, последнее в миллиметровом диапазоне длин волн позволяет в два раза снизить уровень вносимых потерь в устройствах.

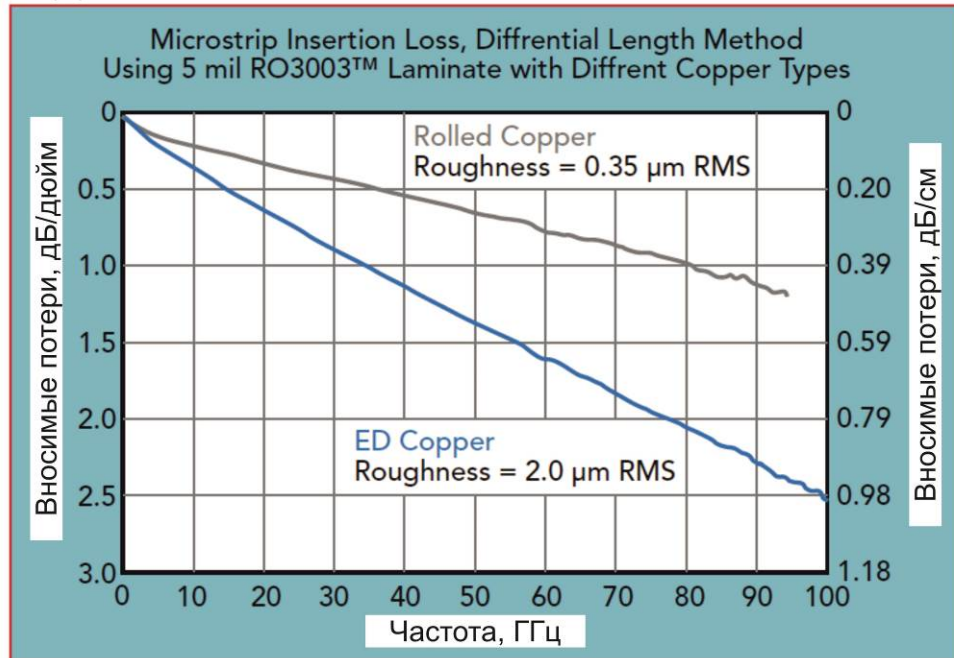


Рисунок 3.1 – Зависимость уровня вносимых микрополосковой линией потерь от частоты для двух способов металлизации плат

Кроме того, для технологии печатных плат доступны и термостабильные материалы (рисунок 3.2), и материалы, имеющие отличную теплопроводность. Первые позволяют создавать устройства, отличающиеся стабильностью электрических характеристик в широком диапазоне рабочих температур, вторые предназначены для устройств, работающих с сигналами высокой мощности.

Немаловажным достоинством материалов, применяемых в данной технологии, является то, что стоимость некоторых из них, приведенная к единице площади, на порядок ниже, чем стоимость высокодобротных керамик, используемых в классических полосковых и микрополосковых конструкциях. Последнее значимо с точки зрения создания систем гражданского назначения, так как стоимость конечного изделия является одной из существенных характеристик продукции на гражданском рынке. По этой же причине в иностранной литературе преимущественно встречаются статьи, в которых новые разработки представлены на материалах для технологии печатных плат.



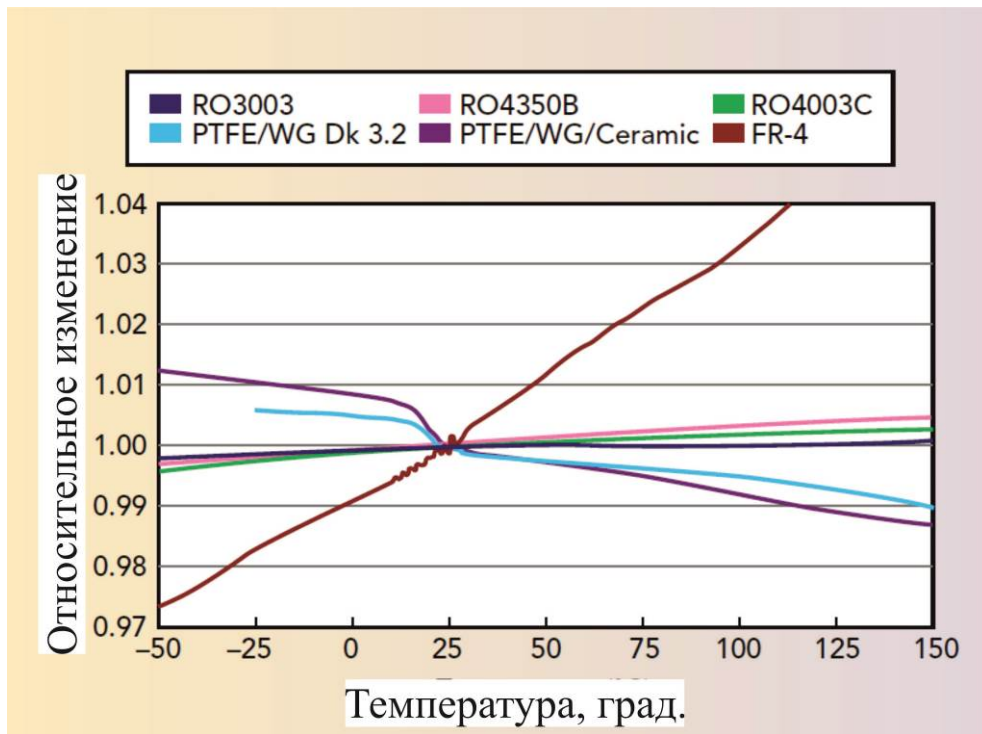


Рисунок 3.2 – Температурная стабильность относительной диэлектрической проницаемости различных материалов для РСВ

### 3. Доступность больших размеров диэлектрических пластин.

Технология многослойных печатных плат допускает применение материалов с размерами листа до  $1220 \times 914 \text{ мм}^2$  (серия материалов RO4000 от компании Rogers Corporation). Применение материалов таких размеров на этапах исследований и разработки устройств позволяет значительно ускорить процедуру, так как в рамках одного технологического процесса появляется возможность изготовить большое количество топологий разрабатываемого устройства, которые могут как полностью отличаться по конструкции или рисунку топологии, так и иметь отличие только по одному или нескольким параметрам топологии.

На этапе изготовления серийной продукции применение больших по площади материалов позволяет снизить себестоимость продукции, что должно приводить к снижению стоимости изделий для потребителей.

В то же время технология имеет и целый ряд недостатков, что объясняет отсутствие в каталогах иностранных производителей линеек фильтров и других устройств частотной селекции сигналов, изготавливаемых с применением данной технологии.

#### 1. Высокие диэлектрические потери в применяемых материалах.

Одним из основных недостатков технологии многослойных печатных плат является применение диэлектриков, имеющих относительно высокие диэлектрические потери. Это обу-

словлено способом изготовления материалов и требованиями технологических процессов, используемых для создания многослойных структур. Например, ранее упомянутая серия материалов RO4000, которая является одной из наиболее часто применяемых при производстве современной радиоэлектроники, имеет значение тангенса угла диэлектрических потерь на уровне 0.003, что более чем на порядок превышает потери в высокочастотной СВЧ-керамике ПК1-B80 ( $\tan\delta = 0.0002$ ), ВК-100-1 ( $\tan\delta = 0.0001$ ), сапфире ( $\tan\delta = 0.0001$ ). Наименьшие потери имеют материалы на основе фторопласта (RO5880, RELONG RP220, Arlon AD880, Taconic TLY-5), при этом уровень потерь в них – 0.0009 – в несколько раз больше, чем потери в керамиках.

Кроме того, производство устройств с применением материалов на основе политетрафторэтилена связано с целым рядом проблем, вызванных текучестью фторопласта и необходимостью проводить процесс активации поверхности для повышения ее смачиваемости и улучшения адгезионных свойств, требуемых для металлизации пластин, а также проведения процесса прессования. Последнее требует либо применения химических методов активации (натрий-нафталиновый или натрий-антраценовый комплексы), либо плазменной обработки методом тлеющего разряда, технологическое оборудование для которого практически отсутствует на российских предприятиях.

Ситуация с высоким уровнем диэлектрических потерь в пластинах усугубляется применением в классической технологии изготовления многослойных печатных плат препрегов для прессования пластин, которые представляют собой листы тканых или нетканых волокнистых материалов, пропитанных неотверждёнными полимерными связующими, например, с эпоксидными или фенольными основами. У большинства препрегов значения тангенса угла диэлектрических потерь также превышают 0.003 и могут достигать 0.02, в то же время существуют препреги с  $\tan\delta \approx 0.0015-0.002$ , однако последние имеют температуру прессования  $>300^\circ\text{C}$ , что требует специализированного оборудования.

Таким образом, в настоящее время в технологии многослойных печатных плат применяются материалы с большим значением диэлектрических потерь, что делает их практически неприменимыми для создания на их основе частотно-селективных устройств с приемлемыми характеристиками.

## 2. Низкая относительная диэлектрическая проницаемость применяемых материалов.

Одно из основных направлений исследований в современной радиоэлектронике нацелено на уменьшение габаритов систем и их компонентов. Очевидным способом миниатюризации устройств является применение материалов с высокой диэлектрической проницаемостью. Так, увеличение диэлектрической проницаемости подложки в  $n$ -раз приводит к уменьшению длины микрополоскового резонатора в  $\sqrt{n}$  раз, то есть, к примеру, переход от подложек ВК-100-1 (По-

ликор,  $\epsilon_r = 9.6$ ) к подложкам ПК1-B80 (аналог материала ТБНС,  $\epsilon_r = 80$ ) приводит к уменьшению длины резонаторов и устройств на их основе в 2.9 раза. Разработчикам доступно несколько линеек высокочастотной керамики, которая на частотах СВЧ имеет высокую диэлектрическую проницаемость и низкое значение диэлектрических потерь. Так, на российском рынке компанией ООО «Керамика» представлена серия диэлектрических подложек ПК1 и ПК2, в которой есть материалы, обладающие диэлектрической проницаемостью 40, 80 и 92 при значении собственной добротности 4500, 2000 и 1300 соответственно. На американском рынке компания MCV Microwave предлагает линейку материалов DMR, в которой представлены материалы с диэлектрической проницаемостью в диапазоне от 40 до 98 и уровнем собственной добротности от 70000 до 4500. Кроме того, доступны материалы DMR-113 и DMR-190, чья диэлектрическая проницаемость и добротность составляет  $\epsilon_r = 113$  ( $Q = 3000$ ) и  $\epsilon_r = 194$  ( $Q = 1300$ ) соответственно. Таким образом, в неинтегральной классической технологии изготовления пассивных СВЧ-компонентов доступны материалы с высокой диэлектрической проницаемостью.

К сожалению, в технологии многослойных печатных плат невозможно применять керамические материалы с высокой относительной диэлектрической проницаемостью, что связано с особенностью технологических процессов, используемых для изготовления многослойных структур. Типовое значение диэлектрической проницаемости материалов для технологии печатных плат  $\epsilon_r = 3$ , увеличения диэлектрической проницаемости добиваются введением в материал керамического наполнителя. В то же время, увеличение содержания керамической составляющей в составе диэлектрика приводит к ухудшению процесса механической обработки, в частности, повышаются требования к металлорежущему инструменту, используемому в процессах фрезеровки устройств.

В технологии печатных плат представлено незначительное число материалов, у которых относительная диэлектрическая проницаемость превышает  $\epsilon_r = 10$ . Из иностранных линеек можно выделить серию ТММ (Rogers Corporation), где максимальная диэлектрическая проницаемость, равная 12.85, достигается на материале ТММ13i, который может изготавливаться только в виде толстых пластин, толщиной от 0.381 до 12.70 мм. Есть также материал AD1000 (Arlon) с диэлектрической проницаемостью 10.2, к недостаткам которого можно отнести сильную зависимость диэлектрической проницаемости от толщины пластины (от 7.8 до 10.9). Кроме того, доступен отечественный материал ФЛАН в вариантах с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_r = 10$  и  $\epsilon_r = 16$ , который имеет тангенс угла диэлектрических потерь ниже, чем иностранные материалы (0.0015 для ФЛАН16 против 0.0019 для ТММ13i). Данные материалы доступны с толщиной в диапазоне от 1.0 до 5.0 мм, что значительно хуже для применения в предложенной конструкции резонатора, чем иностранные варианты, которые имеют более широкий диапазон доступных толщин.

Таким образом, если сравнивать материалы с наибольшими относительными диэлектрическими проницаемостями, применяемые в классической технологии изготовления СВЧ-компонентов и в технологии печатных плат (DMR-190 и ФЛАН16), то электродинамические резонаторы идентичной конструкции в классической технологии будут в 3.5 раза меньше в силу большого различия в диэлектрических проницаемостях материалов. На практике разработчики мало используют в технологии печатных плат материалы с высокой диэлектрической проницаемостью из-за сложности их механической обработки, что осложняет изготовление миниатюрных конструкций. Кроме того, они довольно дороги.

### 3. Зависимость конечной толщины препрега от топологии рисунка платы.

Одним из ключевых процессов производства резонаторов по технологии многослойных печатных плат, от которого зависит качество и стоимость конечной продукции, является процесс совместного прессования диэлектрических пластин, при котором диэлектрические материалы с нанесенным рисунком топологии, проложенные препрегом, прессуются под воздействием нагревания. Как уже было отмечено, препрегом, в основном, является стеклоткань, пропитанная эпоксидной или фенольной основой, которая обладает плохими диэлектрическими характеристиками.

Еще одним недостатком данного способа изготовления многослойной структуры является текучесть препрегов, которая может приводить фактически к трехкратному изменению толщины препрега в ходе прессования и значительному изменению электрических характеристик изготавливаемых устройств. На изменение толщины препрега влияют как выбранные параметры процесса прессования, скорость и конечная температура, так и рисунок топологии на поверхности диэлектрических пластин. Так, на рисунке 3.3 приведен фрагмент спецификации на препрег *fastRise* компании Taconic, где представлена зависимость толщины препрега в конечном изделии от параметров топологии металлических проводников на поверхности диэлектрической пластины. Из рисунка видно, что один и тот же препрег ведет себя по-разному в зависимости от начальной толщины материала и толщины топологии. Так, при начальной толщине материала FR-25-0021-45 66 мкм (2.6 мил), конечная толщина препрега при полном заполнении пластины медью составляет 55.9 мкм (2.2 мил), при 50 % заполнении поверхности диэлектрической пластины топологии с толщиной металлизации 17 мкм (0.5 oz) конечная толщина препрега будет составлять 48.2 мкм (1.9 мил), а при той же площади топологии, но большей толщине металлизации, конечная толщина снизится до 38.1 мкм (1.5 мил).

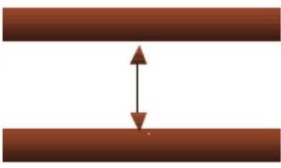


Продукт	Фин. толщина <sup>1</sup> (mil)	Фин. толщина (mil), 0.5 oz. Cu	Фин. толщина (mil), 1 oz. Cu
FR-25-0021-45	2.2	1.9	1.5
FR-25-0021-45F	2.2	1.9	1.5
FR-26-0025-60	2.8	2.5	2.1
FR-27-0030-25	3.5	3.2	2.8
FR-27-0035-66	3.9	3.6	3.2
FR-27-0040-43F	4.2	3.8	3.5
FR-27-0042-75	5.0	4.7	4.3
FR-27-0045-35	5.5	5.2	4.8
FR-28-0040-50 (S)	4.4	4.1	3.7
FR-27-0050-40 (S)	5.9	5.6	5.2
		 0.5 oz. Cu, 50% removal	 1 oz. Cu, 50% removal

Рисунок 3.3 – Зависимость финальной толщины препрега от топологии проводников на пластине для разных моделей препрега

С целью исключения препрегов при разработке и изготовлении высокоселективных устройств СВЧ иностранные разработчики применяют один из двух подходов при прессовании. В первом случае в многослойной структуре делается большое число сквозных отверстий по внешнему периметру устройства [297], в которые впрессовываются металлические заклепки в виде полых трубок, используемых одновременно и как элементы взаимного скрепления плат, и как экранирующие элементы для улучшения электромагнитной совместимости (ЭМС) изготавливаемых устройств. Указанный метод имеет два значимых недостатка при серийном производстве. Во-первых, процесс прессования трудозатратен и плохо совместим с автоматическими процессами производства. Во-вторых, экранирование структуры путем применения сквозных металлических штырей требует тщательного электродинамического расчета, так как необходимый период их размещения будет определяться рабочей частотой устройств.

Во втором случае соединение слоев осуществляется спаиванием с помощью паяльных паст, наносимых на поверхность полосковых проводников, и последующим прессованием при нагревании. Недостатком данного метода является технологический выход паяльных паст на внутренних слоях топологий, который невозможно учесть или полностью исключить на этапе

прессования. В случае применения флюсов или материалов, повышающих эффективность спайки, будет наблюдаться их растекание по плате в пространство между проводниками, что будет негативно отражаться на электрических характеристиках изготавливаемых устройств. Отказ от применения флюсов или минимизация количества паяльных паст может приводить к возникновению воздушных зазоров в многослойной структуре, и снижению прочности устройств.

Таким образом, классическая технология многослойных печатных плат трудносовместима с серийным производством миниатюрных высокоселективных устройств СВЧ.

### **3.1 Конструкция многопроводникового резонатора для технологии многослойных печатных плат**

Из Главы 2 следует, что для проектирования полосно-пропускающих фильтров с уникальными характеристиками, в частности, высокой миниатюрностью, большим отношением частот второй к первой моде колебаний, с высокой повторяемостью характеристик в массовом производстве, необходимо использовать технологию многослойных печатных плат, что одновременно обеспечит большую ширину и глубину высокочастотной полосы заграждения. В то же время описанные ранее недостатки технологии не позволят создавать устройства частотной-селекции сигналов, пригодные для серийного производства, которые могли бы заинтересовать разработчиков как гражданских, так и военных систем радиоэлектроники. Так, для продукции гражданского назначения конечная стоимость устройства кратно возрастет в связи с низким процентом выхода годных конструкций и окажется необоснованно дорогой относительно других известных технологий производства фильтров. Высокие диэлектрические потери в материалах, как в основных пластинах, так и, особенно, в препреге не позволят создать устройства, необходимые в продукции военного назначения.

Для решения этой проблемы необходимо в конструкции резонатора исключить механизм наибольшей неоднозначности и наибольших потерь. Таким образом, в конструкции электродинамического резонатора необходимо исключить препрег в качестве диэлектрического материала, в котором распространяется электрическое поле.

Решение было найдено в виде модифицированного многослойного полоскового резонатора, представленного на рисунке 3.4 (нижний), в котором все проводники резонатора выполнены двухслойными с прослойкой препрега. В таком резонаторе заряды на концах проводников на противоположных сторонах препрега имеют одинаковый знак, что делает равным нулю электрическое поле в слое препрега.

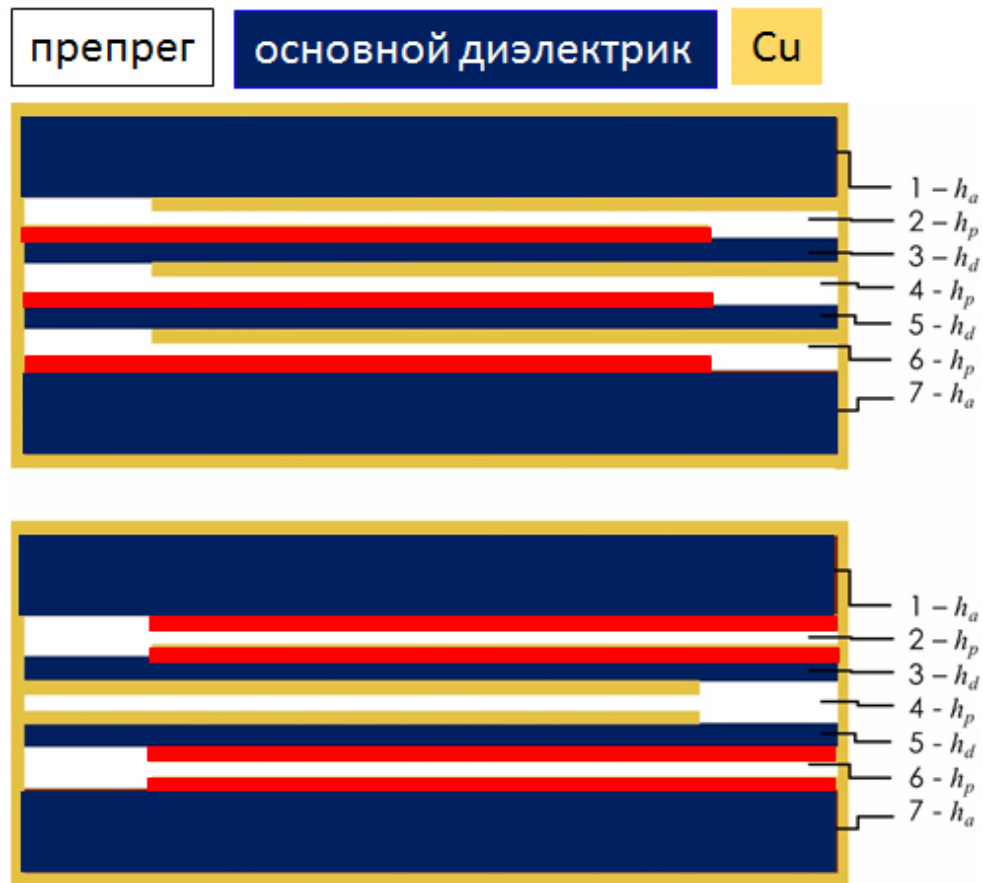


Рисунок 3.4 – Конструкция классического многослойного многопроводникового резонатора (сверху) и его модификация с двухслойными проводниками (снизу) для технологии печатных плат на примере трехпроводникового резонатора

Методом полного электродинамического моделирования было проведено исследование влияния параметров препрега (толщина, диэлектрическая проницаемость, тангенс угла диэлектрических потерь) на электрические характеристики классического и модифицированных резонаторов. Для исследования были выбраны конструкции с идентичными диэлектрическими структурами, в которых два тонких слоя толщиной  $h_d = 0.203$  мм были отделены от экранов слоями толщиной  $h_a = 2$  мм. В качестве материала для тонких слоев был выбран один из самых распространенных в технологии печатных плат диэлектриков – RO4003C, имеющий  $\epsilon_r = 3.55$  и  $\tan\delta = 0.0029$ , для толстого слоя – F4BM ( $\epsilon_r = 2.55$  и  $\tan\delta = 0.0007$ ). Диэлектрические слои были разделены тонким одиночным слоем препрега толщиной  $h_p = 0.091$  мм, имеющим характеристики, как у RO4450B ( $\epsilon_r = 3.30$  и  $\tan\delta = 0.0043$ ). В «классической» конструкции многослойного многопроводникового резонатора, представленной в Главе 2 (рисунок 3.4 сверху), проводники, расположенные на соседних границах раздела диэлектриков, замкнуты на экран на противоположных концах резонатора. В модифицированной конструкции резонатора, созданной для применения в составе устройств, изготавливаемых по ТМПП, как показано на рисунке 3.4 (снизу),

проводники по обе стороны каждого из слоев препрега замкнуты на землю на одну сторону. Иными словами, пара проводников, разделенных препрегом, замкнута на корпус на одной стенке, а пара, разделенная диэлектриком с малыми потерями – на противоположных. В исследовании были зафиксированы физические размеры резонаторов. Так, общая длина резонатора (расстояние между двумя стенками) составляла 10 мм, а ширина проводников 3 мм.

Для классического многослойного резонатора, в котором в формировании частоты первой моды колебаний участвуют все проводники и диэлектрические слои, изменение параметров препрега на 10 % приводит к значительному изменению характеристик резонаторов. Результаты исследования показаны на рисунках 3.5-3.7. Так, изменение толщины слоя препрега на 10 % приводит к изменению собственной частоты первой моды колебаний резонатора на 3.4 % (572 МГц при толщине препрега 81.9 мкм; 592 МГц – при 91 мкм; 615 МГц – при 100.1 мкм). К такому же эффекту приводит 10 % изменение диэлектрической проницаемости (572 МГц при  $\epsilon_r = 3.63$ ; 592 МГц при  $\epsilon_r = 3.3$  и 615 МГц при  $\epsilon_r = 2.97$ ). Для исследования влияния тангенса угла диэлектрических потерь препрега на собственную добротность резонатора  $\tan\delta$  материала изменялся на порядок в обе стороны от паспортного значения:  $\tan\delta = (0.043, 0.0043, 0.00043)$ , где значение 0.0043 – это паспортное значение тангенса угла диэлектрических потерь материала RO4450B. Результаты исследований, представленные на рисунке 3.8, показывают, что для классического резонатора значительное изменение диэлектрических потерь приводит к катастрофическому изменению его собственной добротности. Так, при паспортном значении потерь препрега добротность резонатора составляет 91.1, уменьшение потерь приводит к росту добротности до 123.4, а увеличение потерь в препреге в 10 раз приводит к падению добротности до 25.5.



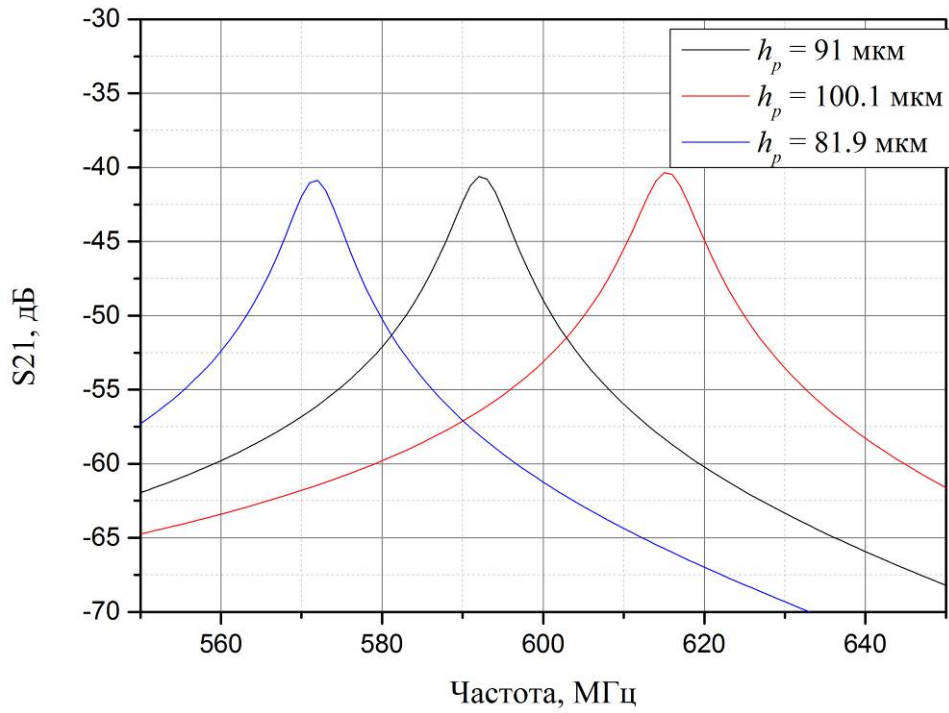


Рисунок 3.5 – АЧХ первой моды колебаний классического шестипроводникового резонатора при разной толщине слоя препрега

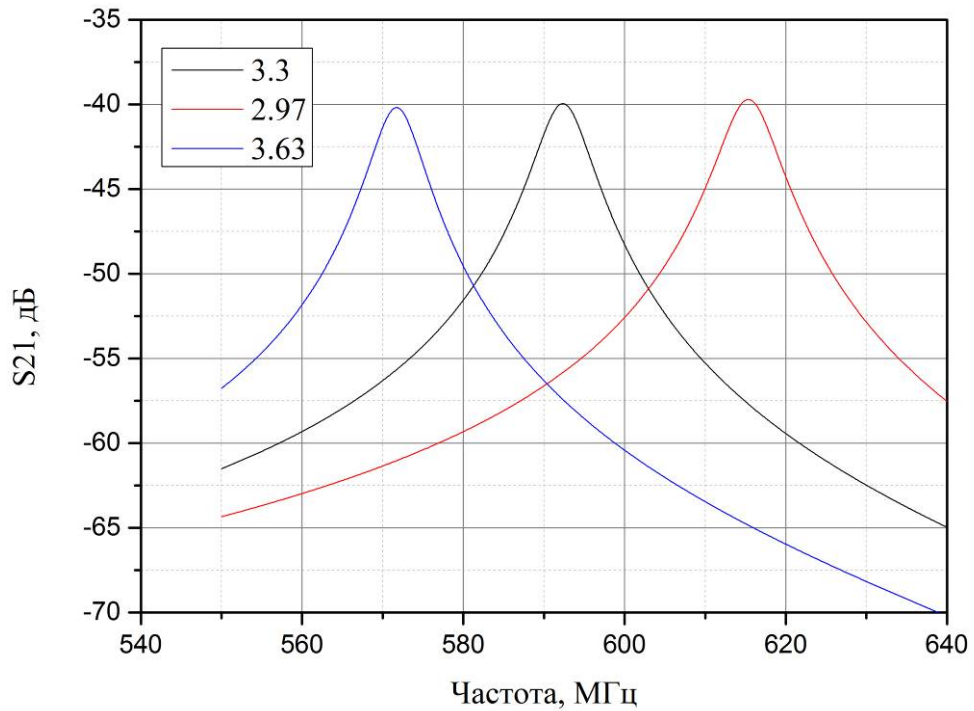


Рисунок 3.6 – АЧХ первой моды колебаний классического шести-проводникового резонатора при разной относительной диэлектрической проницаемости препрега

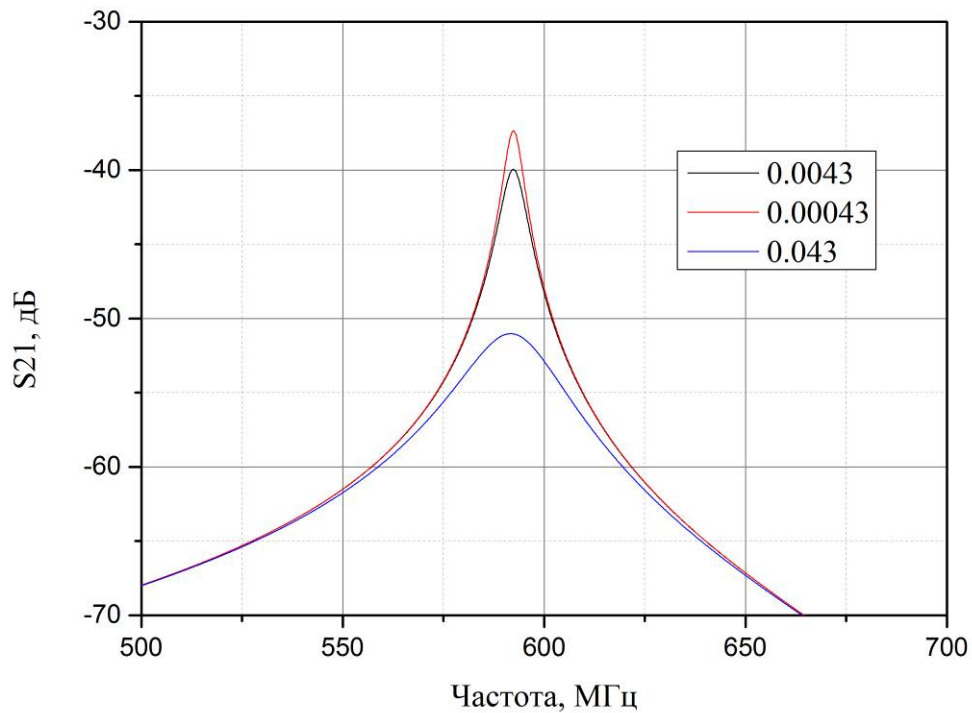


Рисунок 3.7 – АЧХ первой моды колебаний классического шестипроводникового резонатора при разном значении тангенса угла диэлектрических потерь слоя препрега

Таким образом, рисунки 3.5-3.7 показывают, что даже при сравнительно небольших изменениях характеристик препрега классическая конструкция многослойного многопроводникового резонатора не сможет обеспечить стабильность характеристик фильтра при серийном производстве.

Для модифицированного многослойного полоскового резонатора со структурой сдвоенных проводников, разделенных слоем препрега, изменение его параметров на 10 % практически не приводит к изменению собственных характеристик резонатора, по этой причине подобное исследование было проведено при двукратном изменении параметров, результаты показаны на рисунках 3.8-3.10. Как видно из рисунков, даже значительное изменение параметров препрега, которое выходит за пределы технологических допусков, не приводит к сколько-нибудь значимому изменению собственных характеристик резонаторов. Так, двукратное уменьшение толщины препрега с 91 мкм до 45.5 мкм приводит к смещению частоты с 1120 МГц до 1116.7 МГц, а увеличение толщины до 192 мкм приводит к смещению частоты первой моды колебаний до 1122.7 МГц. Таким образом, двукратное изменение толщины препрега приводит к смещению собственной частоты первой моды колебания менее чем на 0.3 %. Двукратный рост диэлектрической проницаемости препрега ( $\epsilon_r = 6.6$  против  $\epsilon_r = 3.3$ ) приводит к уменьшению резонансной частоты до 1108 МГц, а ее уменьшение до  $\epsilon_r = 1.65$  приводит к росту до 1127.4. То есть двукратный рост диэлектрической проницаемости препрега приводит к смещению частоты на

1.1 %, а подобное уменьшение проницаемости – к росту частоты менее чем на 0.7 %. При показателе диэлектрических потерь препрега, соответствующих паспортному значению ( $\tan\delta = 0.0043$ ), добротность резонатора составляет 278; десятикратное уменьшение потерь в препреге ( $\tan\delta = 0.00043$ ) приводит к увеличению добротности до 286.5; десятикратное увеличение ( $\tan\delta = 0.043$ ) – к уменьшению добротности до 221.4.

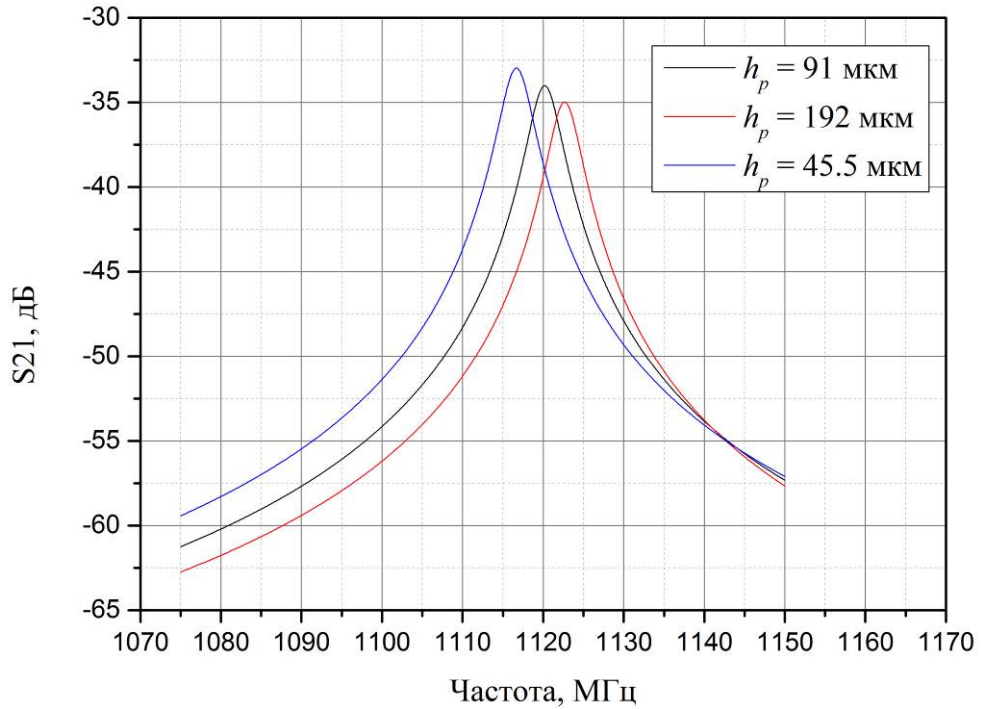


Рисунок 3.8 – АЧХ первой моды колебаний модифицированного трехпроводникового резонатора при разной толщине слоя препрега

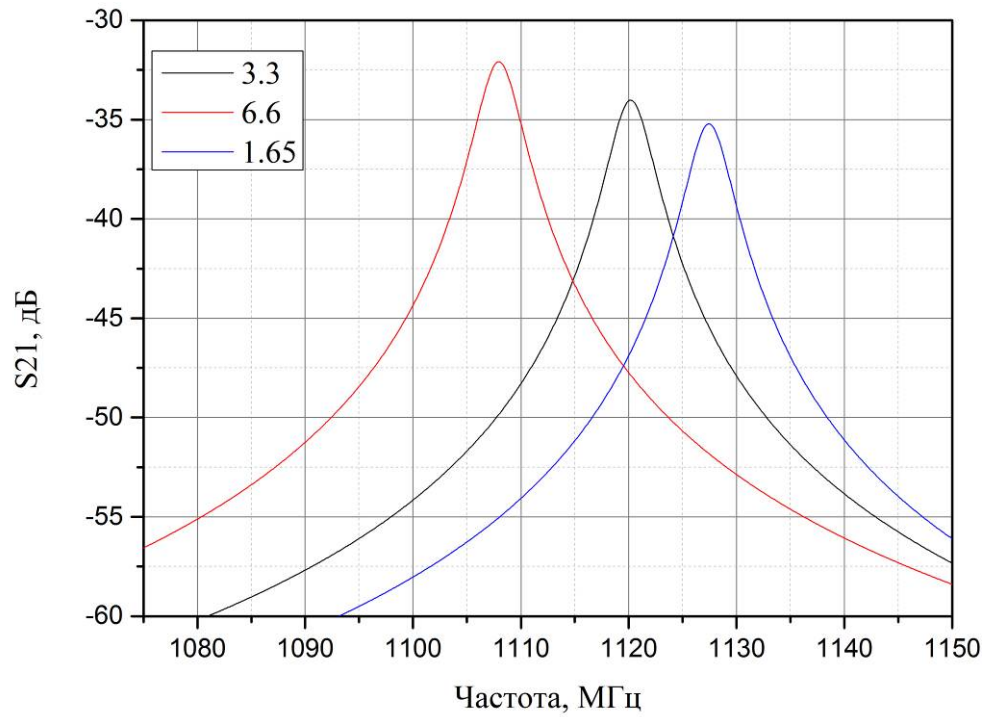


Рисунок 3.9 – АЧХ первой моды колебаний модифицированного трехпроводникового резонатора при разной относительной диэлектрической проницаемости препрега

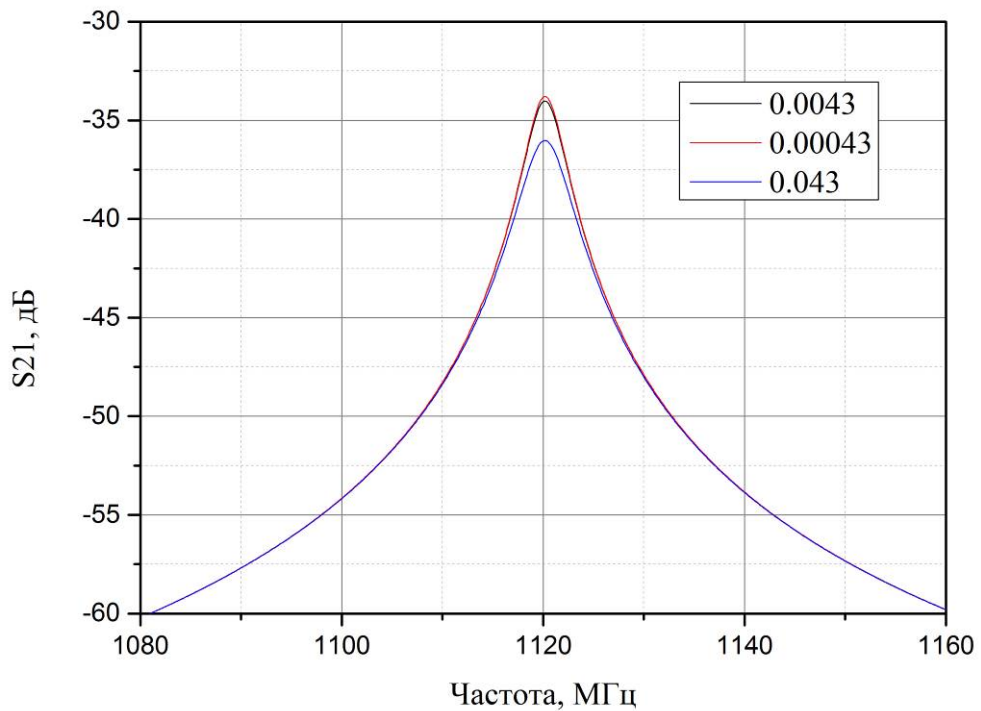


Рисунок 3.10 – АЧХ первой моды колебаний модифицированного трехпроводникового резонатора при разном значении тангенса угла диэлектрических потерь слоя препрега

Проведенное исследование показало следующее:

1) В формировании первой моды колебаний модифицированного резонатора участвуют только три сдвоенных проводника резонатора, что приводит к практически двукратному росту ее частоты.

2) Модифицированный резонатор гораздо менее чувствителен к девиациям характеристик препрега. Так, чувствительность модифицированного резонатора к вариациям толщины препрега на два порядка ниже, чем у классического резонатора, чувствительность к вариации диэлектрической проницаемости в 30 раз меньше, а чувствительность к изменению тангенса угла диэлектрических потерь в препреге в 3 раза меньше.

3) Модифицированный резонатор имеет значение добротности первой моды колебаний в 1.7 раза выше, чем классический, что объясняется исключением препрега из формирования первой моды колебаний, а также ростом частоты первой моды колебаний.

Результаты проведенного исследования показали, что модифицированный многослойный полосковый резонатор имеет значительно более высокую совместимость с технологией ТМПП, что позволит серийно изготавливать на его основе устройства частотной селекции сигналов, которые не потребуют дополнительной регулировки. При этом применение даже дешевых материалов, имеющих невысокие диэлектрические характеристики, позволяет синтезировать резонаторы со значением собственной добротности, достаточным для синтеза и изготовления высокоселективных устройств частотной селекции сигналов.

Для подтверждения результатов, полученных методом электродинамического моделирования, были синтезированы и изготовлены классические и модернизированные резонаторы на частоты 500, 1000, 2000 и 4000 МГц. Структура резонаторов отличалась от ранее использованных в исследовании тем, что число тонких диэлектрических слоев в структуре было увеличено до 4. Структура резонаторов и конфигурации проводников резонаторов показаны на рисунках 3.11 и 3.12. Увеличение числа тонких слоев в структуре позволило увеличить и число проводников в классическом резонаторе до 10, а в модифицированном – до 5. С целью обеспечения слабого уровня связи резонаторов с внешними линиями передач использовались емкостная или индуктивная связь, где подключение к внешним линиям осуществлялось на самом верхнем и самом нижнем металлическом слое (крышках). Для этого в конструкции резонаторов были сделаны сквозные металлизированные отверстия (via), а на каждом из диэлектрических слоев были сделаны металлические площадки, размеры которых позволяли обеспечить требуемый уровень связи. Ориентация элементов связи относительно резонатора, а также выбор емкостного или индуктивного типа связи зависели от требования симметричности резонансной кривой.

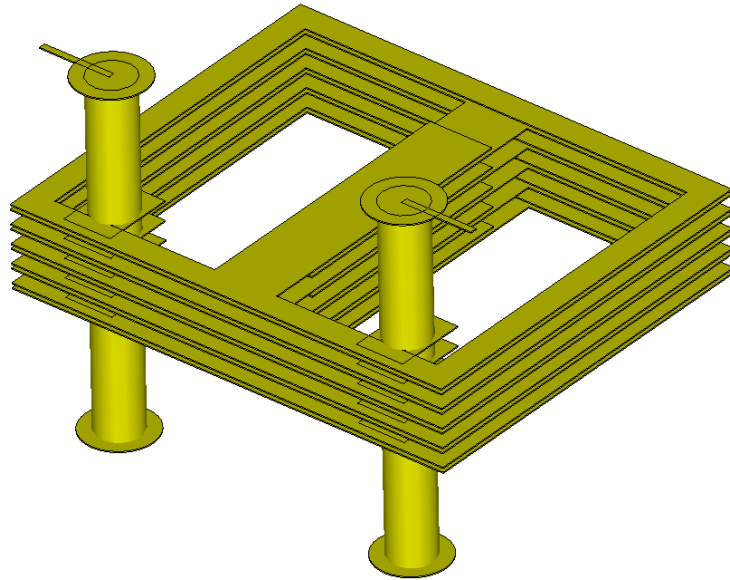


Рисунок 3.11 – Конструкция (здесь и далее корпус скрыт) десятипроводникового резонатора с расчетными значениями частоты первой моды колебаний  $f_0 = 1037.8$  и добротностью  $Q_0 = 140$

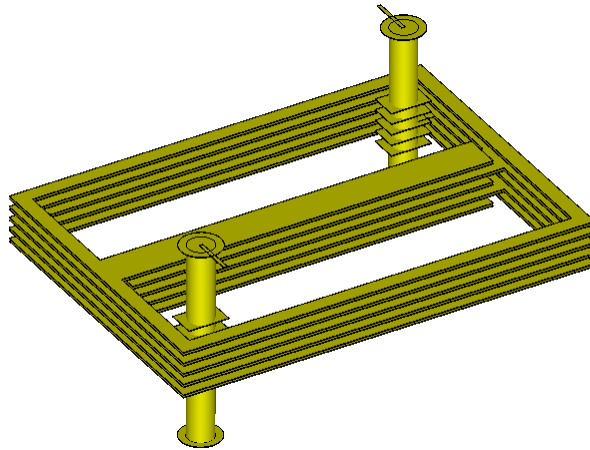


Рисунок 3.12 – Конструкция модифицированного пятипроводникового резонатора с двухслойными проводниками и расчетными значениями частоты первой моды колебаний  $f_0 = 942.6$  и добротностью  $Q_0 = 158$

На рисунке 3.13 показаны рассчитанные спектры собственных частот классического (10 проводников) и модифицированного (5 двухслойных проводников) резонаторов. Видно, что частоты первой моды колебаний для обоих резонаторов практически совпадают, но частоты высших мод колебаний имеют значительное отличие. Десятипроводниковый резонатор имеет размеры  $10.84 \times 6.04 \times 5.30$  мм<sup>3</sup>, что фактически в 2 раза меньше, чем синтезированный пятипроводниковый резонатор, размеры которого составляли  $20.84 \times 5.04 \times 5.30$  мм<sup>3</sup>.

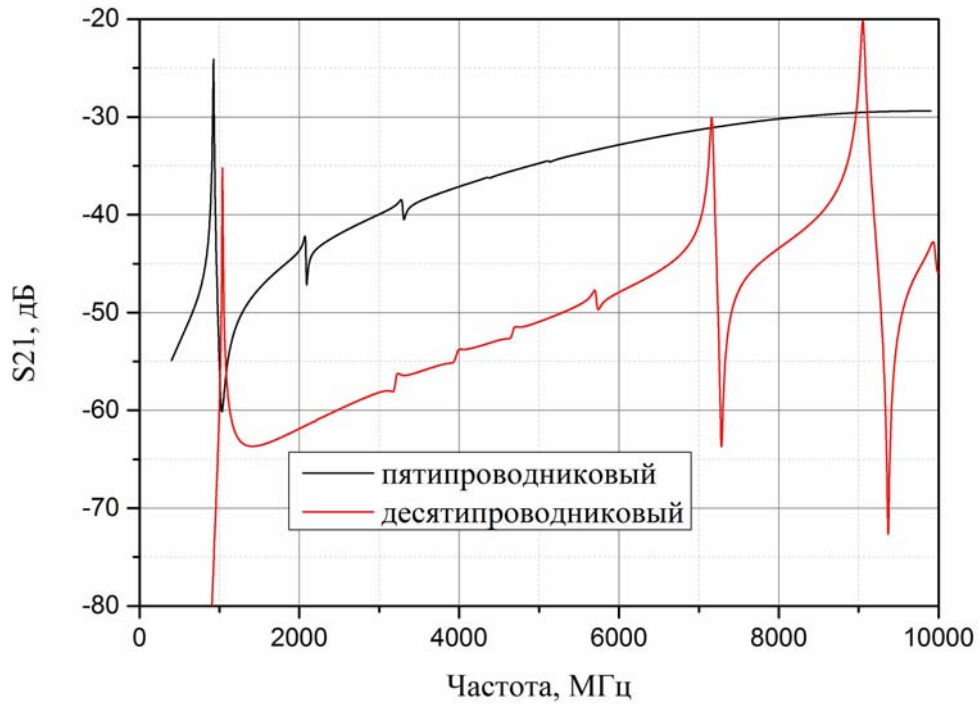


Рисунок 3.13 – Сравнение АЧХ модифицированного пятипроводникового и классического десятипроводникового резонатора

В таблице 3.1 сведены параметры и характеристики синтезированных моделей многослойных резонаторов, созданных для ТМПП.

Таблица 3.1 – Параметры и характеристики моделей многослойных резонаторов

Серия	№ проводников	Внешние размеры Д×Ш×В, мм <sup>3</sup>	Частота, МГц	Добротность	Приведенная добротность*
R1	5	20.84×5.04×5.30	535.4	120	116.0
R2	10	10.84×6.04×5.30	501.6	115	114.8
R3	5	11.34×8.04×5.30	942.6	158	115.1
R4	10	5.84×7.04×5.30	1037.8	140	97.2
R5	5	5.84×9.04×5.30	1943.1	180	91.3
R6	10	3.64×8.04×5.30	2061.6	154	75.8
R7	5	3.41×13.04×5.30	4070.9	209	73.2
R8	10	1.94×12.04×5.30	3900	163	58.4

\* - добротность, приведенная к частоте 500 МГц

Для оценки влияния высоких диэлектрических потерь в слое препрега на собственную добротность резонатора для каждого резонатора была рассчитана его приведенная к частоте 500 МГц добротность, которая определяется по формуле  $Q_{ri} = Q_0 / \sqrt{f_i / f_0}$  ( $Q_{ri}$  – приведенная добротность,  $Q_0$  – собственная добротность,  $f_i$  – собственная частота резонатора,  $f_0$  – частота, к которой приводится добротность) [298].

Анализ данных показывает, что для низкочастотных резонаторов, имеющих большую площадь металлизации, наблюдается малое изменение добротности при переходе от классической структуры к модифицированной, что позволяет предположить, что омические потери дают преобладающий вклад в потери в резонаторе. С ростом частоты и уменьшением длины проводников резонатора снижение добротности при переходе от модифицированного к классическому резонатору достигает 20 %, что позволяет нам говорить о росте вклада диэлектрических потерь в материалах и подтверждает преимущества предложенной конструкции при миниатюризации устройств.

На одной многослойной печатной плате были изготовлены серии резонаторов, содержащие от 7 до 9 экспериментальных образцов, каждый из которых был независимо измерен с помощью векторного анализатора цепей. Результаты измерений каждой серии резонаторов приведены в таблицах 3.2-3.17. В таблицах приведены частота первой моды колебаний  $f_0$  и ее добротность  $Q_0$ , а также их предельные и средние значения и отклонение от расчета и среднего измеренного значения.

В таблицах 3.2 и 3.3 представлены результаты измерения серии пятипроводниковых резонаторов с частотой 535 МГц. Из таблиц видно, что изготовленные резонаторы имеют в среднем частоту первой моды колебаний на 2.0 МГц выше расчётной, а добротность превышала значение, полученное для модели, в среднем на 13.0 единиц. Данный результат говорит о хорошем совпадении характеристик макетов и модели. Зеленым выделены значения, отклоняющиеся от ожидания не более, чем на величину среднего отклонения.

Анализ предельных отклонений и средних значений показал, что максимальная разница в серии не превосходит 0.6 %, а предельное отклонение от среднего составляет 0.28 %. Такой результат говорит о том, что подобная конструкция резонатора позволит при серийном производстве изготавливать как широкополосные полосно-пропускающие фильтры (относительная ширина полосы пропускания которых больше 8 %), так и фильтры с полосами 5-8 %. Фильтры с более узкой относительной шириной полосы пропускания будут иметь большой уровень вносимых потерь в силу сравнительно низкой величины собственной добротности резонаторов.



Таблица 3.2 – Результаты измерений экспериментальных образцов пятипроводникового резонатора частотой 535 МГц

№	$f_0$ , MHz			$Q_0$		
	Измерения	Отклонение от расчета	Отклонение от среднего	Измерения	Отклонение от расчета	Отклонение от среднего
R1-1	536.2	0.8	-1	132	12	-1
R1-2	535.5	0.1	-2	133	13	0
R1-3	538	2.6	1	132	12	-1
R1-4	536.8	1.4	-1	132	12	-1
R1-5	538.5	3.1	1	132	12	-1
R1-6	538.1	2.7	1	134	14	1
R1-7	538.5	3.1	1	134	14	1

Таблица 3.3 – Статистический анализ результатов измерений экспериментальных образцов пятипроводникового резонатора частотой 535 МГц

Значение	$f_0$ , MHz	$Q_0$
Среднее	537	133
Максимальное	538.5	134
Минимальное	535.5	132
Максимальная разница	3.0	2
Среднее отклонение	1.0	1

В таблицах 3.4 и 3.5 приведены результаты измерений образцов десяти-проводникового резонатора частотой 500 МГц. Результаты измерений 8 резонаторов показали, что частота первой моды колебаний более чем на 20 МГц или на 3.8 % выше расчетной, что, согласно ранее проведенным исследованиям, может говорить о 10 % отличии толщины препрега от номинального значения, которое, однако, находится в пределах паспортных данных на указанный материал.

Анализ статистических данных показывает высокую воспроизводимость характеристик измеренных резонаторов, что позволяет говорить о возможности серийного производства устройств частотной селекции сигналов на их основе. Однако разработка потребует изготовления нескольких промежуточных образцов, так называемых итераций для учета влияния технологических процессов.

Таблица 3.4 – Результаты измерений экспериментальных восьми образцов десятипроводникового резонатора частотой 501 МГц

№	$f_0$ , MHz			$Q_0$		
	Измерения	Отклонение от расчета	Отклонение от среднего	Измерения	Отклонение от расчета	Отклонение от среднего
R2-1	520.7	19.1	-1	119	3.0	-2
R2-2	521.1	19.5	0	130	14.0	9
R2-3	522.2	20.6	1	120	4.0	-1
R2-4	521.7	20.1	0	121	5.0	0
R2-5	521.2	19.6	0	120	4.0	-1
R2-6	521.5	19.9	0	120	4.0	-1
R2-7	522.2	20.6	1	120	4.0	-1
R2-8	521.7	20.1	0	121	5.0	0

Таблица 3.5 – Статистический анализ результатов измерений экспериментальных образцов десятипроводникового резонатора частотой 501 МГц

Значение	$f_0$ , MHz	$Q_0$
Среднее	522	121
Максимальное	522.2	130
Минимальное	520.7	119
Максимальная разница	1.5	11
Среднее отклонение	0.4	2

В таблицах 3.6 и 3.7 приведены результаты измерений образцов модифицированного пятипроводникового резонатора частотой 943 МГц. Результаты измерений 7 резонаторов показали, что частота первой моды колебаний более чем на 15 МГц или на 1.6 % ниже расчетной, что может быть вызвано как отклонением толщины препрега, так и ошибкой процесса изготовления, в частности недостаточным временем травления. При этом величина собственной добротности полностью соответствует значениям, полученным для модели резонатора.

Таблица 3.6 – Результаты измерений экспериментальных образцов пятипроводникового резонатора частотой 943 МГц

№	$f_0$ , MHz			$Q_0$		
	Измерения	Отклонение от расчета	Отклонение от среднего	Измерения	Отклонение от расчета	Отклонение от среднего
R3-1	925	-17.6	-2.6	167	9	8
R3-2	927.2	-15.4	-0.4	155	-3	-4
R3-3	928.9	-13.7	1.3	164	6	5
R3-4	927.9	-14.7	0.3	156	-2	-3
R3-5	928.5	-14.1	0.9	158	0	-1
R3-6	927.5	-15.1	-0.1	156	-2	-3
R3-7	928.5	-14.1	0.9	157	-1	-2

Таблица 3.7 – Статистический анализ результатов измерений экспериментальных образцов пятипроводникового резонатора частотой 943 МГц

Значение	$f_0$ , MHz	$Q_0$
Среднее	927.6	159
Максимальное	928.9	167
Минимальное	925	155
Максимальная разница	3.9	12
Среднее отклонение	0.9	4

Анализ статистических данных показывает высокую воспроизводимость характеристик измеренных резонаторов – максимальная разница не превосходит 0.4 %, а отклонение от среднего 0.1 %, что позволяет говорить о возможности серийно производить широкополосные полосо-пропускающие фильтры на основе таких резонаторов. Устройства с более узкими полосами пропускания потребуют корректировки модели, необходимой для учета полученного отклонения по частоте.

В таблицах 3.8 и 3.9 приведены результаты измерений образцов десятипроводникового резонатора частотой 1038 МГц. Результаты измерений 8 этих образцов показали, что с ростом частоты возрастает отклонение собственных частот первой моды колебаний относительно частоты модели. Отклонение среднего измеренного значения от модельного составляет 83.7 МГц, что превышает 8 %. Такой рост объясняется как увеличением относительного вклада ошибки травления, так и большим влиянием отклонения толщины препрега от паспортного.

Таблица 3.8 – Результаты измерений экспериментальных образцов десятипроводникового резонатора частотой 1038 МГц

№	$f_0$ , MHz			$Q_0$		
	Измерения	Отклонение от расчета	Отклонение от среднего	Измерения	Отклонение от расчета	Отклонение от среднего
R4-1	1128.4	90.6	7.0	157	17	-1
R4-2	1121.3	83.5	-0.2	157	17	-1
R4-3	1119.3	81.5	-2.2	158	18	0
R4-4	1119.8	82.0	-1.7	158	18	0
R4-5	1123.2	85.4	1.8	157	17	-1
R4-6	1121.1	83.3	-0.4	157	17	-1
R4-7	1117.4	79.6	-4.0	158	18	0
R4-8	1121.1	83.3	-0.4	160	20	2

Таблица 3.9 – Статистический анализ результатов измерений экспериментальных образцов десятипроводникового резонатора частотой 1038 МГц

Значение	$f_0$ , MHz	$Q_0$
Среднее	1121.5	158
Максимальное	1128.4	160
Минимальное	1117.4	157
Максимальная разница	11	3
Среднее отклонение	2.2	1

Анализ статистических данных показывает неплохую воспроизводимость характеристик резонаторов. Максимальная разница в 1 % и отклонение от среднего на 0.2 % говорит о возможности серийного производства широкополосных и сверхширокополосных устройств частотной селекции сигналов. Однако разработка потребует изготовления нескольких промежуточных образцов, так называемых итераций.

В таблицах 3.10 и 3.11 приведены результаты измерений 8 изготовленных образцов модифицированного пятипроводникового резонатора частотой 1943 МГц. Несмотря на двукратный рост частоты первой моды колебаний, относительное отклонение среднего измеренного значения частоты, которое может быть вызвано преимущественно отклонениями в технологическом процессе изготовления (например, недостаточному времени травления), не превосходит 1 %.

Таблица 3.10 – Результаты измерений экспериментальных образцов пятипроводникового резонатора частотой 1943 МГц

№	$f_0$ , MHz			$Q_0$		
	Измерения	Отклонение от расчета	Отклонение от среднего	Измерения	Отклонение от расчета	Отклонение от среднего
R5-1	1926.9	-16.2	2.1	170	-10	0
R5-2	1923.5	-19.6	-1.3	167	-13	-3
R5-3	1924.3	-18.8	-0.5	170	-10	0
R5-4	1925.4	-17.7	0.6	171	-9	1
R5-5	1925.9	-17.2	1.1	171	-9	1
R5-6	1922.8	-20.3	-2.0	171	-9	1
R5-7	1922.9	-20.2	-1.9	172	-8	2
R5-8	1926.4	-16.7	1.6	171	-9	1

Таблица 3.11 – Статистический анализ результатов измерений экспериментальных образцов пятипроводникового резонатора частотой 1943 МГц

Значение	$f_0$ , МГц	$Q_0$
Среднее	1924.8	170
Максимальное	1926.9	172
Минимальное	1922.8	167
Максимальная разница	4.1	5
Среднее отклонение	1.4	1

Анализ статистических данных показывает высокую воспроизводимость характеристик измеренных резонаторов, максимальная разница не превосходит 0.2 %, а отклонение от среднего не превышает 0.1 %, что позволяет говорить о возможности серийного производства широкополосных полосно-пропускающих фильтров. Однако устройства с относительной шириной полосы пропускания менее 5 % могут потребовать изготовления многослойной платы для определения требуемой корректировки модели, необходимой для учета полученного отклонения по частоте.

В таблицах 3.12 и 3.13 приведены результаты измерений образцов десятипроводникового резонатора частотой 2061 МГц. Как уже было отмечено для резонатора с частотой 1038 МГц, с ростом частоты первой моды колебаний наблюдается рост отклонения измеренной частоты резонаторов от частоты, полученной в модели. Для резонаторов с частотой 2061 МГц это отклонение превышает 287 МГц или 14 %. В этом случае говорить о серийном производстве устройств частотной селекции сигналов без проведения значительных предварительных исследований невозможно.

Таблица 3.12 – Результаты измерений экспериментальных образцов десятипроводникового резонатора частотой 2061 МГц

№	$f_0$ , МГц			$Q_0$		
	Измерения	Отклонение от расчета	Отклонение от среднего	Измерения	Отклонение от расчета	Отклонение от среднего
R6-1	2288.8	227.2	1.7	162	8	0
R6-2	2295.9	234.3	8.8	163	9	1
R6-3	2284.6	223.0	-2.6	163	9	1
R6-4	2276.6	215.0	-10.6	161	7	-1
R6-5	2294.1	232.5	6.9	162	8	0
R6-6	2285.7	224.1	-1.5	162	8	0
R6-7	2293.3	231.7	6.2	163	9	1
R6-8	2277.7	216.1	-9.5	163	9	1
R6-9	2282.7	221.1	-4.5	163	9	1
R6-10	2292.1	230.5	4.9	162	8	0

Таблица 3.13 – Статистический анализ результатов измерений экспериментальных образцов десятипроводникового резонатора частотой 2061 МГц

Значение	$f_0$ , MHz	$Q_0$
Среднее	2287.2	162
Максимальное	2295.9	163
Минимальное	2276.6	161
Максимальная разница	19.3	2
Среднее отклонение	5.7	1

Анализ статистических данных показывает приемлемую воспроизводимость характеристик резонаторов. Максимальная разница менее 1 %, и отклонение от среднего на 0.2 % говорит о возможности серийного производства широкополосных и сверхширокополосных устройств частотной селекции сигналов. Однако разработка потребует изготовления нескольких промежуточных образцов, т.н. итераций.

В таблицах 3.14 и 3.15 приведены результаты измерений образцов пятипроводникового резонатора частотой 4070 МГц. Были проведены измерения 7 образцов резонаторов. Стоит отметить, что хоть относительное отклонение среднего измеренного значения от характеристик модели и составляет всего 0.84 %, фактическое отклонение среднего измеренного значения составляет 33.6 МГц, что в большинстве случаев не позволяет говорить о возможности изготовления фильтров с относительной шириной полосы пропускания менее 8 %.

Таблица 3.14 – Результаты измерений экспериментальных образцов пятипроводникового резонатора частотой 4070 МГц

№	$f_0$ , MHz			$Q_0$		
	Измерения	Отклонение от расчета	Отклонение от среднего	Измерения	Отклонение от расчета	Отклонение от среднего
R7-1	4121.3	50.4	16.8	180	-29	0
R7-2	4104	33.1	-0.5	175	-34	-5
R7-3	4105.6	34.7	1.1	177	-32	-3
R7-4	4094.5	23.6	-10.0	180	-29	0
R7-5	4105	34.1	0.5	178	-31	-2
R7-6	4098.1	27.2	-6.4	186	-23	6
R7-7	4103.2	32.3	-1.3	185	-24	5

Таблица 3.15 – Статистический анализ результатов измерений экспериментальных образцов пятипроводникового резонатора частотой 4070 МГц

Значение	$f_0$ , MHz	$Q_0$
Среднее	4104.5	180
Максимальное	4121.3	186
Минимальное	4094.5	175
Максимальная разница	26.8	11
Среднее отклонение	5.2	3

Анализ статистических данных показывает, что максимальная разница в частотах составляет 26.8 МГц или 0.65 %, а среднее отклонение достигает 5.2 МГц. Такие результаты свидетельствуют о том, что на основе подобных резонаторов можно серийно производить устройства с относительной шириной полосы пропускания менее 15-20 % с приемлемым процентом выхода годных устройств. Таким образом, резонаторы данной конструкции подойдут только для широкополосных устройств.

В таблицах 3.16 и 3.17 приведены результаты измерений образцов десятипроводникового резонатора частотой 3900 МГц, показавшие, что невозможно создать устройство частотной селекции сигналов сантиметрового диапазона длин волн с применением резонатора с классической структурой по технологии многослойных печатных плат. Измеренное отклонение средней частоты резонатора от модельного составило 580 МГц, при этом наблюдаются образцы со значительным отклонением, более 600 МГц. Наряду с большими изменениями частоты резонатора были обнаружены и значительные отклонения по их собственной добротности. На практике это будет приводить к невозможности сформировать полосу пропускания с небольшим уровнем неравномерности.

Таблица 3.16 – Результаты измерений экспериментальных образцов десятипроводникового резонатора частотой 3900 МГц

№	$f_0$ , MHz			$Q_0$		
	Измерения	Отклонение от расчета	Отклонение от среднего	Измерения	Отклонение от расчета	Отклонение от среднего
R6-1	4490.3	590.3	10.3	170	7	7
R6-2	4506.7	606.7	26.7	177	14	14
R6-3	4523	623	43.0	165	2	2
R6-4	4471.5	571.5	-8.5	163	0	0
R6-5	4463.5	563.5	-16.5	160	-3	-3
R6-6	4481.5	581.5	1.5	160	-3	-3
R6-7	4459.3	559.3	-20.7	160	-3	-3
R6-8	4460.3	560.3	-19.7	162	-1	-1
R6-9	4464.3	564.3	-15.7	154	-9	-9

Таблица 3.17 – Статистический анализ результатов измерений экспериментальных образцов десятипроводникового резонатора частотой 3900 МГц

Значение	$f_0$ , МГц	$Q_0$
Среднее	4480.0	163
Максимальное	4523	177
Минимальное	4459.3	154
Максимальная разница	63.7	23
Среднее отклонение	18.1	5

Измеренная максимальная разница и среднее отклонение как собственной частоты резонаторов, так и его собственной добротности показали невозможность производить серийно высокоселективные устройства с приемлемым процентом выхода годных устройств.

Таким образом, результаты, полученные на этапе предварительного моделирования, были подтверждены измерениями на действующих макетах. Так, модифицированный многослойный полосковый резонатор, содержащий двойную металлизацию проводников, в котором проводники по обе стороны от препрега замкнуты на одну сторону структуры, фактически не чувствителен к характеристикам и параметрам препрега на частотах первой моды колебаний. Было установлено, что на частотах ниже 1000 МГц предложенная конструкция позволяет реализовывать как широкополосные, так и узкополосные устройства частотной селекции сигналов. При дальнейшем росте частоты, из-за недостаточной точности изготовления топологии проводников, создание узкополосных структур возможно только при уменьшении числа проводников в структуре, т.к. в противном случае резонатор становится слишком коротким и более чувствительным к отклонениям в технологических процессах.

## 3.2 Конструкция монолитных устройств частотной селекции сигналов

### 3.2.1 Способы построения монолитных устройств

На текущий момент нами определены три способа организации монолитных устройств частотной селекции сигналов:

1) Одноуровневая монолитная конструкция, в которой отсутствуют межслойные соединения внутренней структуры.

Примером такой конструкции служат полосно-пропускающие фильтры на многослойных многопроводниковых резонаторах, представленных в главе 2. Пример поперечного среза подобного фильтра показан на рисунке 3.14. Данные конструкции не содержат сквозных и несквозных металлизированных отверстий, соединяющих внутренние слои структуры, поэтому к достоинствам подобного решения относится простота изготовления, которая обусловлена от-



сутствием ряда критических технологических процессов (сверление отверстий, металлизация отверстий, механическая шлифовка поверхности пластин), а также необходимостью всего одного процесса совместного прессования слоев, что позволяет снизить вероятность смещения слоев топологии друг относительно друга. Последнее особенно важно с точки зрения процента выхода годных устройств и снижения себестоимости устройств.

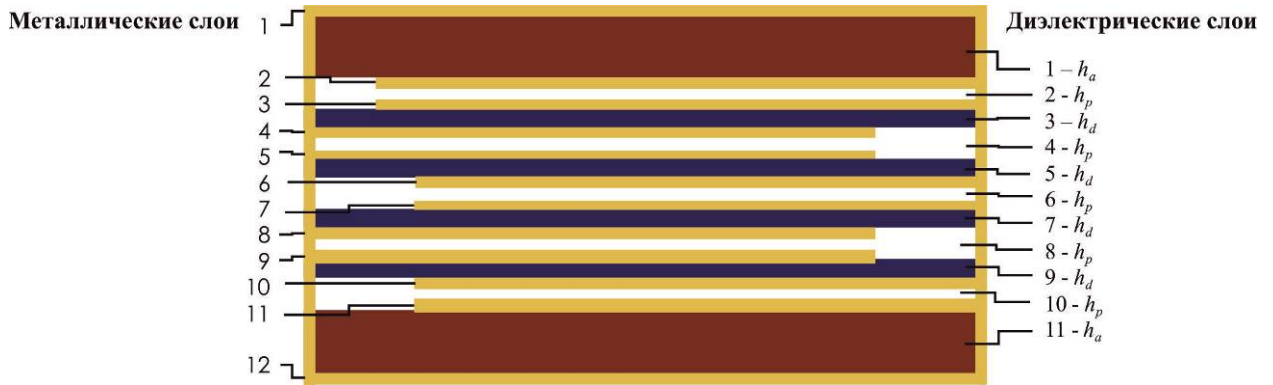


Рисунок 3.14 – Конструкция одноуровневой структуры без межслойных перемычек во внутренней структуре многослойной печатной платы

С другой стороны, подобная реализация в значительной мере сужает возможности технологии многослойных печатных плат в части применения межслойных перемычек. Так, ограничено число доступных конструкций полосковых одномодовых и многомодовых резонаторов, невозможно применять квазисосредоточенные элементы в составе конструкции. Данные ограничения не позволяют создавать сверхширокополосные полосно-пропускающие фильтры, фильтры верхних и нижних частот, а также перестраиваемые фильтры. Далее, отсутствие межслойных перемычек ограничивает число доступных методов повышения селективности устройств частотной селекции, сохраняя доступ только к планарным элементам связи между несоседними резонаторами, формирующим полюса затухания на склонах полосы пропускания, а также уменьшает возможность миниатюризации резонаторов за счет сворачивания их в многослойные спирали.

2) Одноуровневая монолитная конструкция с межслойными соединениями внутренней многослойной структуры.

Пример подобной реализации показан на рисунке 3.15. В простейшем случае мы имеем внутреннюю структуру, в которой тонкие диэлектрические слои спрессованы через листы препрега и соединены сквозными металлизированными отверстиями, число и положение которых будет определяться топологией устройства. При этом структура отделена от верхнего и нижнего экранов толстыми слоями диэлектрика, имеющего малый уровень диэлектрических потерь.



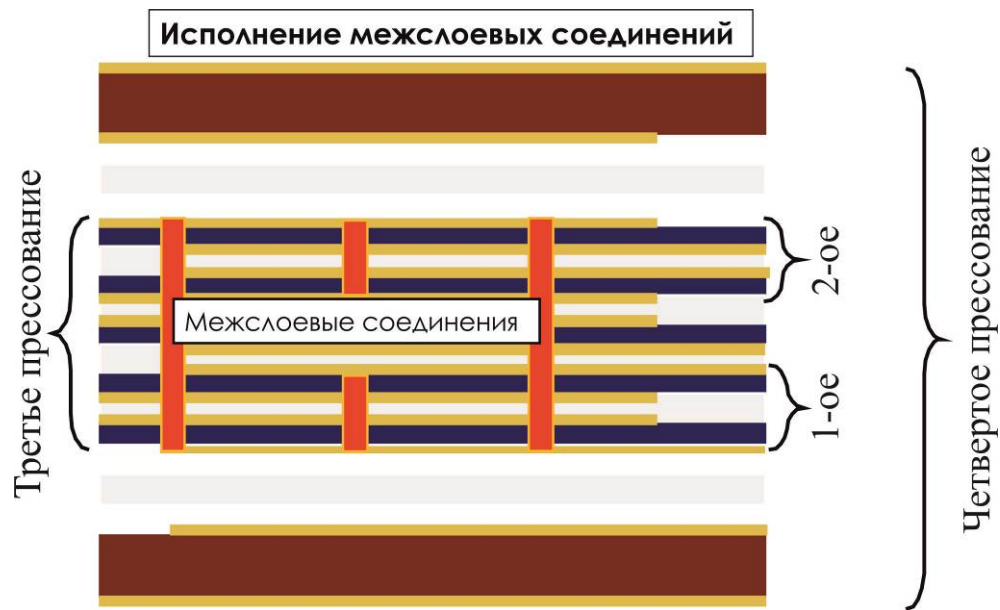


Рисунок 3.16 – Конструкция одноуровневой структуры с межслойными перемычками во внутренней структуре многослойной печатной платы, получаемая четырьмя прессованиями

С другой стороны, металлизированные отверстия, соединяющие проводники на разных слоях топологии, открывают доступ к применению спиралей как в качестве квази-сосредоточенных элементов (индуктивностей), так и в виде полосковых многослойных резонаторов. Кроме того, при применении распределенной связи (емкостной или индуктивной) с внешними линиями передач использование отрезков линии передач на нескольких слоях топологии одновременно позволяет повысить связь с внешними линиями и, соответственно, расширить предельно достижимую ширину полос пропускания с требуемым уровнем согласования. Основным же результатом применения сквозных металлизированных отверстий в структуре многослойной печатной платы является разряжение спектра собственных частот резонаторов, как было показано в разделе 2.3.1, что на практике приводит к улучшению электрических характеристик за счет расширения и углубления высокочастотной полосы заграждения.

Одновременно с этим появляется возможность создания ФНЧ (фильтров низких частот) и ФВЧ (фильтров высоких частот), а также диплексеров и мультиплексеров, имеющих в своем составе каналы со структурой фильтров верхних и нижних частот, или активных устройств, в частности, варакторно-перестраиваемого полосно-пропускающего фильтра, упрощенная модель которого показана на рисунке 3.17, из которой видно, что, в отличие от ранее показанных монолитных конструкций, на верхней поверхности перестраиваемых фильтров сформированы дополнительные элементы (выводы резонаторов). Именно между этими элементами и экранированным корпусом должны быть установлены варакторы.

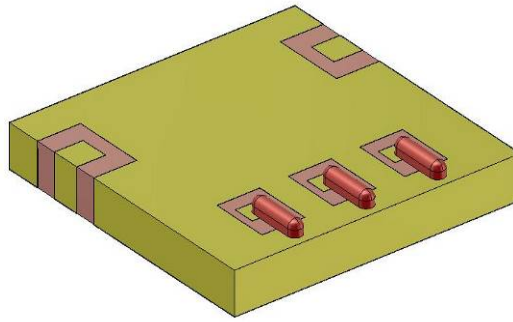


Рисунок 3.17 – Упрощенная модель варакторно-перестраиваемого фильтра по ТМПП

3) Многоуровневая монолитная конструкция с межслойными соединениями внутренней многослойной структуры.

Применение многоуровневой конструкции является наиболее эффективным методом уменьшения габаритов создаваемых устройств. В этом случае, как показано на рисунке 3.18, конструкция из квази-трехмерной становится полноценной трехмерной, когда часть структуры находится на одном уровне, а другая получает свое продолжение на другом. В этом случае два уровня фактически полностью разделяются сплошным металлическим экраном, в котором сохранены неметаллизированные окна, обеспечивающие необходимое взаимодействие между разными уровнями структуры. Такое решение приводит к ограничению количества проводников резонаторов, но может быть использовано для фильтров различного типа с большим количеством резонаторов в структуре, где они могут быть разнесены на различные уровни. Взаимодействие между резонаторами в области разрыва плоскости может быть организовано как при помощи гальванической связи двух проводников, находящихся на разных уровнях, так и с помощью неметаллизированных диафрагм связи в экранах. Так, для фильтров с четным числом звеньев структура может быть реализована на двухуровневой конструкции, где разрыв сделан по двум центральным резонаторам, что позволяет в два раза уменьшить занимаемую фильтром площадь. Для фильтров с числом резонаторов кратным трем такой подход, при применении трехуровневой конструкции, позволит уменьшить занимаемую фильтром площадь в 3 раза.

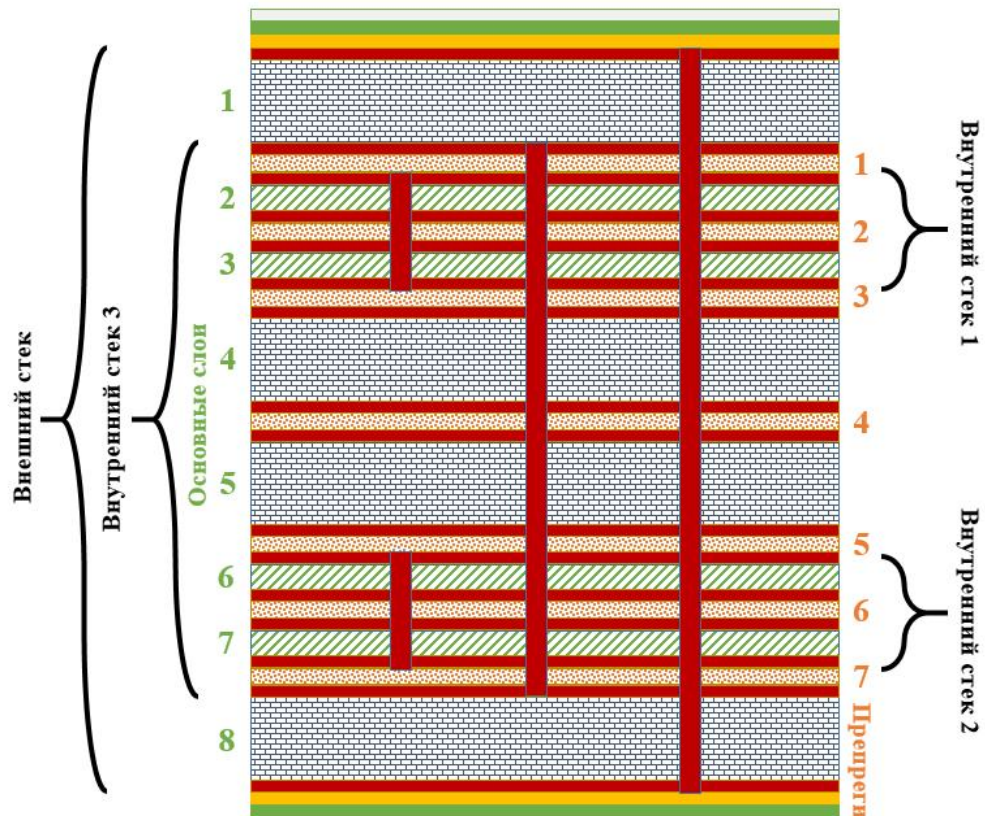


Рисунок 3.18 – Конструкция двухуровневой структуры с межслойными перемычками во внутренней структуре многослойной печатной платы

Для диплексеров и мультиплексеров такая конструкция, наряду с уменьшением занимаемой площади, позволяет уменьшить взаимодействие между каналами, что упрощает синтез устройства, а также увеличивает развязку каналов.

Двухуровневые конструкции открывают доступ к параллельному подключению нескольких структур, что дает возможность проектировать банки фильтров, а также широкополосные полосно-заграждающие фильтры, построенные по схеме параллельного подключения ФНЧ и ФВЧ.

Очевидно, что многоуровневая конструкция имеет целый ряд ограничений. В первую очередь, стоит отметить, что существующее технологическое оборудование ограничивает предельную толщину многослойной печатной платы, которая может быть совмещена и спрессована с требуемой точностью. Так, максимальная толщина платы, доступная при мелкосерийном производстве, составляет 11.5 мм, а стандартные ограничения, накладываемые производителями плат, составляют 6.5 мм. В связи с тем, что приближение экранов к резонаторам до расстояний менее 1 мм приводит к значительному уменьшению собственной добротности резонаторов, в двухуровневой конструкции минимальная суммарная толщина диэлектриков, отделяющих внутреннюю структуру от экранов ( $\Sigma h_{amax}$ ), будет составлять  $\Sigma h_{amax} = 4$  мм, а в трехуровневой –

$\Sigma h_{max} = 6$  мм. В двухуровневой конструкции, содержащей только одну тонкую диэлектрическую пластину во внутренней структуре (например, ДППР), применяется не менее 5 листов препрега и, при минимальной толщине препрега  $h_p = 50$  мкм, суммарная толщина его пластин составляет 250 мкм. В трехуровневой конструкции минимальное число листов препрега составляет 8, что дает нам минимальную толщину – 400 мкм. Соответственно, для печатных плат толщиной 6.5 мм допустимо применение только двухуровневых конструкций, для плат толщиной свыше 6.5 мм возможна организация трех- и четырехуровневых конструкций без значительного ухудшения электрических характеристик. При этом необходимо учитывать, что, если для изготовления одноуровневой монолитной конструкции с межслойными соединениями необходимо минимум два процесса прессования, то для двухуровневой конструкции число прессований достигает 5, для трехуровневой – 7. Каждый дополнительный процесс прессования печатных плат повышает вероятность брака, который может привести к отказу как части устройств на плате, так и всех устройств.

### 3.2.2 Способ экранирования монолитных устройств

При создании устройств частотной селекции сигналов одной из наиболее актуальных задач является уменьшение массы и габаритов устройств. Разработка новых конструкций резонаторов позволяет снизить объем, который занимает диэлектрическая подложка и проводники резонаторов, но основную массу и объем в конструкции устройств частотной селекции сигналов вносит металлический корпус, который предназначен для экранирования структуры и необходим для электромагнитной совместимости устройств в составе системы радиоэлектроники. Фактически, корпус устройства может давать не менее половины его массы и значительно увеличивать его габариты, особенно это характерно для миниатюрных конструкций. Так, при применении процесса фрезеровки, стенки в алюминиевом корпусе должны составлять не менее 0.7 мм для экспериментальных образцов и не менее 1 мм для серийных, для латунных корпусов эти значения уменьшаются до 0.5 мм и 0.7 мм соответственно. В случае применения коаксиальных переходов, масса и размеры корпуса увеличиваются на объем, необходимый для монтажа разъемов, что приводит к кратному росту размера и массы корпуса, как показано на рисунке 3.19, где зеленым отмечена область, занимаемая самим фильтром, а красным вынужденный объем фильтра, используемый для установки разъемов. Уменьшить массу можно за счет применения процессов прессования корпуса или литья деталей, где толщина материала может не превышать 0.3 мм, однако на практике подобное решение целесообразно только при выпуске очень больших серий устройств, так как стоимость изготовления оснастки для производства корпусов может превышать стоимость изготовления требуемой партии корпусов.

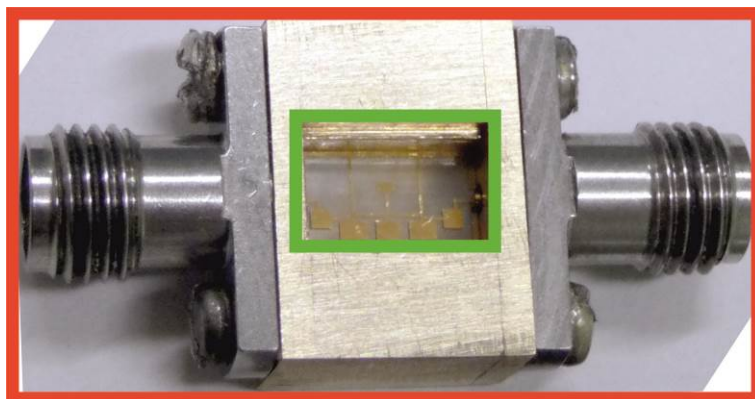


Рисунок 3.19 – Сравнение полезного объема, занимаемого фильтром (зеленый прямоугольник), с фактическим объемом (красный прямоугольник)

Еще одним решением является применение металлокерамических корпусов, которые имеют малый вес, совместимость с поверхностным монтажом, а также значительные возможности по реконфигурации корпусов. Но, в отличие от цельнометаллических корпусов, изготовление металлокерамических корпусов требует целой производственной линейки, и по этой причине производители устройств частотной селекции сигналов стараются заказывать корпуса у сторонних производителей, либо подстраивая свои топологии под серийно производимые корпуса, либо заказывая разработку корпусов для своих топологий.

В качестве альтернативы классическим корпусам было предложено использовать один из технологических процессов, применяемых при создании печатных плат. Так, в технологии многослойных печатных плат гальванический рост меди применяется для заполнения сквозных и несквозных отверстий, которые используются для соединения топологий на различных слоях. По ГОСТ 23752-79 толщина металлизации отверстий должна быть не менее 20 мкм для двухсторонних печатных плат и 25 мкм для многослойных печатных плат. Согласно международному стандарту (IPC-6012B), толщина металлизации для всех видов плат Class 1 и Class 2 должна быть не менее 20 мкм, а для Class 3 – не менее 25 мкм. Указанная толщина металлизации в большинстве случаев является достаточной для экранирования структуры, по этой причине было решено использовать данный технологический процесс для осаждения меди на поверхность металлодиэлектрической структуры для формирования корпуса.

Для реализации подобного решения в процесс изготовления многослойной печатной платы вводится дополнительное фрезерование индивидуальных структур в плате, которое происходит после финального процесса прессования индивидуальных плат в общую многослойную структуру. При этом, как показано на рисунке 3.20 топологии сохраняют свое крепление в общей плате за счет небольших перемычек шириной 1.25 мм. Уменьшить их нельзя, так как это



будет приводить к увеличению к учащению ошибок фрезерования, а также снижению надежности крепления фильтра в общей плате, которая необходима для процесса изготовления.

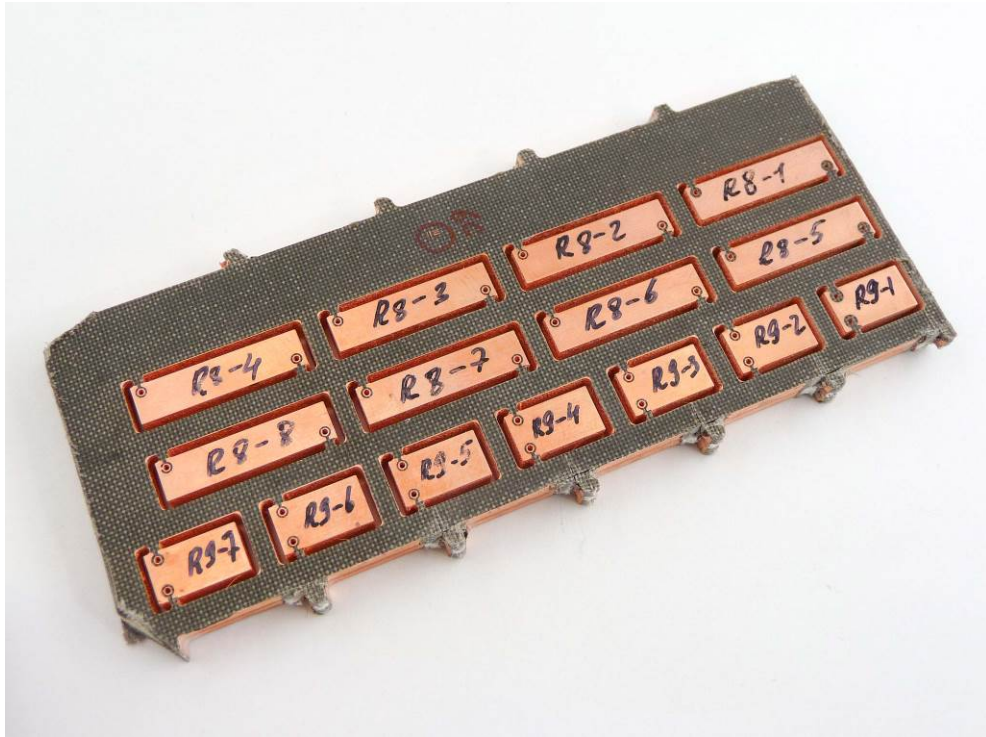


Рисунок 3.20 – Крепление многослойных структур в общей мультиплате

После фрезерования проводится процесс наращивания боковых стенок корпуса гальваническим методом, и завершается все процессом формирования на нижней поверхности точек заземления и подключения внешних линий передач. Последним этапом изготовления устройств является фрезеровка оставшихся перемычек и тем самым разделение печатной платы на индивидуальные устройства. В остальном все используемые технологические процессы полностью соответствуют классической технологии печатных плат [299].

Предложенный подход позволяет значительно уменьшить габариты устройств за счет отказа от металлического корпуса как отдельной детали. Так, на рисунках 3.21 и 3.22 показано сравнение сверхширокополосных фильтров с центральной частотой 1000 МГц и относительной шириной полосы пропускания 150 %, изготовленных по технологии печатных плат и по классической технологии, когда керамическая подложка монтируется в отдельный металлический корпус. Как видно из рисунков, при высокой степени совпадения АЧХ обоих фильтров, первый фильтр, изготовленный по технологии печатных плат, в 2.5 раза меньше по размерам и в 7 раз легче второго (6.5 граммов против 45.8).



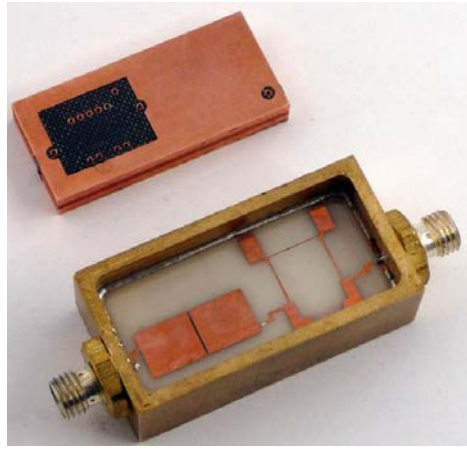


Рисунок 3.21 – Сравнение сверхширокополосных фильтров с центральной частотой 1000 МГц, изготовленных по многокомпонентной технологии и ТМПП

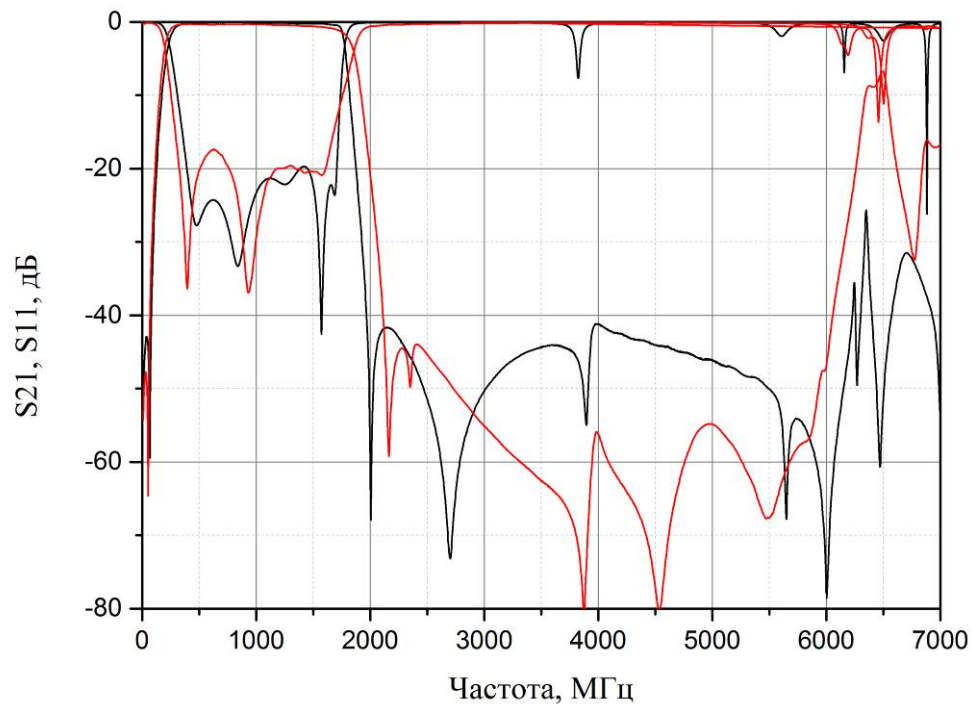


Рисунок 3.22 – Сравнение АЧХ фильтров, изготовленных по классической многокомпонентной технологии (черная кривая) и ТМПП (красная кривая)

Стоит также отметить, что в исследовании, проведенном при изготовлении первой многослойной печатной платы, было установлено, что применение металлической шинки, расположенной по периметру топологии и используемой в качестве заземляемого проводника, позволяет повысить процент выхода годных устройств, так как ее наличие гарантирует обусловленное конструкцией замыкание проводников резонаторов на экран. При этом, если в конструкции устройств частотной селекции сигналов на основе полоскового резонатора на подвешенной

подложке шина применяется для дополнительной фиксации подложки в корпусе, и от ее ширины зависит устойчивость устройств к механическим нагрузкам и вибрациям, то в конструкции устройств, изготовленных по технологии многослойных печатных плат, высокое качество взаимного крепления элементов, и, как следствие, устойчивость к механическому воздействию обеспечивается препрегом, а основным назначением шины является организация электрического контакта между внешним осажденным экраном устройства и его резонаторами. Отсюда следует, что ширина заземляющей шины, расположенной по периметру топологии, может быть ограничена шириной 0.5 мм, так как точность процесса фрезерования превосходит указанное значение.

### **3.3 Полосно-пропускающие фильтры на многопроводниковых полосковых резонаторах со структурой встречно-направленных проводников, произведенные по технологии многослойных печатных плат**

Для оценки применимости разработанного резонатора для создания полосно-пропускающих фильтров по технологии многослойных печатных плат, была синтезирована линейка устройств с центральной частотой от 260 до 3650 МГц. В конструкциях фильтров были использованы либо различное число резонаторов, либо резонаторы разной конструкции. При создании устройств применялась та же структура, что и при исследовании резонаторов, описанная в разделе 3.1 (F4BM/RO4003C/ RO4003C/ RO4003C/ RO4003C/F4BM), в которой диэлектрические листы прессовались через препрег RO4450B толщиной 91 мкм. Толщина диэлектрических слоев составляла 2 мм для материала F4BM ( $\epsilon_r = 2.55$ ,  $\tan\delta = 0.0007$ ) и 0.127 мм для материала RO4003C ( $\epsilon_r = 3.55$ ,  $\tan\delta = 0.0029$ ). Толщина металлизации равнялась 18 мкм для внутренних слоев и 50 мкм для внешнего экранирующего слоя. В связи с тем что данные фильтры были разработаны для проведения исследований и не планировались к серийному производству, их конструкция была рассчитана для измерений АЧХ с помощью зондовой станции, то есть на внешних слоях были выполнены копланарные линии, в которых сигнальная линия шириной 100 мкм была отделена от корпуса зазором 50 мкм. Данная конфигурация позволяет проводить измерение фильтров при помощи зондовой станции, подключенной к векторному анализатору цепей, с применением высокочастотных головок GSG100. На рисунке 3.23 показан момент измерения одного из фильтров.

Всего для данной многослойной структуры было разработано 9 типов полосно-пропускающих фильтров с общим числом изготовленных макетов, равным 78 (5-14 на каждую конструкцию фильтра для исследования повторяемости характеристик устройств). На рисунках 3.24-3.26 показан внешний вид ряда изготовленных фильтров, внутренняя структура проводни-

ков, а также приведено сравнение АЧХ модели фильтра и изготовленного на ее основе экспериментального макета.

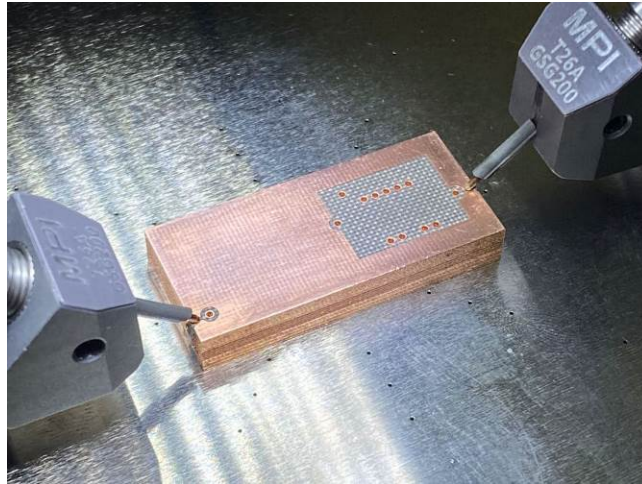


Рисунок 3.23 – Момент измерения одного из фильтров на зондовой станции

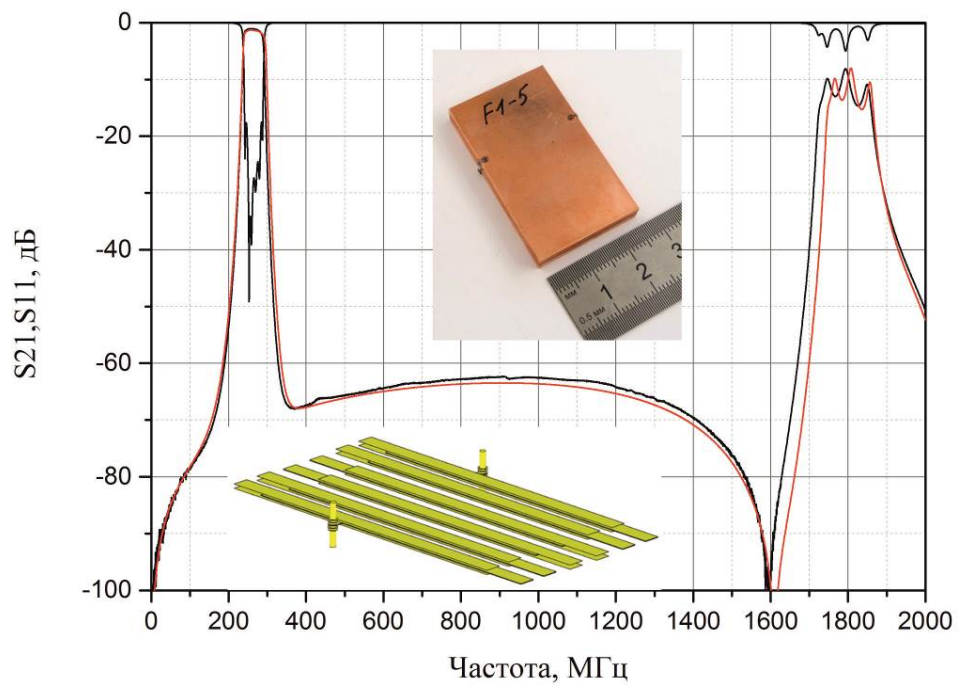


Рисунок 3.24 – Внешний вид, структура проводников и сравнение характеристик изготовленного макета шестизвенного ППФ на основе трехпроводникового резонатора (черная кривая) и лежащей в его основе модели (красная кривая)

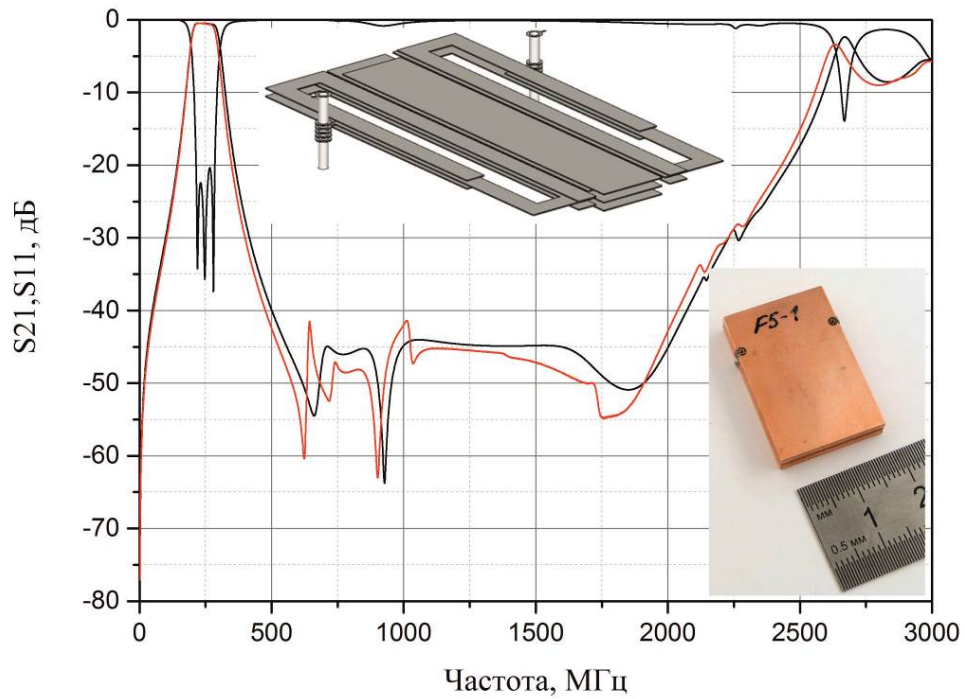


Рисунок 3.25 – Внешний вид, структура проводников и сравнение характеристик изготовленного макета трехзвенного ППФ с применением резонаторов различной конструкции (черная кривая) и лежащей в его основе модели (красная кривая)

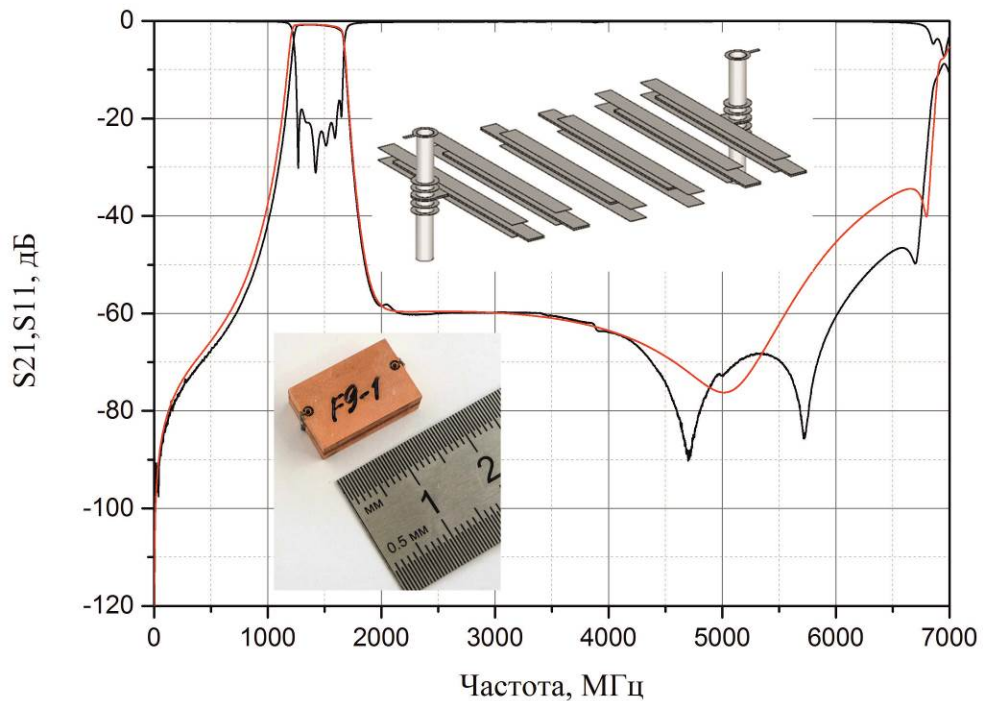


Рисунок 3.26 – Внешний вид, структура проводников и сравнение характеристик изготовленного макета шестизвенного ППФ с применением пятипроводниковых резонаторов (черная кривая) и лежащей в его основе модели (красная кривая)

Из рисунков видно, что в метровом и дециметровом диапазонах длин волн для всех разработанных конструкций наблюдается отличное согласие между теорией и экспериментами. В

то же время измерения макетов фильтров сантиметрового диапазона длин волн (рисунок 3.27), а также измерения макетов фильтров дециметрового диапазона длин волн, в которых использовались десятипроводниковые резонаторы (рисунки 3.28-3.30), показали, что для изготовления структур с поперечным размером менее 6 мм необходимо дорабатывать используемые при изготовлении технологические процессы, чтобы повысить точность совмещения отдельных слоев. Технологические регламенты, применяемые для изготовления классических печатных плат, не позволяют изготовить устройства таких размеров.

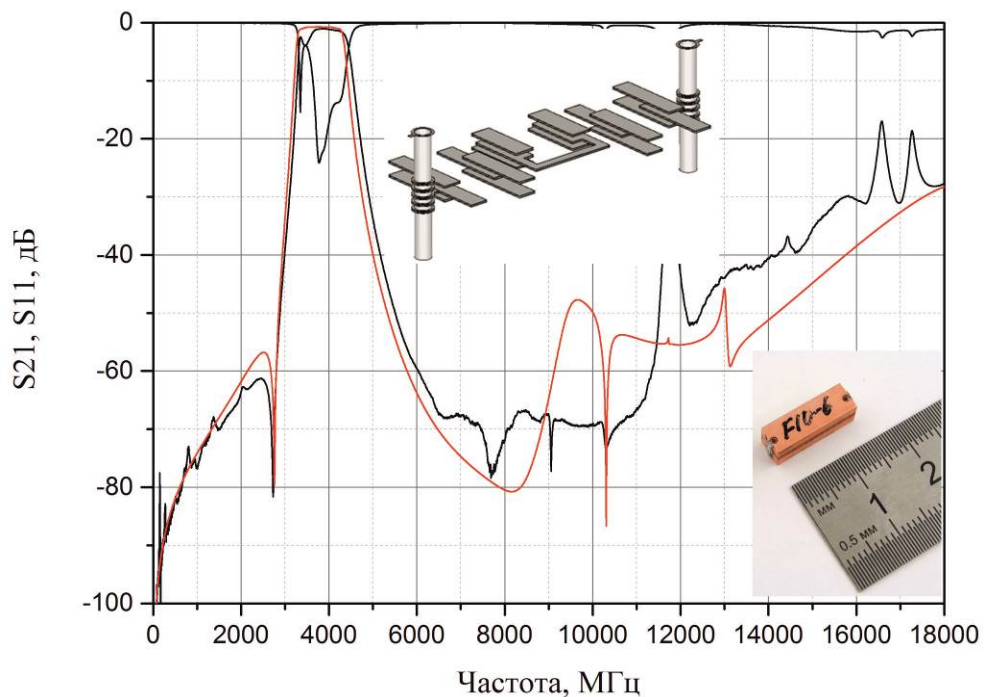


Рисунок 3.27 – Внешний вид, структура проводников и сравнение характеристик изготовленного макета пятизвенного ППФ на основе трехпроводникового резонатора (черная кривая) и лежащей в его основе модели (красная кривая)

Кроме того, как видно из рисунков 3.28-3.30, подтверждаются результаты, полученные для резонаторов: использование препрега в качестве диэлектрика ухудшает характеристики фильтров, увеличивая уровень вносимых потерь в полосе пропускания, также оно в значительной мере снижает повторяемость характеристик изготовленных фильтров. Обнаружено, что с увеличением центральной частоты полосы пропускания фильтра и, соответственно, с уменьшением его габаритных размеров усиливается отклонение характеристик изготовленных макетов от характеристик моделей, лежащих в их основе. Если для фильтра с центральной частотой полосы пропускания  $f_0 = 405$  МГц, относительной ширины полосы пропускания по уровню  $-3$  дБ  $\Delta f_{-3\text{дБ}}/f_0 = 14.4\%$  и минимальными потерями в полосе пропускания  $L_{\min} = 1.36$  дБ отклонения от



расчета составляли 3.1 % (центральная частота полосы пропускания), 10 % (относительная ширина полосы пропускания) и 4.6 % (минимальные потери в полосе пропускания), то для фильтра с  $f_0 = 1010$  МГц,  $\Delta f_{3дВ}/f_0 = 12\%$  и  $L_{\min} = 1.5$  дБ отклонения составили уже 5.2 %, 12.4 % и 4.3 % соответственно, а для фильтра  $f_0 = 1955$  МГц,  $\Delta f_{3дВ}/f_0 = 7.4\%$  и  $L_{\min} = 2.1$  дБ отклонения достигли 9.3 %, 15.4 % и 13.1 %.

Таким образом, было показано, что применение в конструкции резонаторов двухслойных проводников с прослойкой из препрега позволяет разрабатывать и изготавливать высоко-селективные полосно-пропускающие фильтры на основе многопроводникового полоскового резонатора, не требующие регулировки после процесса изготовления.

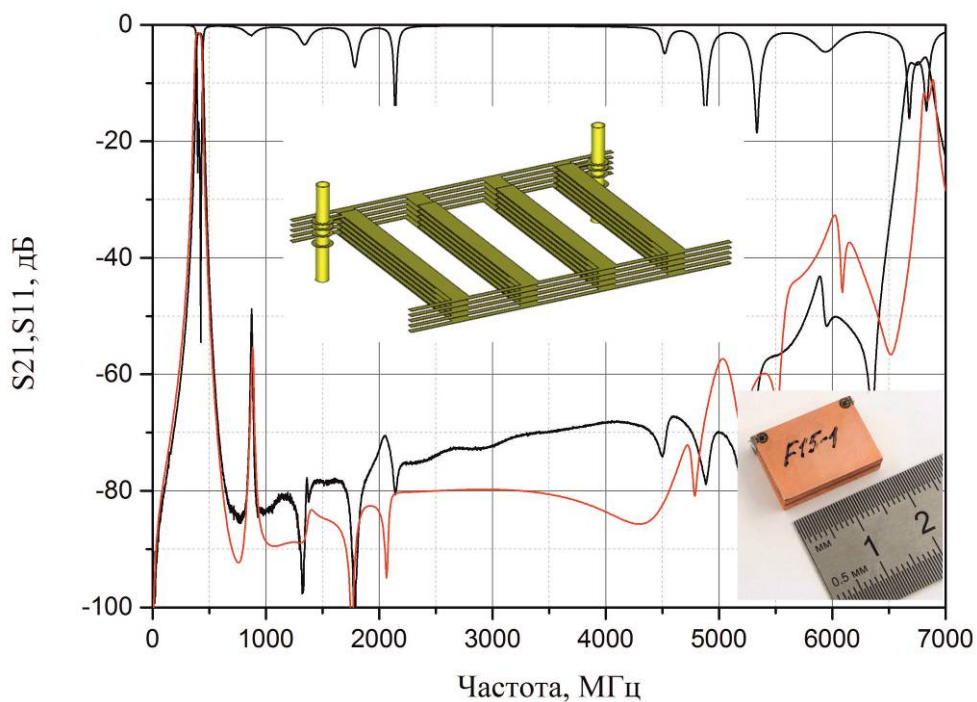


Рисунок 3.28 – Внешний вид, топология проводников и сравнение характеристик изготовленного макета четырехзвенного ППФ на основе десятипроводникового резонатора на частоту 405 МГц (черная кривая) и лежащей в его основе модели (красная кривая)

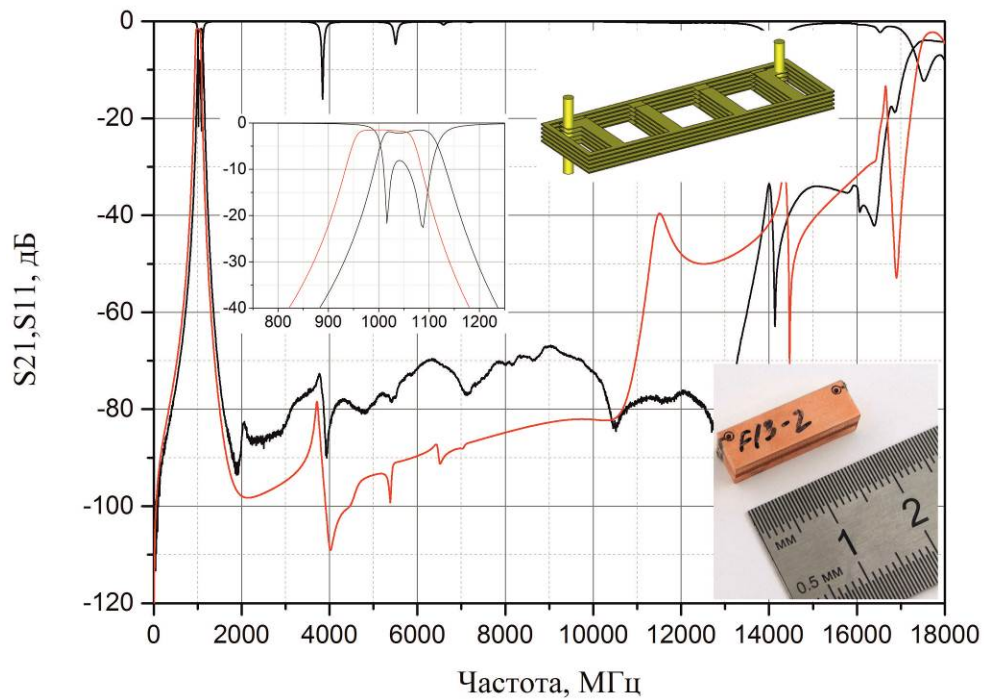


Рисунок 3.29 – Внешний вид, структура проводников и сравнение характеристик изготовленного макета четырехзвенного ППФ на основе десятипроводникового резонатора на частоту 1010 МГц (черная кривая) и лежащей в его основе модели (красная кривая)

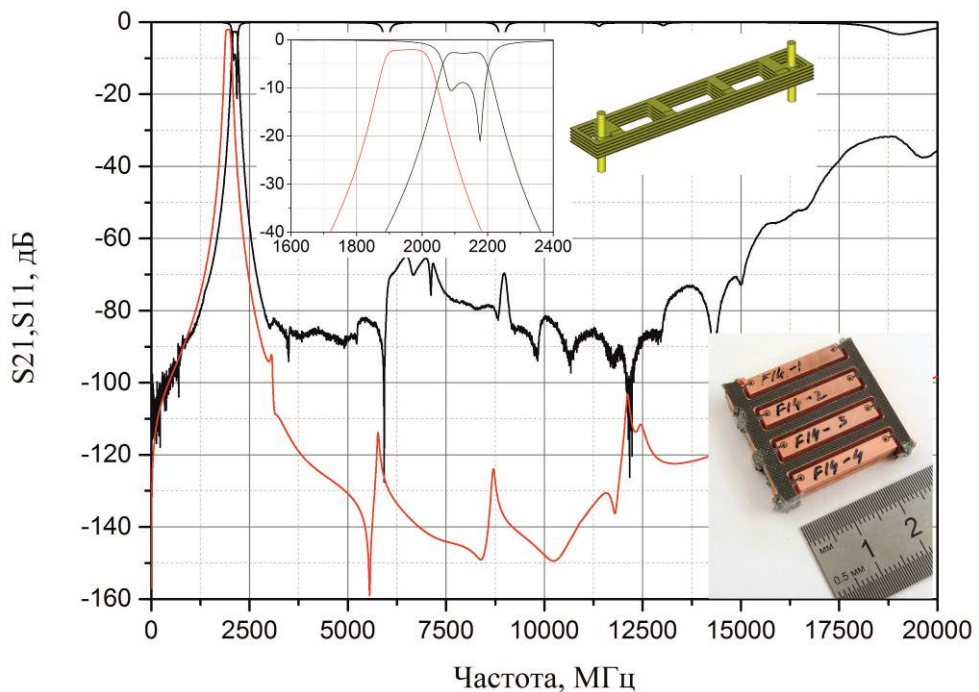


Рисунок 3.30 – Внешний вид, структура проводников и сравнение характеристик изготовленного макета четырехзвенного ППФ на основе десятипроводникового резонатора на частоту 1955 МГц (черная кривая) и лежащей в его основе модели (красная кривая)

Из других результатов, полученных при измерении характеристик тех фильтров, что были изготовлены в рамках первой многослойной структуры, можно отметить следующие:

1. Средний уровень подавления в полосе заграждения для разработанных конструкций находится в диапазоне 55–65 дБ как в электродинамических моделях, так и в измеренных макетах.
2. Ширина полосы заграждения по уровню  $-60$  дБ находится в диапазоне  $5-6f_0$ , чего невозможно достичь в фильтрах, выполненных по технологии ЛТСС, или фильтрах на поверхностных акустических резонаторах.
3. Измеренное среднее отклонение центральной частоты полосы пропускания от расчетных значений не превосходит 1 %.
4. Относительная ширина полосы пропускания изготовленных макетов на 5-7 % уже, чем у моделей.
5. 90 % изготовленных макетов фильтров удовлетворяют требованиям технического задания, на основе которого производилось проектирование, то есть фильтры находятся в пределах допусков на изготовление.

С учетом результатов, полученных на первой многослойной структуре, была разработана и изготовлена вторая линейка полосно-пропускающих фильтров, характеристики которых соответствовали требованиям технического задания для применения в системе связи: как в радиотракте базовой станции, так и в абонентском терминале. При этом конструкция фильтров должна быть совместима с поверхностным монтажом и выдерживать рабочую мощность до 10 Вт. Последнее, в частности, не позволяет применять фильтры на поверхностных акустических волнах.

На рисунке 3.15 представлена структура многослойной печатной платы, в которой используются материалы RO4350B ( $\epsilon_r = 3.66$ ,  $\tan\delta = 0.0037$ ) для несущих слоев и RO4450F ( $\epsilon_r = 3.52 \pm 0.05$ ,  $\tan\delta = 0.0041$ ) в качестве материалов для связующего слоя (препрега) в структуре. Материалы имеют близкие коэффициенты температурного расширения ( $\text{TKP}_x = +14 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ ,  $\text{TKP}_y = +16 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ ,  $\text{TKP}_z = +35 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$  для RO4350B и  $\text{TKP}_x = +19 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ ,  $\text{TKP}_y = +17 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ ,  $\text{TKP}_z = +50 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$  для RO4450F), что позволяет при изготовлении получить более высокую повторяемость в силу того, что на этапе совместного прессования слои имеют очень близкую деформацию. Для улучшения характеристик резонаторов, то есть снижения частоты первой моды колебаний и расталкивания частот первой и второй моды колебаний толщина основных несущих слоев была уменьшена до 0.102 мм.

Так как фильтры должны быть совместимы с поверхностным монтажом, наряду с изменением конструкции многослойной печатной платы в технологические процессы ее изготовления также были внесены изменения.



В первой многослойной структуре был использован единый процесс совместного прессования всех диэлектрических слоев в рамках одного технологического процесса с последующим сквозным сверлением платы и металлизацией изготовленных отверстий. Металлизированные отверстия использовались как для соединения проводников резонатора, так и для переноса точки подключения внешних линий передач к резонаторам на внешний слой металлизации.

Одним из основных технологических ограничений, влияющих на размеры топологии фильтров, являются диаметры сквозных отверстий, которые могут быть металлизированы методом гальванического осаждения меди на поверхность материала. Данный размер определяется как  $1/12$  от толщины структуры, и для 5 мм платы рекомендуемый диаметр фрезы составляет 0.5 мм, а с учетом минимально допустимого размера контактной площадки, необходимой для изготовления конструкции, каждое отверстие в структуре будет занимать от  $0.7 \times 0.7 \text{ мм}^2$  до  $0.9 \times 0.9 \text{ мм}^2$  в зависимости от назначения сквозного отверстия. В то же время наибольшую толщину имеют слои, отделяющие структуру фильтра от внешних экранов, соответственно, при переходе от одного совместного прессования к двум, когда вначале спрессовывается внутренняя структура фильтра, а потом происходит ее совместное прессование с внешними слоями, размеры площадок на внутреннем слое можно уменьшить в 5 раз при переходе на фрезы диаметром 0.1 мм. Кроме того, одновременное прессование только тонких слоев позволит повысить точность изготовления устройств. Единственное сквозное сверление, использованное в структуре, обусловлено модернизацией конструкции подключения внешних линий передачи. Как уже было отмечено ранее, в первой многослойной структуре подключение к внешним линиям передач осуществлялось с помощью сквозного металлизированного отверстия внутри структуры фильтра, что приводило к необходимости на внешнем слое формировать 50-омную копланарную линию передач длиной порядка 5-7 миллиметров (расстояние от крайних резонаторов в структуре фильтра до края конструкции). Во второй многослойной конструкции, как показано на рисунке 3.31, была модифицирована и унифицирована конструкция крепления фильтра в общей плате и способ формирования точек подключения к внешним линиям передач. Было установлено, что с конструктивной и технологической точки зрения перемещение точки подключения на боковую грань структуры позволяет упростить общую конструкцию фильтра и снизить количество технологических процессов, необходимых для изготовления устройства. Как следствие, это повысило повторяемость амплитудно-частотных характеристик серийно изготавливаемых фильтров.

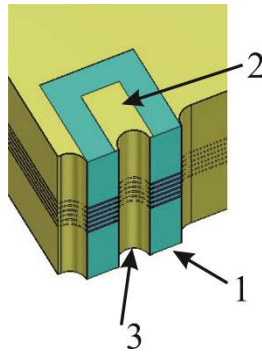


Рисунок 3.31 – Конструкция крепления фильтра в общей плате и способ формирования точек подключения к внешним линиям передачи. Неметаллизированная область многослойной платы, которой фильтр крепится в многослойной плате (1); отрезок копланарной линии для подключения к внешним линиям передачи (2); металлизированное отверстие, используемое для соединения слоев структуры (3)

В этом случае, как показано на рисунке 3.32, подключение крайних резонаторов топологии происходит с помощью отрезков линии передач, один конец которых подключен к резонатору, а второй выходит на боковую грань структуры, где на этапе металлизации боковых стенок выполняется сквозное металлизированное отверстие, замыкающее проводники на нужных слоях топологии. Для подключения фильтра к плате на нижнем слое металлизации выполнены 50-омные отрезки копланарной линии передач длиной менее 1.5 мм, что делает эту конструкцию менее чувствительной к точности процесса фотолитографии нижнего слоя.

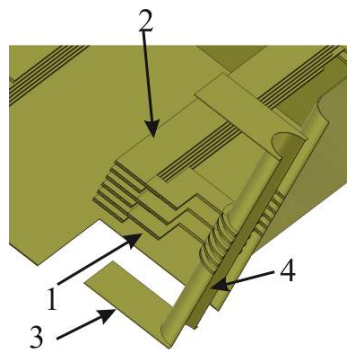


Рисунок 3.32 – Подключение резонаторов к внешним линиям передач. Отрезки для подключения (1); проводники резонатора (2); отрезок копланарной линии передач для подключения к внешним линиям передач (3); металлизированное отверстие, используемое для соединения слоев структуры (4)

Была синтезирована линейка из 12 полосно-пропускающих фильтров, у которых центральная частота полосы пропускания варьировалась в диапазоне от 546.5 до 2345.5 МГц. От-

носительная ширина полосы пропускания этих фильтров варьировалась в диапазоне от 16 до 17 % по уровню  $-1$  дБ относительно минимально вносимых потерь в полосе пропускания, а максимально допустимые потери в полосе пропускания не должны были превышать 1.5 дБ. При этом в диапазоне частот 300–3000 МГц подавление в полосе заграждения всех фильтров, в том числе, для фильтра с центральной частотой полосы пропускания 546.5 МГц, превышало 40 дБ, что означает, что ширина высокочастотной полосы заграждения для наиболее низкочастотного фильтра составляет  $9.1f_0$  (рисунок 3.33). Для достижения указанной ширины высокочастотной полосы заграждения подключение крайних резонаторов к внешним линиям передач осуществлялось, как видно из рисунка 3.36, сразу за все проводники резонатора. Как было показано в Главе 2, это приводит к невозможности возбуждения высших мод колебаний в крайних резонаторах и не позволяет сформироваться второй и последующим (паразитным) полосам пропускания. На рисунках 3.33-3.35 приведено сравнение амплитудно-частотных характеристик электродинамических моделей фильтров, синтезированных в программе CST Studio Suite, и изготовленных на их основе макетов, производство которых было осуществлено в АО «НПП «Радиосвязь». Для полноценности сравнения были выбраны самый низкочастотный (центральная частота 546.5 МГц, рисунок 3.33), самый высокочастотный (2345.5 МГц, рисунок 3.35) и фильтр из центра исследуемого диапазона (1024.5 МГц, рисунок 3.34).

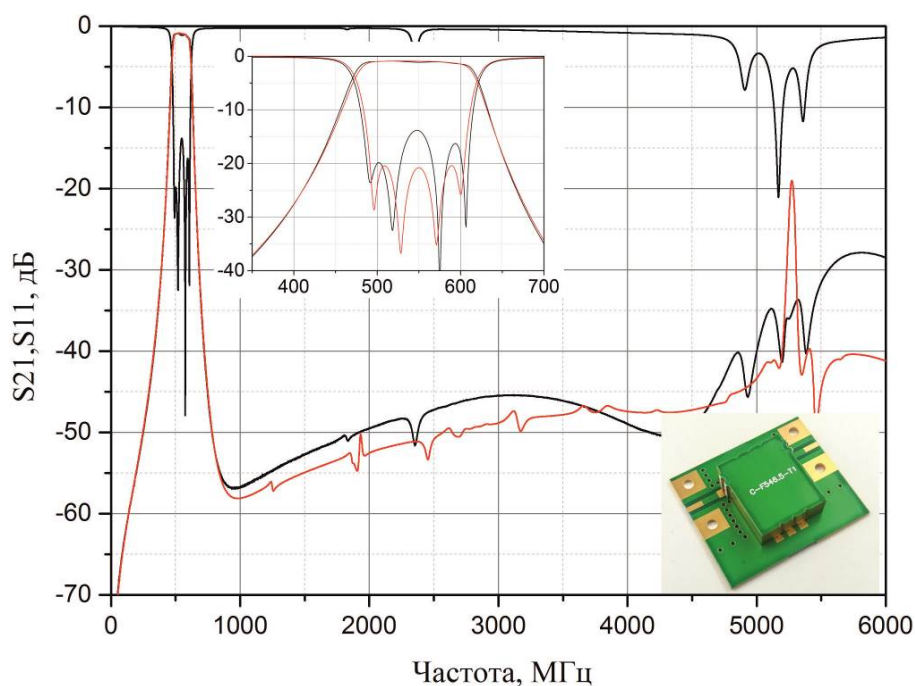


Рисунок 3.33 – Внешний вид и сравнение АЧХ изготовленного макета четырехзвенного ППФ частотой 546.5 МГц на основе пятипроводникового резонатора (черная кривая) и лежащей в его основе модели (красная кривая)

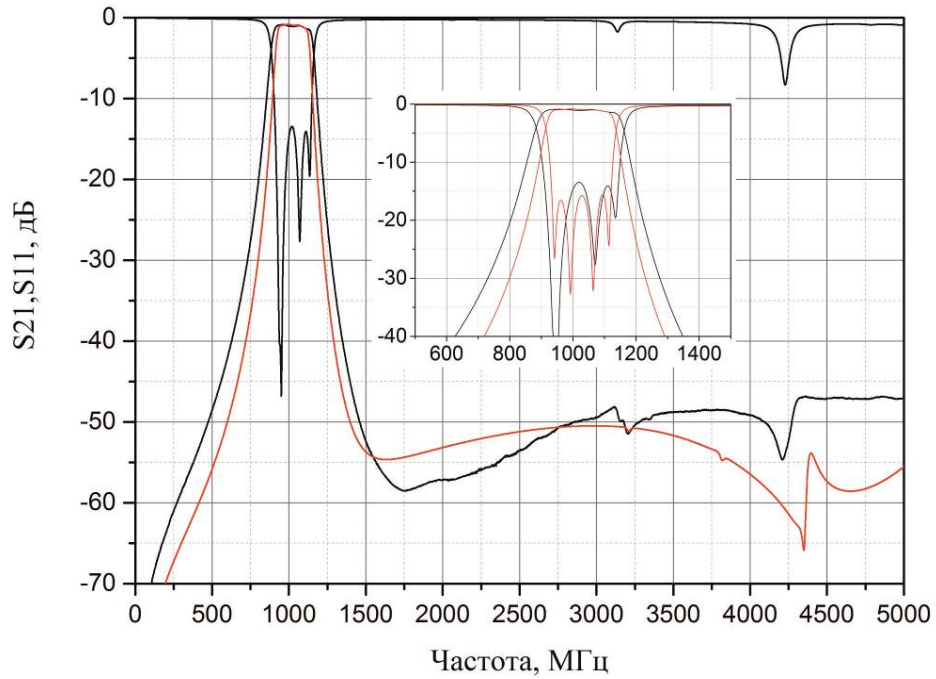


Рисунок 3.34 – Сравнение АЧХ изготовленного макета четырехзвенного ППФ частотой 1024.5 МГц на основе пятипроводникового резонатора (черная кривая) и лежащей в его основе модели (красная кривая)

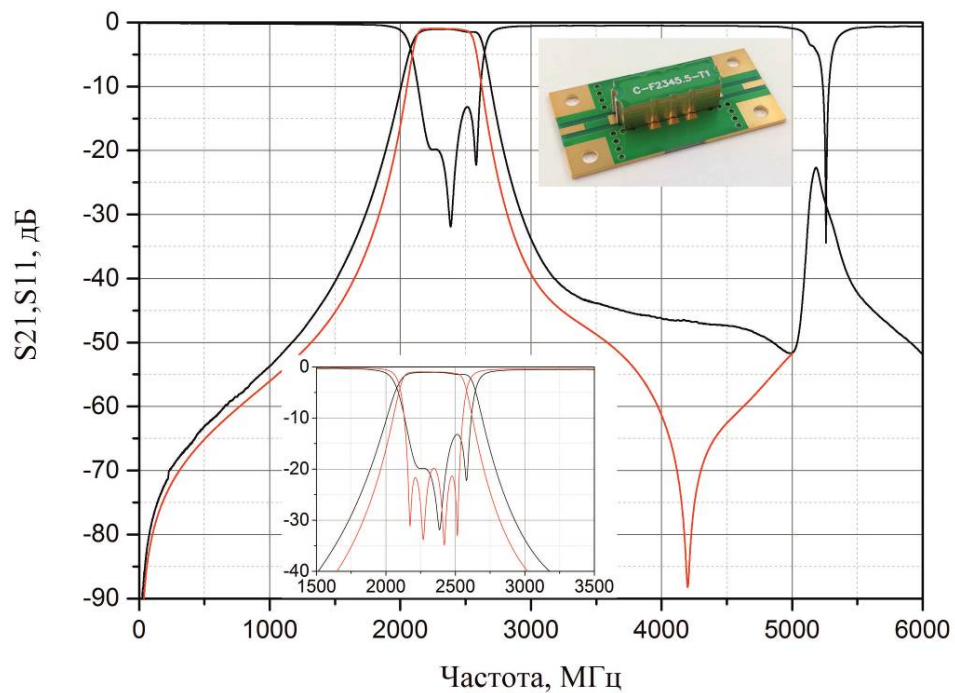


Рисунок 3.35 – Внешний вид и сравнение АЧХ изготовленного макета четырехзвенного ППФ частотой 2345.5 МГц на основе пятипроводникового резонатора (черная кривая) и лежащей в его основе модели (красная кривая)

Из графиков видно, что несмотря на то, что фильтры не имеют возможности регулировки после изготовления, а также что все макеты были изготовлены в рамках первой итерации, наблюдается хорошее согласие между результатами моделирования и измерения. Так, из графиков видно, что фильтры имеют близкие параметры полосы пропускания (частота, ширина полосы пропускания, уровень вносимых потерь), а также близкие параметры полосы заграждения (глубина и ширина полосы заграждения), в том числе и положение высших мод колебаний (минимумы на кривой обратных потерь). Максимальное отклонение наблюдается для фильтра с центральной частотой полосы пропускания 2345.5 МГц. Так, в электродинамической модели фильтра минимальные потери составляют 0.83 дБ, в диапазоне 2191–2500 МГц вносимые потери не превышают 1.09 дБ, а полоса пропускания по уровню –1.5 дБ простирается в диапазоне 2118–2565 МГц. Характеристики макета показали следующие результаты: минимальные потери – 1.06 дБ, вносимые потери в диапазоне 2191–2500 МГц – 1.45 дБ, полоса по уровню –1.5 дБ – 2152–2569 МГц. Единственным наблюдаемым значительным отличием между характеристиками изготовленных фильтров и характеристиками моделей, лежащих в их основе, является уровень обратных потерь в полосе пропускания. Это может быть объяснено некачественным монтажом фильтров на измерительном полигоне при проведении измерений.

Во многом добиться такой схожести результатов удалось за счет того, что при синтезе устройства модель содержала не только конструкцию фильтра, но измерительную плату, на которую фильтр устанавливался во время измерения (сравнение модели и макета показано на рисунке 3.36).

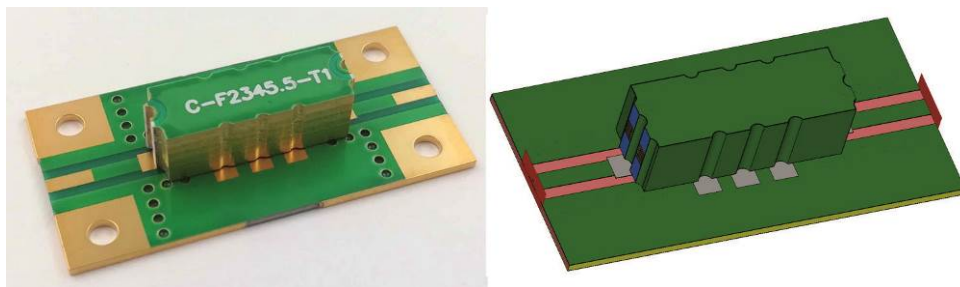


Рисунок 3.36 – Сравнение использованной модели (справа) и изготовленного на ее основе фильтра (слева)

На рисунке 3.37 показаны АЧХ всех 12 синтезированных и изготовленных фильтров, размеры наиболее низкочастотного фильтра составляют  $13 \times 15 \times 4.3 \text{ мм}^3$ , наиболее высокочастотного –  $13 \times 4.5 \times 4.3 \text{ мм}^3$ , то есть при фактически 4.3 кратном росте частоты, уменьшение структуры происходит только в 3.3 раза, что обусловлено наличием технологических элементов, необходимых в составе структуры.

Для оценки размеров синтезированных фильтров была промоделирована линейка полосно-пропускающих фильтров с теми же параметрами полосы пропускания, но с применением двух- и трехпроводниковых резонаторов, выполненных на подложках из керамики ТБНС ( $\epsilon_r = 80$ ) толщиной 0.25 и 0.5 мм. На рисунке 3.38 показаны конструкции обоих типов фильтров, реализованные в виде моделей в программе электродинамического моделирования. Из рисунка видно, что фильтр на основе высокодобротной керамики в своем составе содержит одну или две керамических подложки (две подложки в структуре используются для формирования трехпроводниковых резонаторов в низкочастотных фильтрах с целью минимизации размеров); двухкомпонентный металлический корпус; герметичные металлостеклянные вводы, и отрезки 50-омной микрополосковой линии, выполненной на подложке с низкой диэлектрической проницаемостью. Последние три позиции в составе фильтра применяются для совместимости с поверхностным монтажом, что значительно усложняет процесс изготовления фильтров. В таблице 3.18 приведено сравнение габаритов фильтров, изготовленных по технологии многослойных печатных плат, и фильтров с применением высокодобротных керамик СВЧ.

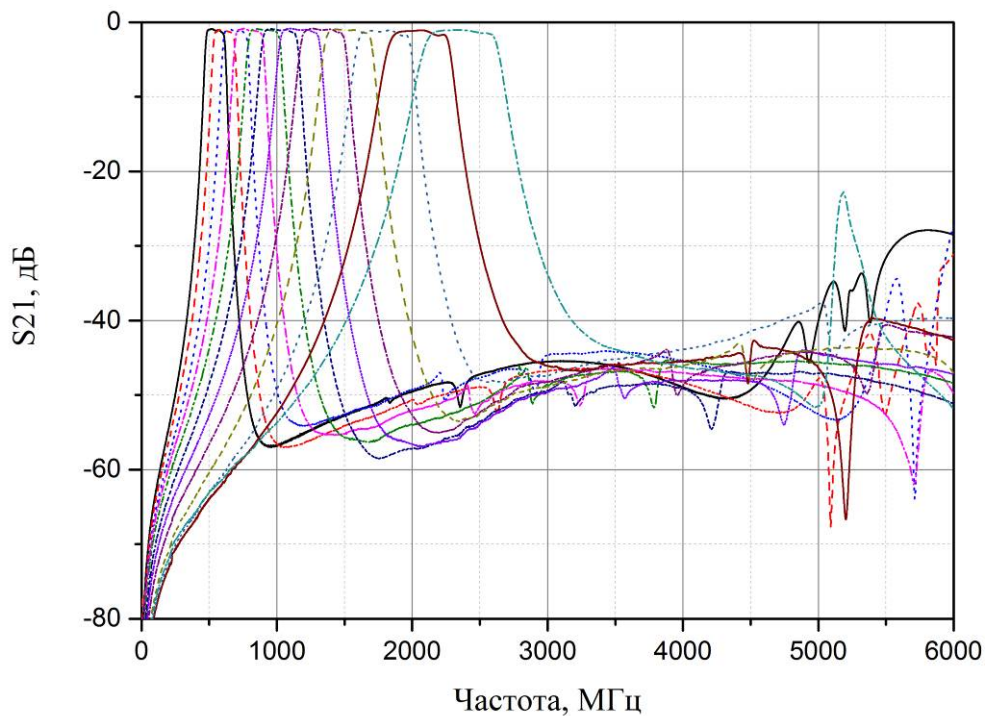


Рисунок 3.37 – АЧХ изготовленных макетов четырехзвенных ППФ на пяти-проводниковых резонаторах в широкой полосе частот



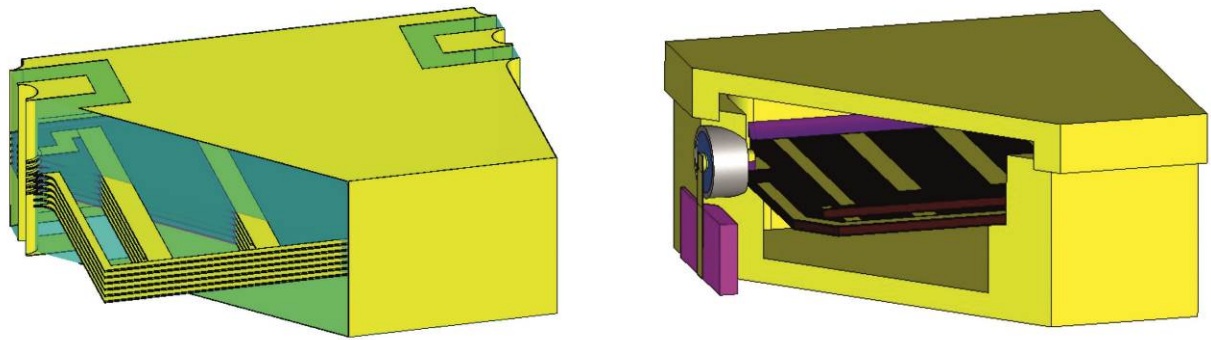


Рисунок 3.38 – Сравнение конструкций ППФ по ТМПП (слева) и ППФ в многокомпонентном исполнении с применением высокочастотных керамических подложек (справа)

Таблица 3.18 – Сравнение габаритов фильтров, изготовленных по технологии многослойных печатных плат, и фильтров с применением высокочастотных керамик СВЧ

П/п	Центральная частота, МГц	Габариты платы В80, мм <sup>3</sup>	Габариты фильтра, мм <sup>3</sup>	Габариты ТМПП фильтра, мм <sup>3</sup>	Отношение объемов, %
Фильтр 1	546.6	8.8×9.35×0.25	9.8×10.6×6.1	14×9.5×4.9	103
Фильтр 2	615	7.8×9.3×0.25	8.8×10.6×6.1	14×8.5×4.9	102
Фильтр 3	695	7.5×9.1×0.25	8.5×10.6×6.1	14×8.0×4.9	100
Фильтр 4	788.5	7.5×8.8×0.25	8.5×10.6×6.1	14×7.2×4.9	90
Фильтр 5	897.5	7.3×7.8×0.25	8.3×10.6×6.1	14×6.7×4.9	86
Фильтр 6	1024.5	6.8×7.9×0.25	7.8×10.6×6.1	14×6.0×4.9	82
Фильтр 7	1173	5.7×8.4×0.25	6.7×10.6×6.1	14×5.5×4.9	87
Фильтр 8	1346	6.0×8.7×0.5	7.0×10.6×6.1	14×4.5×4.9	68
Фильтр 9	1548	5.5×9.4×0.5	6.5×10.6×6.1	14×4.2×4.9	69
Фильтр 10	1783.5	5.0×9.4×0.5	6.0×10.6×6.1	14×3.7×4.9	65
Фильтр 11	2056	5.0×9.4×0.5	6.0×10.6×6.1	14×3.7×4.9	65
Фильтр 12	2345.5	5.0×9.4×0.5	6.0×10.6×6.1	14×3.7×4.9	65

Из таблицы видно, что применение керамики с высокой диэлектрической проницаемостью ( $\epsilon_r = 80$ ) позволяет получить меньшие размеры топологии. Так, фильтр с центральной частотой полосы пропускания 546.5 МГц будет иметь площадь диэлектрической подложки, на которой выполнена топология, на 61 % меньше, чем площадь многослойного многопроводникового фильтра, описанного выше, а для наиболее высокочастотного из рассмотренных фильтров это преимущество сократится всего до 10 %. При этом четыре первых низкочастотных фильтра в своем составе будут содержать 2 подложки толщиной 0.25 мм, что значительно усложняет процесс производства устройств, так как монтаж подложек в металлический корпус должен проводиться в ручном режиме, с применением 4 разнотипных припоев на всех этапах монтажа фильтра. Стоит отметить, что в Российской Федерации представлен только один про-

изводитель высокочастотных керамик СВЧ с высокой диэлектрической проницаемостью (ООО «Керамика», Санкт-Петербург), чьи технические условия допускают 10 % разброс толщины подложки от номинальной в партии, а также 10 % неравномерность толщины подложки, что ведет к необходимости ручной регулировки всех серийно производимых устройств.

Сравнение размеров фильтров показывает, что уже на частоте 788.5 МГц фильтры, произведенные по ТМПП, имеют меньшие размеры, чем фильтры на высокочастотных керамических подложках. Стоит отметить также, что в моделях фильтров на керамиках СВЧ не учитывались размеры элементов крепления устройства на печатную плату, которые увеличат размеры фильтра на 10 мм в плоскости или на 5 мм по высоте.

Результаты температурных испытаний представлены на рисунке 3.39 для двух крайних по частоте фильтров. В ходе испытаний фильтры проходили однократный цикл изменения температуры от  $-55$  до  $+60$  °С с одновременным измерением АЧХ в крайних точках, а также при комнатной температуре в конце цикла испытаний. В ходе всех испытаний характеристики устройства контролировались векторным анализатором цепей, СВЧ-кабели которого были подключены к измерительному полигону с фильтром, которые находились в климатической камере.

Для фильтра с частотой 546.5 МГц уход центральной частоты составил 1.8 МГц, изменение ширины полосы пропускания – 1.5 МГц (0.3 %), изменение минимальных потерь в полосе пропускания – 0.12 дБ; для фильтра с частотой 2345.5 МГц – 5.4 МГц, 2.5 МГц (0.1 %), 0.26 дБ соответственно. Эти результаты показывают, что в диапазоне температур  $-55$  –  $+60$  °С фильтры сохраняют свою работоспособность. При необходимости расширить рабочий диапазон температур, в структуре фильтра могут быть применены материалы с меньшими значениями температурного коэффициента диэлектрической проницаемости и линейного расширения.



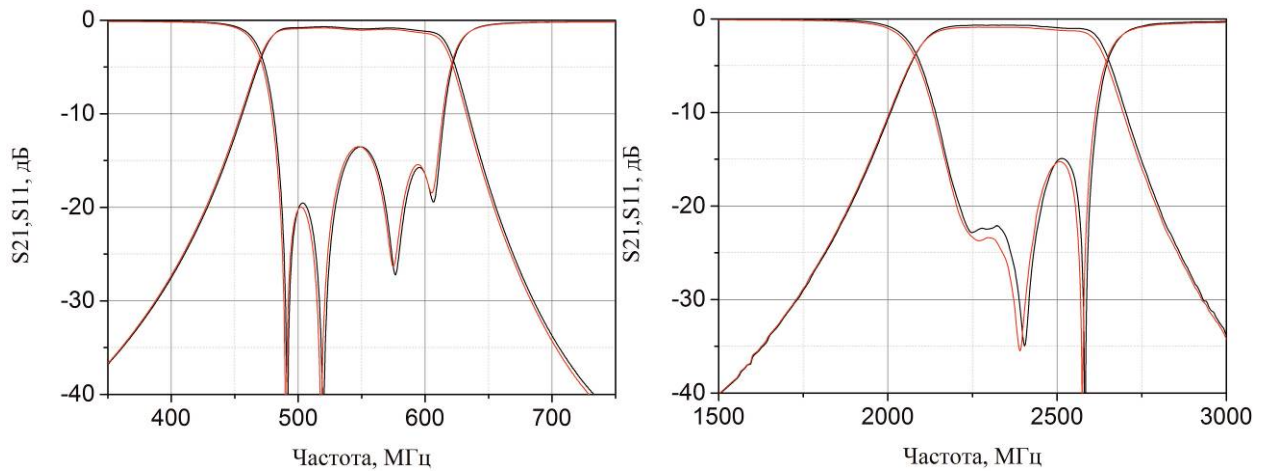


Рисунок 3.39 – АЧХ фильтров 546.5 МГц (слева) и 2345.5 МГц (справа) для двух крайних значений температур  $-55^{\circ}\text{C}$  (черная кривая) и  $+60^{\circ}\text{C}$  (красная кривая)

При создании высокоселективных миниатюрных полосно-пропускающих фильтров одной из актуальных задач является работа с сигналами повышенной мощности. Так, для фильтров на поверхностных и объемных акустических волнах, которые являются на данный момент самыми миниатюрными устройствами частотной селекции сигналов, входная мощность сигнала 1 Вт уже является критичной, способной вывести из строя устройства. Соответственно фильтры на акустических волнах используются преимущественно в приемных трактах радиоэлектронных систем, где уровень рабочего сигнала не превосходит единиц милливатт.

Возможны два механизма выхода из строя устройства частотной селекции сигнала: во-первых, разрушение элемента топологии, вызванное электрическим пробоем, возникшим между компонентами топологии; во-вторых, тепловое разрушение элемента топологии вследствие значительного роста температуры в областях с повышенным сопротивлением, обусловленным как конструкцией устройства, так и возможными дефектами, возникшими в процессе изготовления многослойной структуры. В классическом многокомпонентном исполнении массивный металлический корпус является теплоотводом, предохраняющим фильтр от перегрева. В фильтрах, изготовленных по технологии многослойных печатных плат, отсутствует металлический корпус в классическом понимании, что не позволяет рассеивать выделяемое тепло с достаточной мощностью.

Исследование работоспособности фильтров на многопроводниковых полосковых резонаторах, выполненных по технологии многослойных печатных плат, с сигналами различной мощности было проведено с применением измерительного стенда, схема которого представлена на рисунке 3.40. Стенд состоит из генератора СВЧ-сигнала, широкополосного усилителя мощности, аттенуаторов повышенной мощности и анализатора спектра.



Рисунок 3.40 – Схема измерений при проверке работоспособности фильтров при сигналах повышенной мощности

Для проведения испытаний фильтры монтировались на измерительный полигон пайкой с помощью припоя «Сплав Розе». Перед началом испытаний характеристики исследуемого фильтра измерялись с помощью векторного анализатора цепей при нормальных условиях и уровне зондирующего сигнала 10 мВт. Определялся коэффициент передачи на центральной частоте полосы пропускания, и все дальнейшие измерения проводились на данной частоте. На генераторе СВЧ устанавливался режим непрерывного синусоидального сигнала рабочей частоты с выходной мощностью 0.5 мВт, которая повышалась усилителем мощности до 1 Вт на входе в фильтр с учетом потерь на измерительных кабелях. На выходе испытуемого фильтра устанавливался аттенуатор на 20 дБ с последующим соединением измерительного кабеля, подключенного ко входу анализатора спектра. На верхнюю сторону испытуемого фильтра была смонтирована термопара, подключенная к мультиметру для контроля температуры фильтра.

Испытания начинались с мощности сигнала на входе фильтра, равной 1 Вт. В течение 5 минут, контролируемых по таймеру, проводилось измерение коэффициента передачи фильтра, а также температуры на его верхнем слое. Условием для окончания испытаний считались резкое изменение уровня прохождения сигнала через фильтр, либо превышение температуры фильтра 70 °С. Выбранное ограничение по температуре обусловлено низкой температурой плавления припоя Розе (+94 °С), использованного для монтажа фильтров на измерительный полигон. Если фильтр успешно проходил испытание, то есть в течение обозначенного времени не наступали вышеуказанные состояния, происходило повышение уровня мощности по следующей схеме: 1 Вт/5 Вт/10 Вт/15 Вт/20 Вт. Для каждого значения входной мощности в начале и в конце испытания фиксировались значения уровня ослабления сигнала фильтром и его температуры, и измеренные значения вносились в контрольную таблицу. Фильтр, прошедший полную программу испытаний, подвергался в сумме 25 минутам непрерывного воздействия сигналом. После окончания испытаний фильтр остывал до комнатной температуры и проводились контрольные измерения характеристик фильтров на векторном анализаторе цепей с целью подтверждения его сохранности. Для примера, в таблице 3.19 приведены результаты испытаний фильтра с центральной частотой 546.5 МГц. Из таблицы видно, что испытуемый фильтр сохра-

нил свою полную работоспособность вплоть до 20 Вт мощности, достигнув 70 градусов после 22 минут с начала испытаний и после 2 минут после выхода на указанную мощность. где после 2 минут работы при указанной мощности, то есть через 22 минуты после начала испытаний, достиг температуры 70 градусов, что является условием прекращения испытаний. При этом фильтр после возвращения к комнатной температуре полностью сохранил свои характеристики. Наблюдаемый рост вносимых фильтром потерь между началом измерений и концом измерений, на каждом шаге по мощности, вызван ростом температуры фильтра, и, как следствие, увеличением омических потерь. И если при 1 Вт входящего сигнала рост температуры за 5 минут составил всего 2 градуса, что практически не отразилось на уровне потерь, то при 15 Вт входной мощности температура устройства возросла на 14 градусов за 5 минут, что привело к росту потерь в фильтре на 0.05 дБ – пренебрежимо малому изменению. Изменение уровня потерь при переходе от одного уровня мощности к другому связано с погрешностью установления коэффициента усиления на широкополосном усилителе мощности.

Таблица 3.19 – Результаты испытания фильтра с частотой 546.5 МГц при сигналах повышенной мощности

Фильтр	Частота, МГц	Входная мощность, Вт (дБм)	Потери Н/К*, дБ	Температура Н/К *, °С	Работоспособность
С-F546.5-T1_7	546.5	1 (30)	1.21/1.22	22/24	+
		5 (37)	1.10/1.15	24/34	+
		10 (40)	1.05/1.12	34/47	+
		15 (41.76)	1.19/1.24	47/61	+
		20 (43)	1.34/1.38	61/70	Температура достигла 70 °С через 2 минуты после подачи 20 Вт

\* Формат записи потерь и температуры: Н/К означает Начало и Конец испытания.

Было установлено, что все испытанные фильтры при входной мощности сигнала 20 Вт достигают критической температуры в диапазоне от 1 до 3 минут, сохраняя при этом свою работоспособность. По этой причине для всех испытанных фильтров было проведено дополнительное измерение, при котором на фильтры при комнатной температуре подавался сигнал мощностью 20 Вт и фиксировалось его время выхода на критическую температуру. Было установлено, что все фильтры успешно выдерживают испытания, не достигая критической температуры в течение 5 минут с начала испытания.

Таким образом, данная конструкция резонаторов и фильтров гарантированно позволяет работать с сигналами мощностью до 15 Вт, сохраняя свою работоспособность и не претерпевая значительных изменений собственных характеристик. При необходимости повышать мощность рабочего сигнала, в конструкции системы связи, применяющей данные фильтры, необходимо

предусмотреть радиаторы. Также для таких задач может быть рекомендовано применение материалов с высокой теплопроводностью, к примеру, Arlon AD1000, который имеет теплопроводность 0.81 Вт/мК, и при этом его диэлектрическая проницаемость составляет 10.2, что позволяет уменьшить размеры синтезируемых устройств.

Итак, результаты измерений и испытаний позволяют говорить, что разработанные конструкции резонаторов, созданные модели, а также применение современных средств моделирования пассивных компонентов СВЧ-электроники позволяют с высокой степенью точности учитывать особенности современных технологий производства и снижать время, необходимое на ввод новой продукции в номенклатуру предприятия. Использование резонаторов одной конструкции и одной структуры многослойной печатной платы позволяет создавать фильтры в широком диапазоне частот. Так, для данной конструкции резонатора и многослойной структуры нижняя частота ограничена 100 МГц, дальнейшее снижение центральной частоты фильтров приведет к значительному увеличению размеров устройств, верхняя же граница обусловлена точностью изготовления топологии и в настоящее время находится на уровне 2500-2800 МГц. Возможность в рамках одной многослойной структуры реализовывать большую номенклатуру устройств повышает эффективность использования применяемых материалов, снижает расходы предприятия на хранение готовой продукции и тем самым снижает себестоимость производства фильтров. К примеру, фильтр с центральной частотой полосы пропускания 2345.5 МГц, описанный в данном разделе, имеет размеры  $13 \times 4.5 \times 4.3$  мм<sup>3</sup> при массе 0.55 граммов. При использовании диэлектрических пластин стандартных размеров  $304 \times 457$  мм<sup>2</sup> (12"  $\times$  18"), технологических отступов: по оси X – 30 мм, по оси Y – 40 мм, и зазоре между фильтрами, равном 3 мм, количество фильтров с одной многослойной платы, при 90 % выхода годных устройств, будет превышать 840 единиц. В то время как фильтров с центральной частотой полосы пропускания 546.5 МГц при тех же условиях будет порядка 390 штук, а число фильтров с центральной частотой 100 МГц не превысит 100. Очевидно, что такой дисбаланс может приводить к нерациональному использованию материалов, затовариванию складов, и, как следствие, повышению стоимости продукции. По этой причине, возможность на одной многослойной плате реализовывать большую номенклатуру устройств, отличающихся по характеристикам, является преимуществом предложенного подхода, особенно для предприятий, занимающихся мелко- или среднесерийным выпуском продукции.

### **3.4 Полосно-пропускающие фильтры на двойных спиральных многопроводниковых полосковых резонаторах, произведенных по технологии многослойных печатных плат**

Как было отмечено в прошлом разделе, применение многослойного многопроводникового полоскового резонатора со структурой встречно-направленных проводников позволяет получить миниатюрные фильтры для дециметрового диапазона длин волн, которые наряду со своей высокой миниатюрностью обладают отличными характеристиками в части глубины и ширины полосы заграждения. Несмотря на то, что данная конструкция резонатора может быть применена и в метровом диапазоне длин волн, а масса подобных фильтров за счет отсутствия корпуса как отдельной детали будет в несколько раз ниже, чем у их аналогов, созданных по классическим схемам с применением полосковых и микрополосковых резонаторов, синтезированные фильтры будут значительно превосходить по размерам фильтры на поверхностных акустических волнах и фильтры на сосредоточенных элементах. Добиться уменьшения размеров можно за счет перехода на материалы с более высокой диэлектрической проницаемостью. Так, применение пластин из материала RO6010.2LM ( $\epsilon_r = 10.2$ ) вместо пластин из материала RO4350B ( $\epsilon_r = 3.55$ ) приведет к уменьшению длины резонатора в 1.7 раз, однако стоимость материала RO6010.2LM в несколько раз больше. Так, один лист RO6010.2LM толщиной 0.127 мм в 2020 году стоил 71 200 рублей, а лист RO4350B близкой толщины 0.102 мм – 10 600 рублей, то есть в 6.7 раза меньше. Еще большее различие наблюдается для толстых листов: лист RO6010.2LM толщиной 1.9 мм стоил 255 000 рублей, а лист RO4350B – 23 100 рублей, то есть в 11 раз дешевле. Очевидно, что уменьшение в 1.7 раза длины резонатора, а также уменьшение в 1.3 раза диэлектрических потерь в материале ( $2.3 \cdot 10^{-4}$  для RO6010.2LM против  $3.1 \cdot 10^{-4}$  для RO4350B) не может являться достаточным основанием для перехода на материалы, имеющие многократно более высокую стоимость, поэтому сохраняется необходимость искать новые конструкции резонаторов и подходы к конструированию фильтров для систем метрового диапазона длин волн.

Традиционно решение задачи миниатюризации полосковых конструкций решается путем различного сворачивания проводников, например, в форме шпильки [300, 301], спирали или меандра [256, 268, 302], а также с помощью применения квази-сосредоточенных элементов [303, 304]. При этом из-за возникновения нерегулярностей в структуре резонатора, наряду с уменьшением собственных размеров, наблюдается эффект снижения собственной добротности, что негативно сказывается на характеристиках полосно-пропускающих фильтров.

Для рассмотренного в Главе 2 резонатора добиться большей миниатюризации можно путем увеличения числа слоев и проводников в структуре резонаторов, в то же время, согласно формуле (2.3), увеличение числа проводников в структуре свыше 8 не приводит к значительному снижению собственной частоты первой моды колебаний и тем самым к уменьшению длины резонатора. Другая ситуация будет наблюдаться для конструкций резонаторов, содержащих многослойные спиральные структуры. В этом случае, включение новых диэлектрических, а со-

ответственно, и, как следствие, металлических слоев, будет приводить к уменьшению площади топологии, занимаемой резонатором, за счет увеличения толщины многослойной структуры. По аналогии с ранее представленным двухпроводниковым резонатором [5], в котором каждый из двух проводников, образующих структуру резонатора, находится в плоскости подложки, была предложена конструкция двухспирального многослойного полоскового резонатора, состоящего из двух спиралей левой и правой закрутки, вставленных друг в друга, у которого проводники одной спирали находятся строго под проводниками другой спирали. На рисунке 3.41 показана структура двухспирального резонатора. Витки спиралей образованы полосковыми проводниками с фиксированной шириной 1 мм, сформированными на поверхностях диэлектрических пластин толщиной  $h_d$ , которые не показаны, чтобы не загромождать рисунок. Спирали имеют витки (в данном случае 3 витка) в виде одинаковых прямоугольных рамок с размерами окна  $w$  и  $W$ , при этом рамки в конструкции резонатора располагаются строго друг под другом с чередованием витков левой и правой спиралей. Соединение витков в каждой спирали организовано посредством сквозных металлизированных отверстий в диэлектрических пластинах. Как и в случае многопроводникового полоскового проводника, описанного ранее, структура резонатора размещается между двумя дополнительными толстыми диэлектрическими слоями толщиной  $h_a$  (на рисунке не показаны), наружные поверхности которых металлизированы и играют роль экранов.

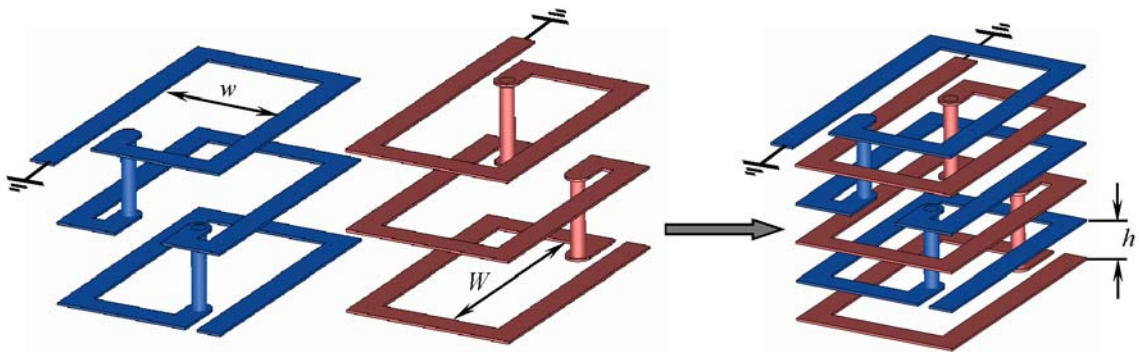


Рисунок 3.41 – Конструкция двухспирального резонатора

Структура спирального резонатора определяет ее собственные характеристики, в частности, частоту первой моды колебаний  $f_1$ , отношение частот первой и второй моды колебаний  $f_2/f_1$  и собственной добротности резонатора  $Q_1$ . Для простоты будем рассматривать пятислойную конструкцию резонатора, которая содержит три витка в каждой из спиралей и 2 межслойных отверстия, соединяющих слои спирали. В общем случае, число витков в спирали ограничивает-

ся числом слоев в диэлектрической структуре и площадью внутри спирали, свободной для формирования металлизированных отверстий.

Для двухспирального резонатора существуют 4 возможные взаимные ориентации спиралей в его структуре, представленные на рисунке 3.42. В резонаторах *A* и *B* проводники спиралей направлены навстречу друг другу, в то время как в резонаторах *C* и *D* они являются сонаправленными. Кроме того, конструкции отличаются положением точек заземления спиралей. Если в резонаторах *A* и *C* точки находятся на противоположных стенках структуры, то в резонаторах *B* и *D* они заземлены с одной стороны. С точки зрения частот четной  $f_e$  и нечетной  $f_o$  мод колебаний, такие отличия в конструкции резонаторов приводят к тому, что для резонаторов *A* и *B*  $f_e > f_o$ , в то время как для резонаторов *C* и *D*  $f_e < f_o$ . Важно, что в силу встречного направления проводников в резонаторах *A* и *B*, напряжения на разомкнутых концах проводников противоположны по знаку, а токи имеют одинаковый знак во всех проводниках спиралей, то есть текут в одном направлении. Очевидно также, что индуктивность спиралей, существенно увеличенная за счет взаимоиндукции, не только сильно понижает резонансную частоту контура, но и повышает его собственную добротность по полной аналогии с ранее рассматриваемым многопроводниковым полосковым резонатором со структурой встречно-направленных проводников.

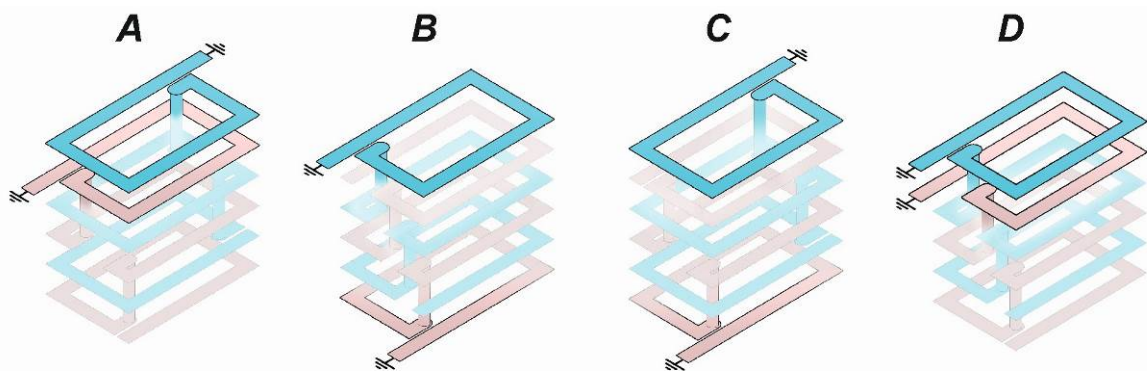


Рисунок 3.42 – Взаимные ориентации спирали в двухспиральном резонаторе

Данная оценка была подтверждена методом полного электродинамического моделирования всех резонаторов, проведенного в программе CST Studio Suite, где была проанализирована структура, образованная семью диэлектрическими слоями из материала RO4350B и медными слоями толщиной 18 мкм. Все четыре резонатора имели следующие параметры:  $h_a = 1.524$  мм,  $h_d = 0.102$  мм,  $W = 12.0$  мм,  $w = 5.2$  мм. На рисунке 3.43 показаны результаты моделирования с указанием типа моды колебаний, а в таблице 3.20 собраны частоты четной и нечетной мод колебания, а также их отношения. Из таблицы и рисунка видно, что резонаторы *A* и *B* имеют идентичную частоту четной моды колебаний, при этом данная частота более чем в 2 раза ниже,



чем частота нечетной моды колебания для резонатора **C**. Резонатор **D** имеет наибольшие размеры при той же частоте нижней моды колебаний. Не менее важно, что наибольшую раздвижку частот первой и второй моды колебаний будет иметь резонатор **B**, что позволяет ему обеспечивать максимально широкую полосу заграждения в структуре фильтра. Вторым по протяженности полосы заграждения является фильтр на основе резонатора **A**, а последним – резонатор **C**. Более того, анализ резонансных кривых показал, что при пересчете на частоту 1000 МГц резонаторы **A** и **B** будут иметь в два раза большую собственную добротность  $Q_1$ , чем резонаторы **C** и **D** (200 против 100).

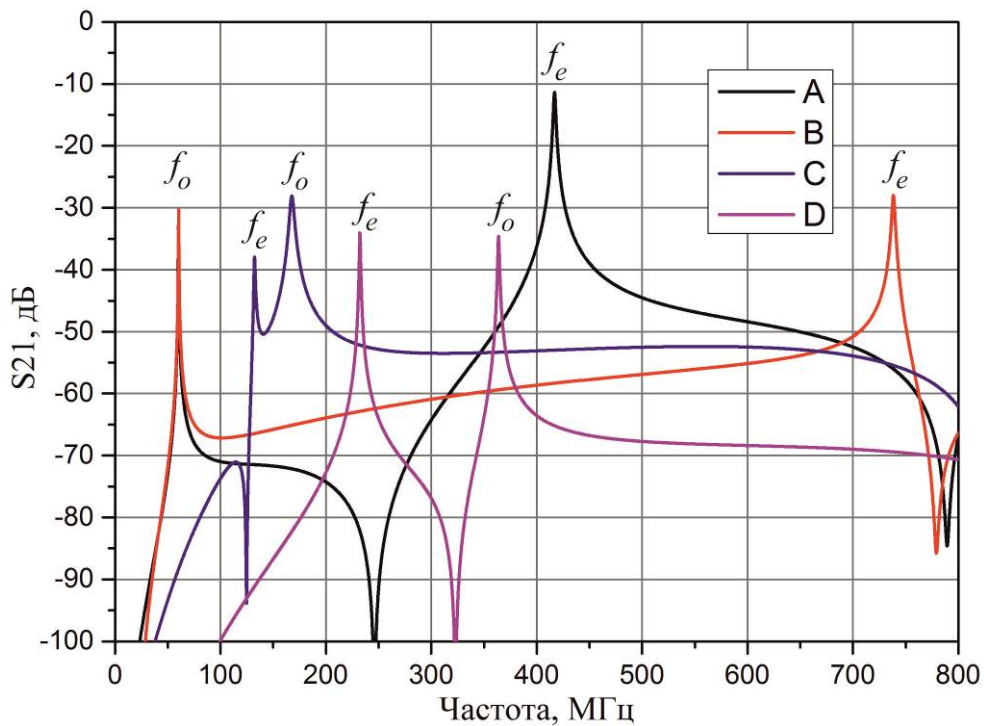


Рисунок 3.43 – АЧХ четырех конфигураций двухспирального резонатора

Таблица 3.20 – Сравнение собственных частот всех четырех двухспиральных резонаторов

Тип резонатора	$f_e$ , МГц	$f_o$ , МГц	$f_o/f_e$
<b>A</b>	60	417	6.9
<b>B</b>	60	739	12.3
Тип резонатора	$f_o$ , МГц	$f_e$ , МГц	$f_e/f_o$
<b>C</b>	126	159	1.26
<b>D</b>	221	345	1.56



Таким образом, двухспиральные резонаторы типа *A* и *B* являются более предпочтительными для проектирования высокоселективных полосно-пропускающих фильтров в силу того, что они обеспечат меньшие габариты устройства, большую ширину высокочастотной полосы заграждения, а также меньшие потери в полосе пропускания. Для объяснения причин различия частот нечетной моды колебаний для резонаторов *A* и *B* были разработаны эквивалентные схемы обоих резонаторов, показанные на рисунке 3.44, из которых видно, что взаимная емкость  $C_{12}$  для резонатора *A* соединяет свободные концы проводников спирали, а для резонатора *B* данная емкость соединяет заземленные концы спиралей.

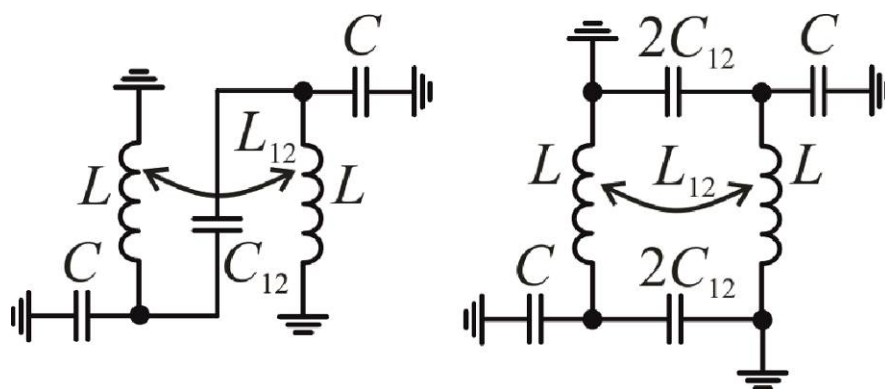


Рисунок 3.44 – Эквивалентные схемы резонатора типа *A* (слева) и типа *B* (справа)

Анализ эквивалентных схем позволил получить выражения для частот четной и нечетной мод колебаний (таблица 3.21), которые подтвердили идентичность частоты четной моды колебаний для обоих резонаторов, определяемые всеми четырьмя параметрами схемы.

Таблица 3.21 – Выражения для собственных частот четных и нечетных мод колебаний

Тип резонатора	Эквивалентная схема	
	$f_e$	$f_o$
<i>A</i>	$\frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{(L - L_{12})(C + 2C_{12})}}$	$\frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{(L + L_{12})(C + 2C_{12})}}$
<i>B</i>	$\frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{(L - L_{12})C}}$	

Было установлено, что выражение для частоты нечетной моды колебания резонатора типа *B* не содержит в своем составе взаимной емкости  $C_{12}$ , в то время как для резонатора *A* этот параметр находится в знаменателе выражения. Это означает, что при увеличении взаимной емкости в структуре будет наблюдаться уменьшение ширины высокочастотной полосы заграждения фильтра, в основе которого лежит резонатор типа *A*. Для получения указанных в таблице 3.20 частот, эквивалентные схемы должны иметь следующие параметры:  $L = 101.4$  нГн,  $C =$

11.26 пФ,  $L_{12} = 97.3$  нГн и  $C_{12} = 12.1$  пФ. На рисунке 3.45 представлено сравнение амплитудно-частотных характеристик для обоих типов резонаторов, полученных методом полного электродинамического моделирования структуры и анализа ее эквивалентных схем. Наблюдаемое полное согласие в резонансных частотах позволяет подтвердить корректность разработанных эквивалентных схем.

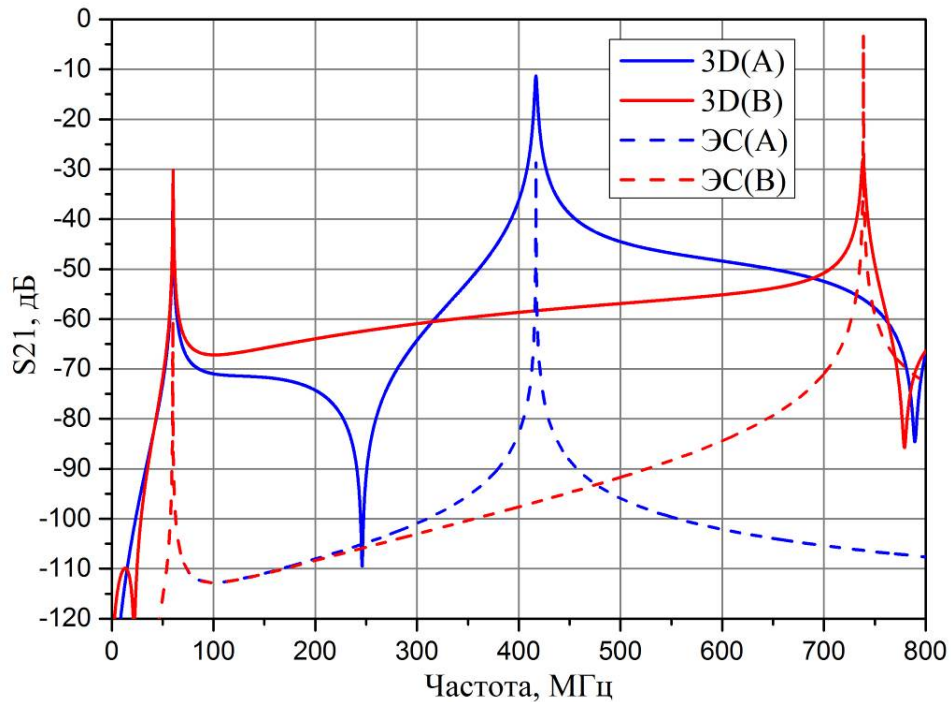


Рисунок 3.45 – Сравнение характеристик резонаторов **A** (синие линии) и **B**, полученных электродинамическим моделированием (сплошная кривая) и из эквивалентных схем (штриховая кривая)

Для резонатора типа **A** было проведено исследование влияния основных конструктивных параметров резонатора на резонансную частоту его первой моды колебаний  $f_1$ , собственную добротность резонанса  $Q_1$  и отношение частот второй моды колебаний к первой  $f_2/f_1$ . Для резонатора типа **B** данное исследование менее информативно в силу того, что первая мода колебаний будет иметь то же поведение, а вторая мода колебания не зависит от взаимной емкости между спиралями. Исследование проводилось методом электродинамического моделирования трехмерной структуры резонатора с применением программы CST Studio Suite. Были рассмотрены резонаторы, закрытые сверху и снизу диэлектрическими слоями толщиной  $h_a = 1.524$  мм, металлизированными по внешней стороне. В конструкции резонатора были использованы диэлектрические слои из материала RO4350B с относительной диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_r = 3.55$  и тангенсом угла диэлектрических потерь  $\tan\delta = 0.0031$ . В многослойных спиралях раз-

меры окна плоских витков в форме прямоугольных рамок составили  $W = 12.0$  мм и  $w = 5.2$  мм, с шириной проводников 1 мм. Были рассмотрены два основных случая:

- 1) при фиксированном числе витков спирали  $N = 6$  варьировалась толщина диэлектрического слоя  $h_d$ ;
- 2) при фиксированной толщине диэлектрических слоев  $h_d = 0.102$  мм варьировалось количество витков в спирали  $N$ .

Результаты исследований представлены на рисунке 3.46 для первого случая и 3.47 для второго.

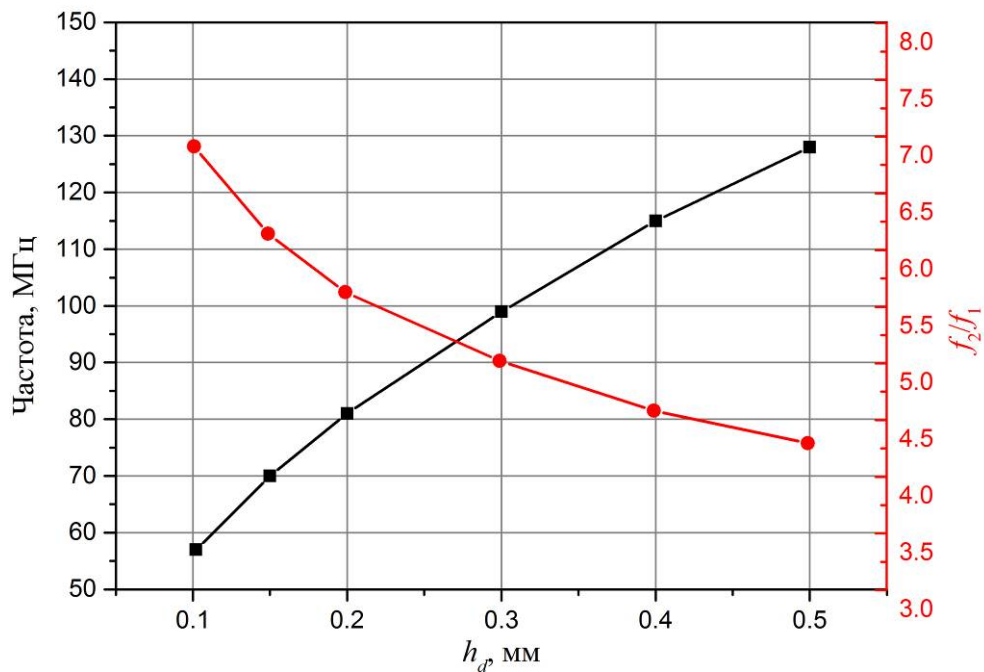


Рисунок 3.46 – Зависимость частоты первой моды колебаний  $f_1$  резонатора типа А и отношения частот  $f_2/f_1$  от толщины диэлектрического слоя  $h_d$

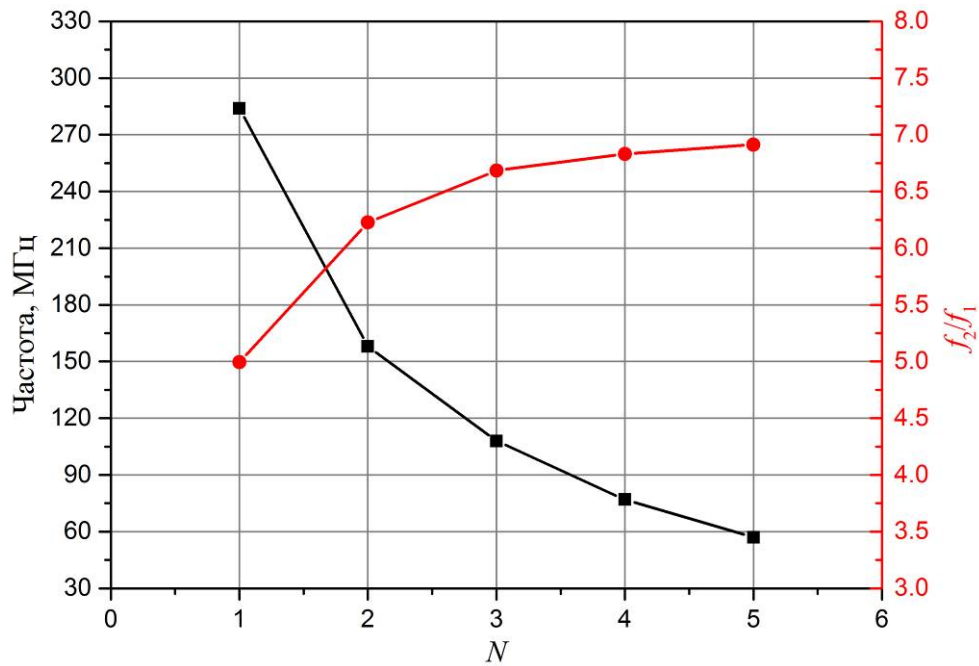


Рисунок 3.47 – Зависимость частоты первой моды колебаний  $f_1$  резонатора типа А и отношения частот  $f_2/f_1$  от количества слоев  $N$

Было обнаружено, что частота первой моды колебаний быстро убывает с уменьшением толщины диэлектрических слоев и ростом числа витков в спирали, что при фиксации частоты резонатора будет приводить к значительному уменьшению длины резонатора. Для первого случая было установлено, что уменьшение толщины диэлектрика в 5 раз (с 0.5 до 0.1 мм) приводит к монотонному снижению частоты первой моды колебаний со 130 до 50 МГц и расталкиванию частот второй и первой мод колебаний с 4.1 до 6.9. Для второго случая было установлено, что увеличение числа витков в спирали с двух до шести приводит к снижению частоты  $f_1$  примерно в 5.7 раз и увеличению отношения  $f_2/f_1$  с 5 до 6.9. В то же время, важно отметить, что зависимость  $f_2/f_1(N)$  быстро выходит на насыщение, и повышение числа витков в конструкции двухспирального резонатора свыше 6 не принесет значительного расширения высокочастотной полосы заграждения полосно-пропускающего фильтра на его основе. Данное исследование позволило добиться уникальной миниатюрности полоскового резонатора: при параметрах спирали  $W = 12.0$  мм и  $w = 5.2$  мм, размеры резонатора составили  $15.5 \times 7.2 \times 4.3$  мм<sup>3</sup>, что по длинной стороне резонатора составляет  $1/167\lambda_g$  длины волны в среде или  $1/320\lambda_0$  длины волны в вакууме на резонансной частоте.

Однако размеры устройств частотной селекции сигналов определяются не только размерами резонаторов, но и расстоянием между элементами в структуре устройства, которое в то же время определяет его ширину полосы пропускания. Очевидно, что для минимизации размеров устройств необходимо использовать конфигурации резонаторов, которые будут обеспечивать

минимальные значения коэффициентов связи между резонаторами, то есть они будут минимально связаны друг с другом, и как следствие, можно будет максимально сблизить их между собой, уменьшив зазоры в структуре при сохранении требуемой ширины полосы пропускания.

Для резонатора  $A$  была рассмотрена структура из пары взаимодействующих двухспиральных резонаторов, параметры которых описаны выше, с тремя возможными взаимными ориентациями резонаторов:

- 1) резонаторы развернуты друг к другу длинными закороченными участками;
- 2) резонаторы развернуты друг к другу короткими сторонами;
- 3) смежный вариант, когда резонаторы имеют идентичное расположение на подложке.

Исследование проводилось в режиме слабой связи резонаторов с внешними линиями передач, что позволило оценить коэффициент связи резонаторов непосредственно из частотной зависимости коэффициента передачи. На рисунке 3.52 показаны полученные зависимости коэффициента связи  $k$  от величины зазора между резонаторами  $S$  для всех трех случаев.

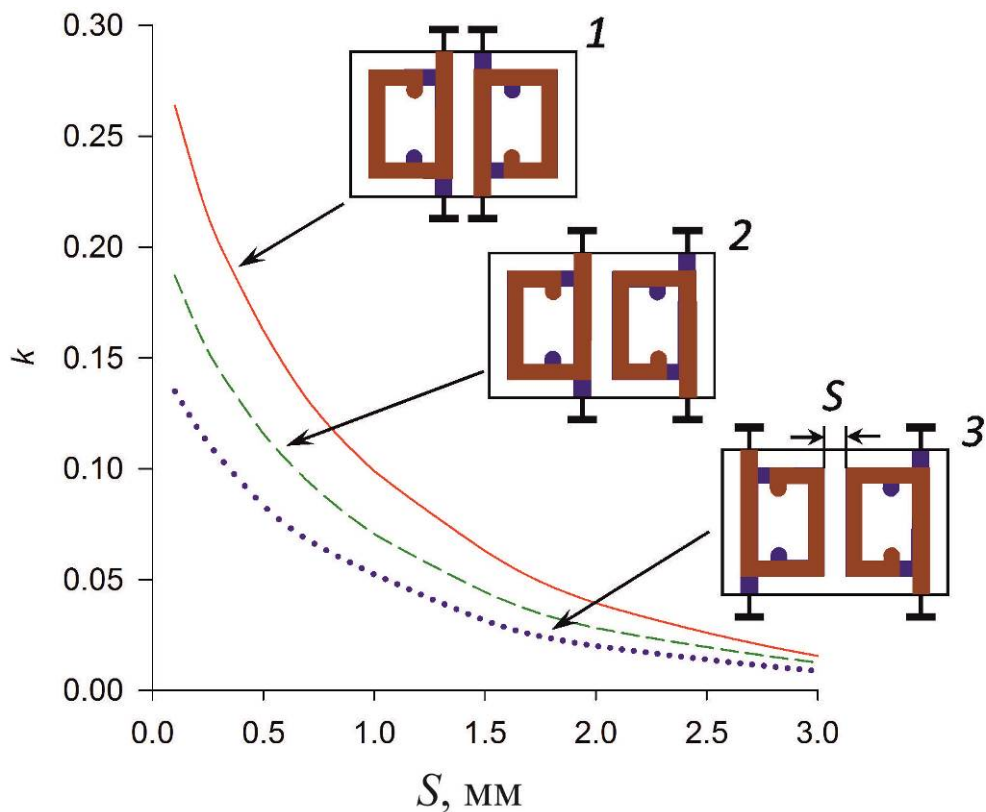


Рисунок 3.48 – Зависимость полного коэффициента связи от зазора между резонаторами для трех разных взаимных ориентаций резонатора типа  $A$

Из рисунка видно, что наибольший коэффициент связи во всем исследованном диапазоне зазоров будет иметь ориентация 1, в которой резонаторы имеют наибольшую длину обла-

сти связи, в то время как наименьший коэффициент связи реализуется в ориентации 3. Таким образом, с точки зрения миниатюризации полосно-пропускающих фильтров и иных устройств частотной селекции сигналов, ориентация 3 является предпочтительной. Стоит также отметить, что невозможно реализовать фильтры высокого порядка с применением только одной ориентации резонаторов, то есть в топологии устройства нужно использовать одновременно 2 и 3 вариант ориентации. Для случая, когда в устройстве на предложенном резонаторе нужно будет добиться широкой полосы пропускания при сохранении высокой миниатюрности, в структуре фильтра придется использовать ориентацию резонаторов номер 1.

С учетом результатов, полученных для разных типов двухспирального резонатора и секции из двух взаимодействующих резонаторов, были синтезированы три конструкции четырехзвенного полосно-пропускающего фильтра. Первая конструкция основывалась на применении резонатора типа *A*, в состав второй входили резонаторы типа *B*, в третью конструкцию также вводилась дополнительная связь между первым и четвертым резонатором для формирования полюсов затухания вблизи полосы пропускания фильтра с целью повышения селективности устройства. Для упрощения процесса синтеза и дальнейшего изготовления устройств была выбрана структура многослойной печатной платы, описанная в разделе 3.3, идентичная той, что использовалась для синтеза линейки фильтров 546.5-2346.5 МГц. Все разработанные фильтры имели центральную частоту полосы пропускания  $f_0 = 60$  МГц и относительную ширину полосы пропускания по уровню  $-3$  дБ:  $\Delta f_{-3\text{дБ}}/f_0 = 18\%$ . Общая конструкция фильтра представлена на рисунке 3.49.

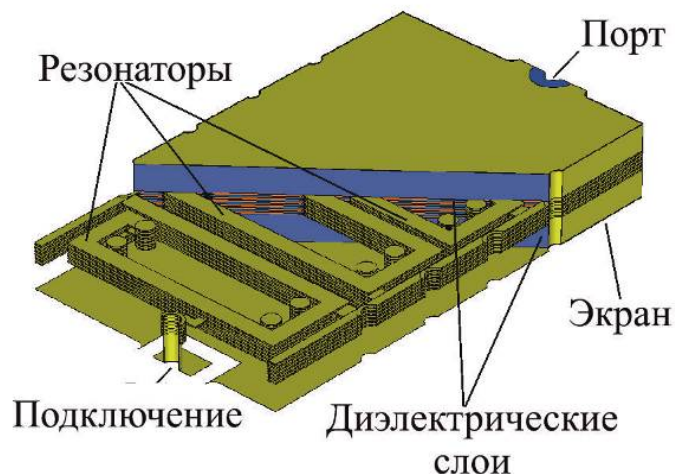


Рисунок 3.49 – Конструкция четырехзвенного фильтра на двухспиральных резонаторах

Параметры резонаторов, использованных при синтезе фильтра, указаны выше; зазор между внутренними резонаторами должен составлять 0.7 мм, а между внешними и внутренними

ми – 0.65 мм. Сравнение амплитудно-частотных характеристик разработанных фильтров в широкой и узкой полосе приведено на рисунках 3.50 и 3.51 соответственно. Из рисунков видно, что дополнительная связь между резонаторами значительно повышает селективность полосы пропускания фильтра, но при этом в 1000 раз уменьшает глубину его высокочастотной полосы заграждения. Кроме того, как и предсказывали результаты моделирования резонаторов, для фильтра на основе резонатора *A* первая паразитная полоса пропускания, сформированная нечетной модой колебаний, находится на частотах порядка 380 МГц, в то время как для фильтра на основе резонатора *B* первая паразитная полоса находится только на частоте 700 МГц. Оба фильтра имеют идентичные размеры  $34 \times 16.5 \times 4.3 \text{ мм}^3$  или  $0.013\lambda_g \times 0.006\lambda_g \times 0.001\lambda_g$ , что сравнимо с фильтрами на сосредоточенных элементах, используемыми в данном диапазоне частот.

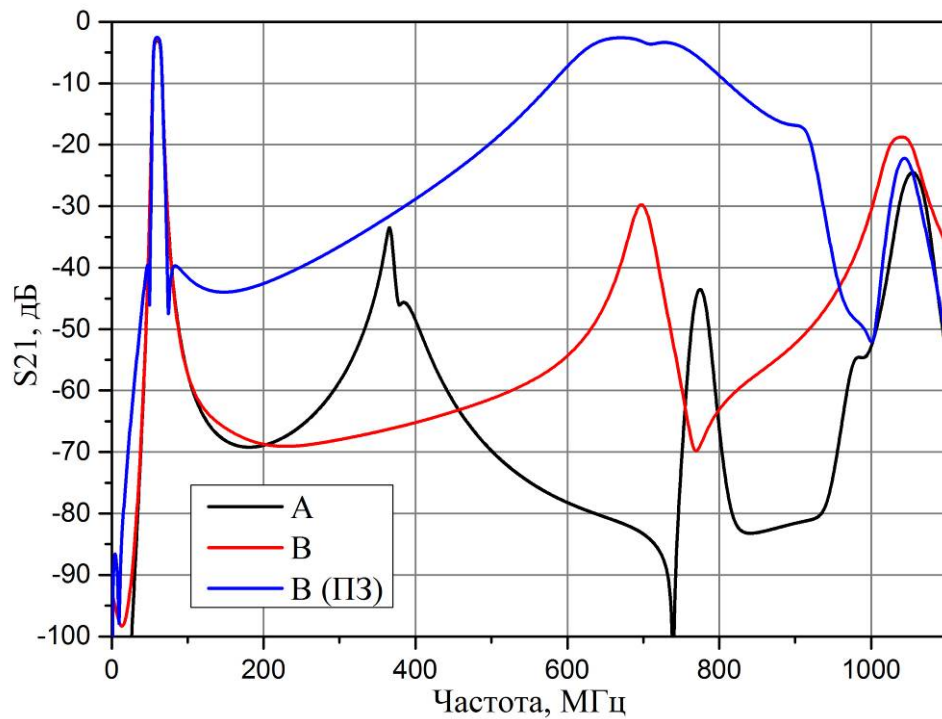


Рисунок 3.50 – АЧХ фильтров, синтезированных на резонаторах типа *A* (черная кривая), типа *B* (красная кривая) и типа *B* с дополнительной связью (синяя кривая) в широкой полосе



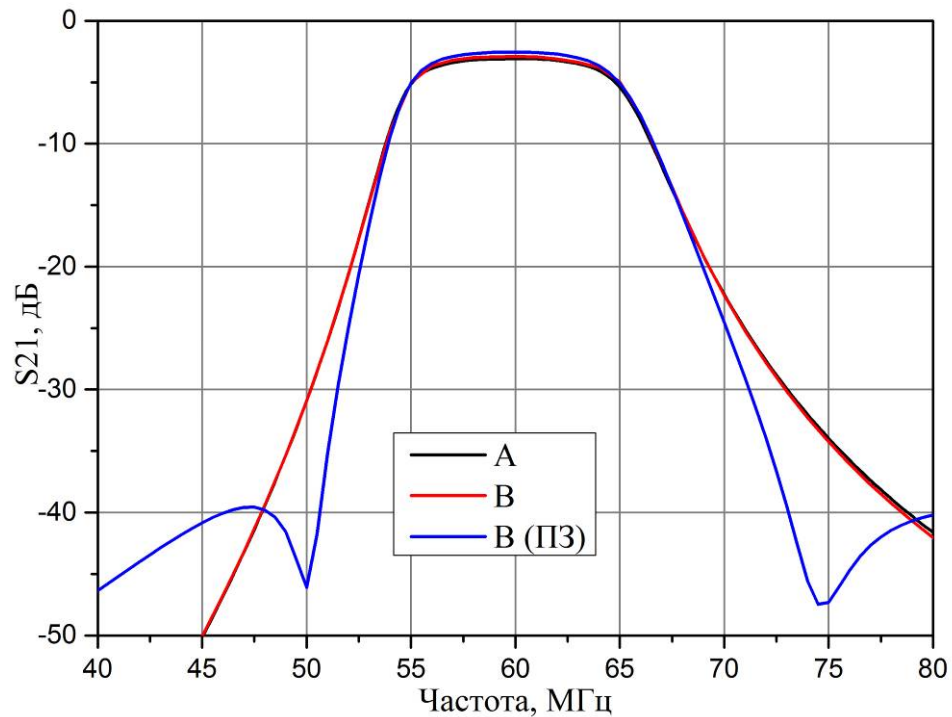


Рисунок 3.51 – АЧХ фильтров, синтезированных на резонаторах типа *A* (черная кривая), типа *B* (красная кривая) и типа *B* с дополнительной связью (синяя кривая) в узкой полосе

Для подтверждения результатов проведенных исследований был изготовлен фильтр с резонаторами типа *A*. Сравнение характеристик модели с измеренными характеристиками приведено на рисунке 3.52 в узкой полосе и на 3.53 – в широкой, из которых видна очень высокая степень согласия между теорией и экспериментом, при том условии, что использованная при изготовлении конструкция не подразумевает регулировки фильтра. Единственным наблюдаемым отличием является незначительное расширение полосы пропускания изготовленного фильтра, и, как следствие, уменьшение степени согласования фильтра с внешними линиями передач, которое при этом не вышло за пределы требуемого уровня ( $K_{СВН} < 1.5$ ).

В таблице 3.22 приведена для сравнения текущая ситуация по фильтрам метрового диапазона длин волн, представленным в научных журналах, из которой видно, что предложенная конструкция резонатора, наряду с высокой миниатюрностью, позволяет получить очень широкую, в сравнении с другими разработками, высокочастотную полосу заграждения. В частности, ни один из представленных фильтров не имеет настолько широкой полосы заграждения по уровню  $-40$  дБ, а единственный фильтр, имеющий глубокую полосу заграждения, выполнен с применением высокотемпературных сверхпроводников. Единственным наблюдаемым недостатком фильтров на резонаторах типа *A* являются сравнительно высокие потери в полосе пропускания (минимальные потери составляют 2.9 дБ), что, в первую очередь, обусловлено приме-



нением 18 мкм металлизации диэлектрических пластин, что сравнимо с толщиной скин-слоя для меди на этой частоте.

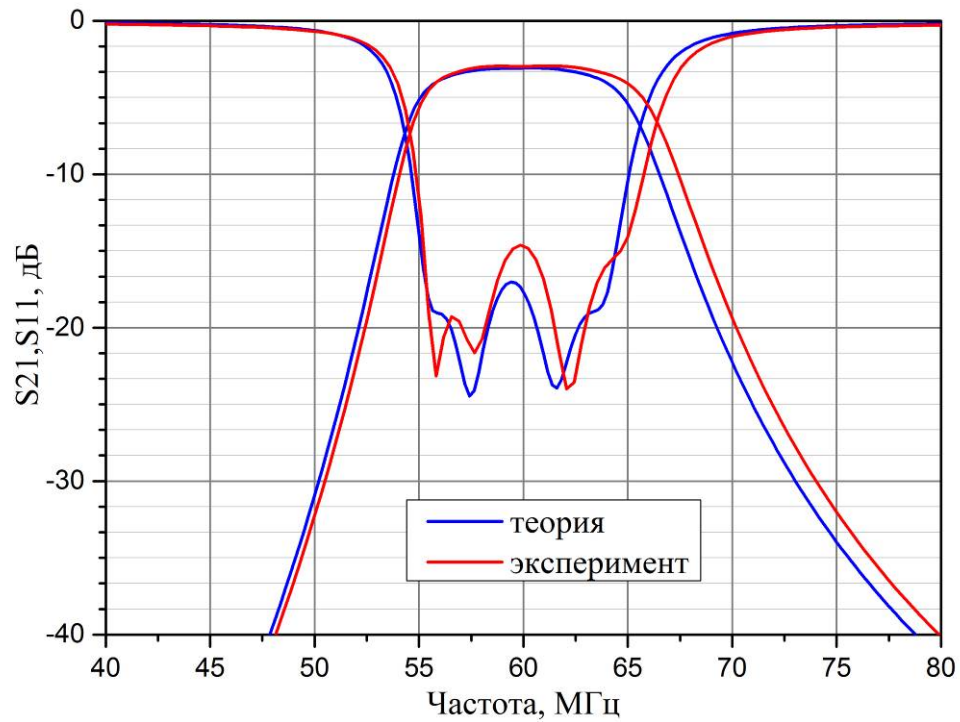


Рисунок 3.52 – Сравнение АЧХ изготовленного фильтра и его модели в узкой полосе частот

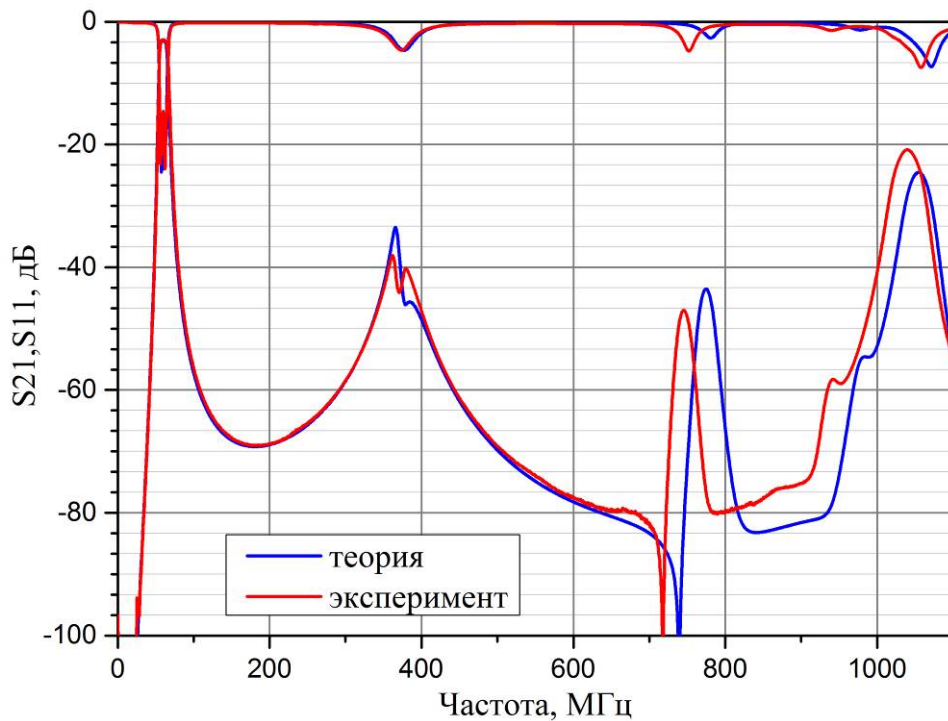


Рисунок 3.53 – Сравнение АЧХ изготовленного фильтра и его модели в широкой полосе частот

Таблица 3.22 – Сравнение характеристик фильтров метрового диапазона длин волн представленных в литературе

Ссылка	Технология	$f_0$ , МГц	Размер, $\lambda_g$	$\Delta f/f_0$ , %	Потери, дБ	Полоса заграждения
[268]	LTCC	52	$0.004\lambda_g \times 0.004\lambda_g \times 0.0003\lambda_g$	62	0.9	-15 дБ ( $2.2f_0$ )
[305]	LTCC	60	$0.004\lambda_g \times 0.004\lambda_g \times 0.0004\lambda_g$	25	1.95	-15 дБ ( $2f_0$ )
[306]	МПР	180	$0.052\lambda_g \times 0.029\lambda_g$	28	2	-30 дБ ( $10f_0$ )
[82]	ВТСП*	360	$0.15\lambda_g \times 0.07\lambda_g$	4	0.15	-76 дБ ( $5.6f_0$ )
[307]	LCP	250	$0.074\lambda_g \times 0.018\lambda_g \times 0.0005\lambda_g$	20	3.9	-36 дБ ( $9.4f_0$ )
R-F60	ТМПП	60	$0.013\lambda_g \times 0.006\lambda_g \times 0.001\lambda_g$	18	2.9	-38 дБ ( $16f_0$ )

\* - высокотемпературная сверхпроводимость.

При этом стоит отметить, что найденные коммерческие примеры полосно-пропускающих фильтров на сосредоточенных элементах для указанного диапазона частот и ширины полосы пропускания имеют вносимые потери не менее, чем на 1 дБ больше. Уменьшить уровень вносимых потерь в полосе пропускания возможно за счет применения диэлектрических пластин с металлизацией 35 (1 oz) или 70 мкм (2 oz), в этом случае толщина проводников будет составлять несколько толщин скин-слоя. На рисунке 3.54 показана фотография изготовленного фильтра, установленного на измерительном полигоне. Важно отметить, что фильтр метрового диапазона длин волн с частотой 60 МГц имеет собственный вес менее 5 граммов.

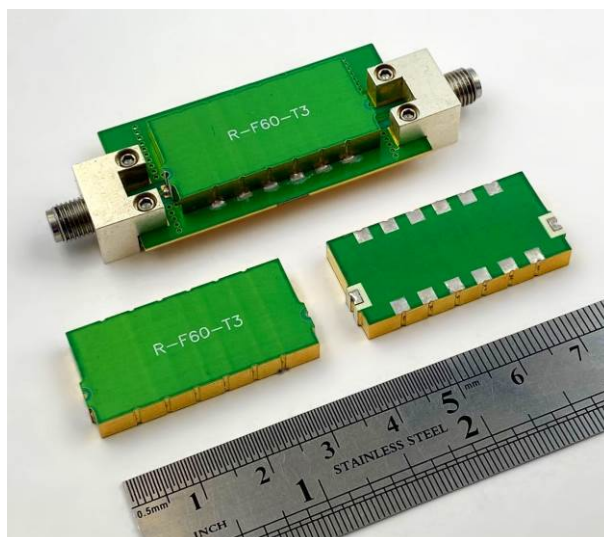


Рисунок 3.54 – Фотография изготовленных фильтров R-F60 с разных сторон

Таким образом, применение новых конструкций резонаторов позволяет значительно расширить область применения технологии многослойных печатных плат, при этом в одной многослойной структуре могут быть использованы фильтры в диапазоне от десятков мегагерц до единиц гигагерц, что позволит повысить гибкость производства. При этом фильтры как метрового, так и дециметрового диапазонов длин волн обладают уникальными физическими и электрическими характеристиками, в том числе сверхширокими полосами заграждения.

### **3.5 Фильтры на квази-сосредоточенных элементах, изготовленные по технологии многослойных печатных плат**

Одним из главных преимуществ многослойных технологий, таких как технологии LTCC, HTCC, CMOS и PCB, является большое количество доступных слоев с возможностью нанесения или осаждения металлических топологий проводников, что позволяет добиваться их значительной миниатюризации за счет перехода от двухмерных плоских конструкций как к квазитрехмерным структурам, так и к полноценным трехмерным структурам, в которых применяются волноводные или штыревые конструкции. Наибольшее преимущество можно достичь в структурах на основе квази-сосредоточенных элементов, в частности, миниатюризация конденсаторов может быть достигнута за счет применения нескольких обкладок в структуре элемента, а миниатюризация индуктивности для повышения индуктивности элемента достигается применением спиральных проводников, расположенных на нескольких диэлектрических слоях. По этой причине подавляющее большинство фильтров верхних и нижних частот, представленных как на рынке, так и в научных журналах, основано на применении одной из указанных ранее многослойных технологий, при этом наибольшее распространение получили фильтры, изготовленные по технологии LTCC [308, 309], в которых, как было отмечено в первой главе, в угоду низкой стоимости и миниатюрности были отодвинуты на второй план электрические характеристики устройств. Отдельное внимание уделяется полосно-пропускающим фильтрам и фильтрам верхних и нижних частот, изготовленным по технологии, имеющей в иностранной литературе название LCP-технология (Liquid Crystal Polymer) [310], которая по существу является технологией многослойных печатных плат, но с использованием материалов на основе полимера, по составу схожего с жидким кристаллом. Фильтры, изготовленные по данной технологии, демонстрируют достаточно хорошие электрические характеристики, в том числе хорошую селективность полосы пропускания и неплохие характеристики полосы заграждения.

Наряду с фильтрами ФНЧ и ФВЧ, а также конструкциями на основе квази-сосредоточенных емкостей и индуктивностей, в научной литературе много внимания уделяется широкополосным и сверхширокополосным (СШП) полосно-пропускающим фильтрам, постро-

енным по принципу последовательного подключения фильтров ФНЧ и ФВЧ. Тогда за характеристики низкочастотной полосы заграждения, а также за селективность низкочастотного склона отвечают характеристики фильтра верхних частот, а за характеристики высокочастотной полосы заграждения и селективность высокочастотного склона – характеристики фильтра нижних частот.

Потребность в широкополосных и сверхширокополосных фильтрах с каждым годом растет, что обусловлено увеличением объема и скорости передаваемых данных, соответственно, возникает необходимость расширять рабочие полосы систем связи, сохраняя высокий уровень фильтрации помех, в том числе обеспечивая высокий уровень подавления в полосах заграждения. Известен метод создания широкополосных полосно-пропускающих фильтров с применением многомодовых резонаторов, когда часть возбуждаемых в структуре резонатора резонансных мод используется для формирования полосы пропускания, а другая часть применяется для формирования полюсов затухания вблизи полосы пропускания [311, 312]. Однако данный метод не позволяет синтезировать фильтры с полосой пропускания свыше 150 %. По этой причине сохраняется актуальность разработки широкополосных и сверхширокополосных полосно-пропускающих фильтров, имеющих высокую селективность полосы пропускания, большую протяженность и глубину полосы заграждения и малые размеры.

Технология многослойных печатных плат дает как минимум два способа конструирования СШП фильтров на основе квази-сосредоточенных элементов.

В первом случае минимизация структуры происходит за счет применения многоуровневой конструкции, схематическое изображение которой показано на рисунке 3.55а. Предложенное решение подразумевает полное экранирование объема, занимаемого ФНЧ, от ФВЧ, которое достигается осаждением сплошного металлического слоя, находящегося в середине многослойной структуры и имеющим окно в металлизации, необходимое только для создания сквозного металлизированного отверстия для объединения фильтров в единую структуру. Многоуровневая структура как способ повысить миниатюрность конструкций несет в себе ряд недостатков, в первую очередь связанных с увеличением количества технологических этапов изготовления. Так, если описанная ранее одноуровневая многослойная структура требует всего двух процессов совместного прессования, где первое применяется для формирования внутренней структуры многослойной печатной платы, а второе – для создания финального устройства, то в двухуровневой структуре число таких прессований возрастает до пяти, по два для каждого из уровней структуры и одно совместное прессование уровней в единую структуру. Кроме того, в силу ограничений на общую толщину платы очевидно, что будет возникать необходимость приближать внешние экраны к проводникам структуры, что будет негативно отражаться на собственной добротности элементов топологии. По факту, при серийном производстве в Российской

Федерации максимальная толщина диэлектрических слоев, отделяющих структуру фильтра от внешних экранов, будет ограничена 1 мм.

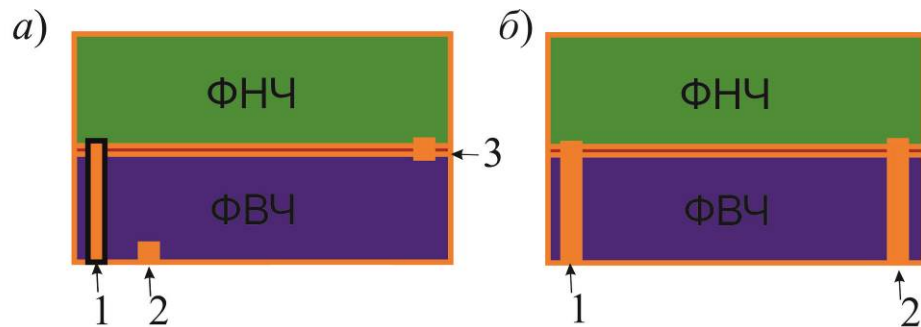


Рисунок 3.55 – Схематическое изображение двухуровневого СШП ППФ (а) и ПЗФ (б). Вход устройства (1), выход устройства (2), переходное отверстие (3). Черная рамка – изоляция сквозного отверстия от ФВЧ

Другое немаловажное преимущество многоуровневой многослойной структуры – возможность создавать миниатюрные полосно-заграждающие фильтры (ПЗФ) на основе параллельного соединения ФНЧ и ФВЧ. Схематически структура показана на рисунке 3.55(б).

В классическом подходе при создании ПЗФ применяются шлейфы [313] или другие режектурирующие структуры [314], которые в конструкции фильтра связаны с 50-омной линией передачи, где благодаря им на частотах их собственных резонансов происходит режекция (отражение) сигналов от устройства. Недостатком этих конструкций являются большие размеры синтезируемых ПЗФ, а также сильная зависимость уровня подавления в полосе заграждения от ее ширины. Для реализации широких полос заграждения с требуемой глубиной в конструкцию фильтров необходимо вводить большое число режекторов. В предложенной конструкции ПЗФ, когда фильтры нижних и верхних частот параллельно подключены ко входу и выходу устройства, характеристики ФНЧ определяют низкочастотную границу полосы заграждения, прямоугольность низкочастотного склона и положение части полюсов затухания в полосе заграждения, а характеристики ФВЧ – высокочастотную границу полосы заграждения, прямоугольность высокочастотного склона и положение оставшейся части полюсов затухания в полосе заграждения. Фактически это приводит к тому, что в подобной конфигурации глубина полосы заграждения практически не зависит от ее ширины и определяется величиной подавления в полосах заграждения ФНЧ и ФВЧ, входящих в состав конструкции. На рисунке 3.56 показан пример АЧХ предложенной концепции фильтра с разной шириной полосы заграждения.

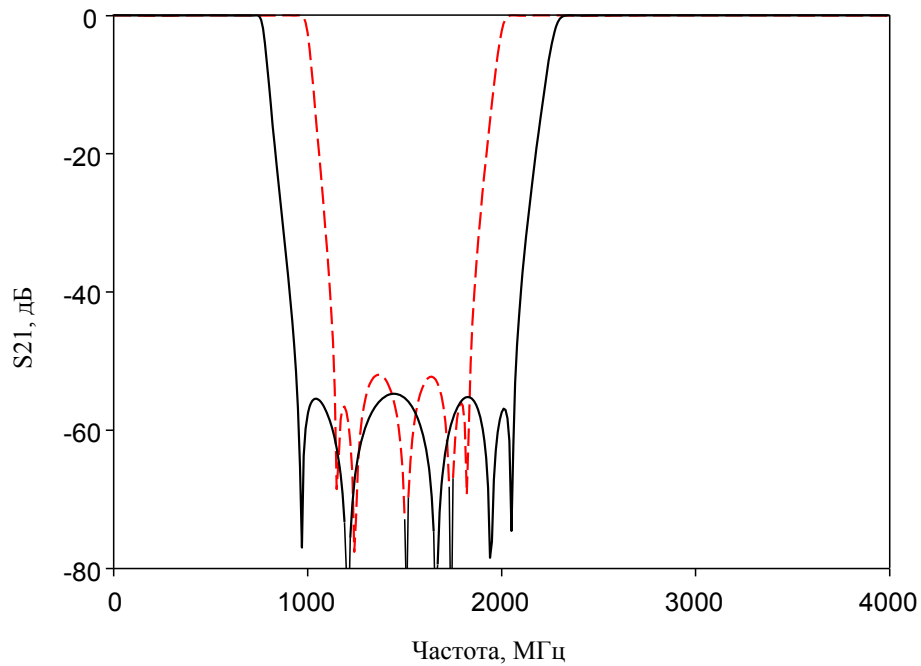


Рисунок 3.56 – Сравнение АЧХ ПЗФ с разной шириной полосы заграждения

Для апробации этой идеи была разработана трехмерная модель двухуровневого фильтра, которая имела структуру, представленную на рисунке 3.55(б), и содержала в качестве несущего слоя материал Isola Tachyon 100G толщиной 0.05 мм ( $\epsilon_r = 3.02$  и  $\tan\delta = 0.0021$ ), который отделялся от внешних экранов слоями Isola ASTRA MT771 толщиной 0.762 мм ( $\epsilon_r = 3.00$  и  $\tan\delta = 0.0017$ ), а для совместного прессования использовался препрег RO4450F толщиной 0.091 мм. Конструкция на верхнем слое содержала ФНЧ четвертого порядка, а нижний уровень был отведен фильтру верхних частот четвертого порядка. На рисунке 3.57 приведен внешний вид модели, а рисунок 3.58 содержит сравнение АЧХ ПЗФ и лежащих в его основе фильтров верхних и нижних частот.

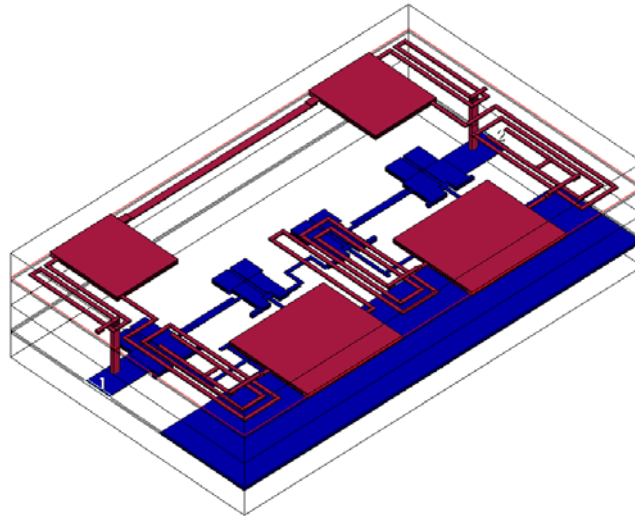


Рисунок 3.57 – Модель фильтра ПЗФ. Уровень ФНЧ – красный цвет, уровень ФВЧ – синий цвет, межуровневый экран не показан

Однако для получения высоких электрических характеристик, в частности, высокой крутизны склонов, необходимо обеспечивать большие расстояния между элементами структуры и внешними экранами, что, как показано ранее, невозможно для двухуровневых конструкций. По этой причине, при необходимости создания высокоселективных СШП-фильтров, рекомендуется применять второй вариант (Раздел 3.2.1), в котором применяется одноуровневая конструкция, и весь объем многослойной платы используется для размещения элементов структуры, которая при этом должна содержать элементы или иметь форму, которая позволяет сформировать полюса затухания вблизи полосы пропускания устройства.

На рисунке 3.59 показана предложенная структура высокоселективного фильтра верхних частот для случаев первого, второго, третьего и четвертого порядка, для простоты анализа она будет рассмотрена с точки зрения двухсторонней топологии, выполненной на керамической подложке толщиной  $h_d$ , подвешенной в металлическом корпусе на расстоянии  $h_a$  от верхней и нижней крышек. Верхний слой топологии показан на рисунке синим цветом, нижний слой – красным цветом, область перекрытия проводников – фиолетовым. Для демонстрации принципа действия фильтров на рисунке приведены также эквивалентные схемы конструкций. Стоит отметить, что порядок фильтра здесь и далее для фильтра нижних частот определяется количеством минимумов на кривой обратных потерь использованной эквивалентной схемы.

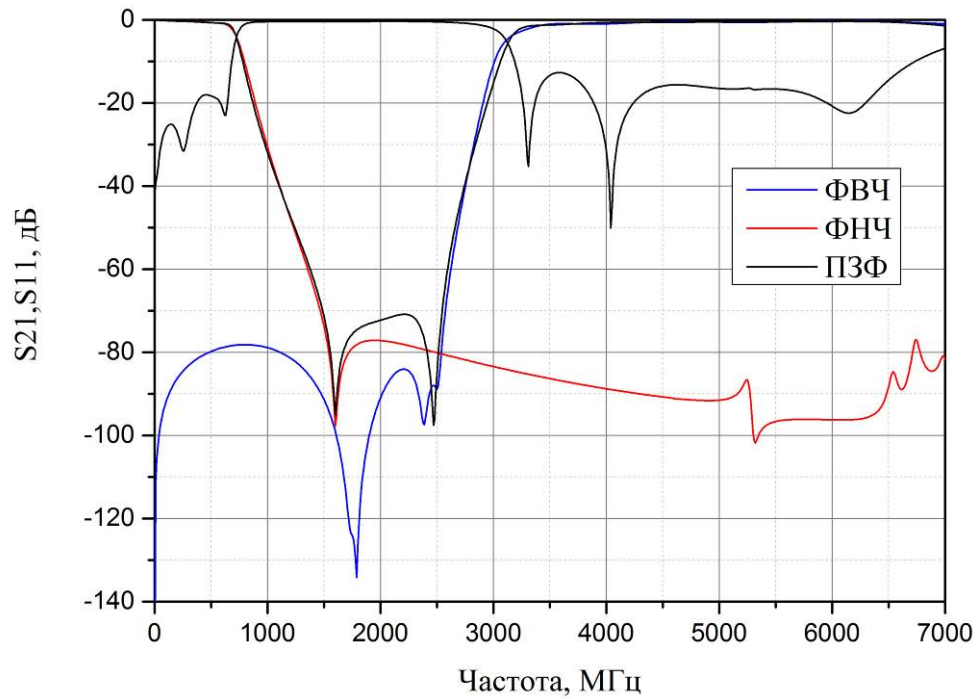


Рисунок 3.58 – АЧХ модели ПЗФ, а также ФНЧ и ФВЧ, лежащих в его основе

Фильтр первого порядка содержит в своем составе распределенную индуктивность  $L_1$  и две квази-сосредоточенные емкости  $C_1$ , к которым подключены вход и выход устройства. Подобная структура является типичной при построении полосковых фильтров верхних частот, и, к примеру была использована в работе [315], однако в данном случае в структуре значительно сближены обкладки конденсаторов  $C_1$ , вплоть до зазора  $s$ , что обуславливает формирование дополнительной емкости  $C_2$  и дополнительного канала распространения электромагнитной волны в структуре, приводящего к возникновению полюса затухания вблизи полосы пропускания устройства. Очевидно, что крутизна склона полосы пропускания будет определяться частотой сформированного полюса затухания, кроме того, было установлено, что она никак не зависит от волнового сопротивления портов устройства и определяется следующим выражением:

$$\omega_z = \omega_0 K_C \quad (3.1)$$

где  $\omega_0 = 1/\sqrt{2L_1C_1}$  – резонансная частота схемы в отсутствие емкости  $C_2$ , а  $K_C = \sqrt{2C_2/(C_1 + 2C_2)}$  – коэффициент, отражающий емкостную связь между входом и выходом устройства. С точки зрения практического применения крайне важно, что частота полюса затухания  $\omega_z$  пропорциональна коэффициенту связи  $K_C$ , изменять который можно в широком диапазоне, сдвигая и раздвигая обкладки конденсаторов.



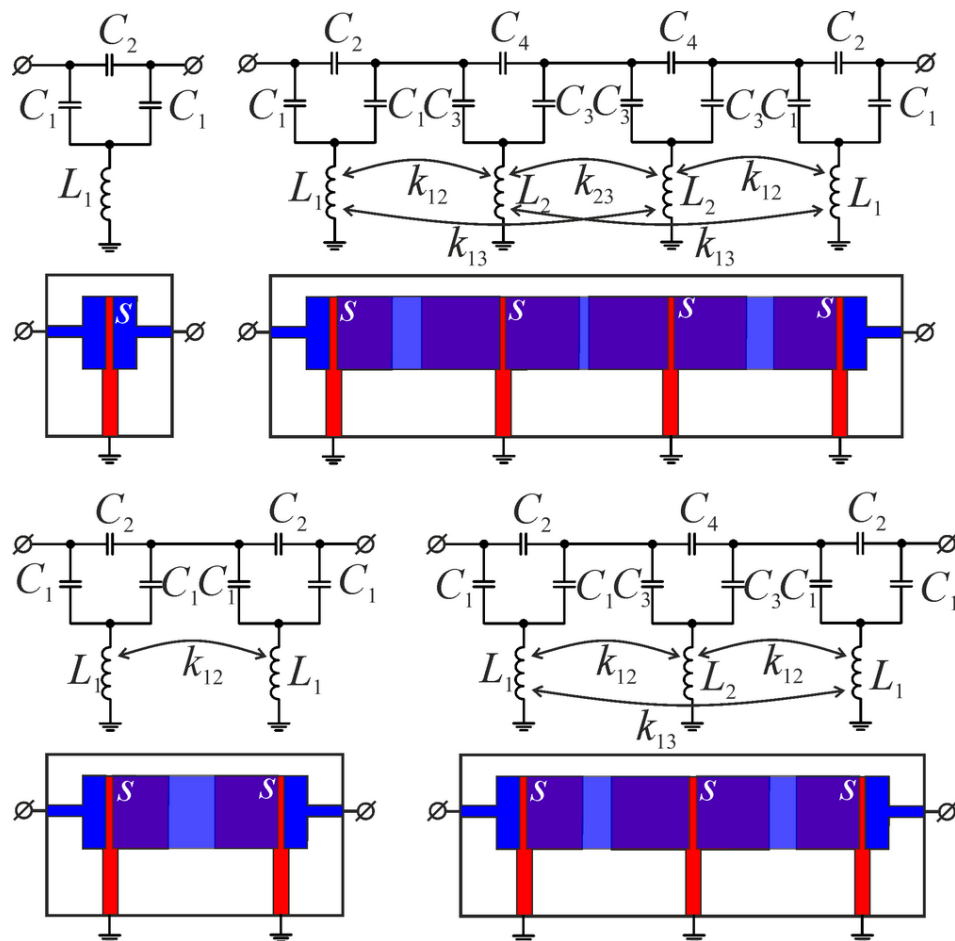


Рисунок 3.59 – Эквивалентные схемы и конструкции двухслойного высокоселективного ФВЧ 1-го, 2-го, 3-го и 4-го порядков

Из эквивалентных схем, представленных на рисунке 3.59, видно, что построение фильтров высокого порядка происходит путем последовательного соединения фильтров верхних частот первого порядка, при этом единой становится обкладка конденсаторов, находящаяся на верхней стороне топологии. При этом наряду с дополнительной емкостной связью, сформированной внутри однозвенной секции, при их каскадном соединении возникает дополнительная индуктивная связь между соседними и несоседними замкнутыми на землю индуктивностями. Включение каждого нового звена в конструкцию фильтра будет приводить к возникновению только одного дополнительного полюса затухания в низкочастотной полосе заграждения фильтра, который может быть использован как для подавления помех на требуемых частотах, например, частотах сотовой связи или частотах телевизионной трансляции, так и для увеличения общего уровня подавления в полосе заграждения. Так, двухзвенный фильтр верхних частот, чья топология и эквивалентная схема также представлены на рисунке 3.59, а номинальные значения всех элементов приведены в таблице 3.23, имеет 2 полюса затухания. Данный результат был подтвержден как методом полного электродинамического моделирования структуры на

основе подложки из керамики «Поликор» толщиной 0.5 мм, так и измерениями изготовленного по результатам моделирования макета, где обе АЧХ демонстрировали наличие обоих полюсов затухания [316].

Таблица 3.23 – Параметры эквивалентных схем фильтров верхних частот

Порядок	$L_1$	$C_1$	$C_2$	$k_{12}$	$L_2$	$C_3$	$C_4$	$k_{13}$	$k_{14}$	$k_{23}$
I	5.06	2.31	0.126							
II	6.24	2.445	0.79	0.028						
III	7.35	2.535	1.81	0.049	7.12	1.84	1.76	0.013		
IV	8.15	2.605	3.17	0.093	8.12	1.68	2.88	0.017	0.0098	0.035

Сравнение селективности предложенной конструкции ФВЧ второго, третьего и четвертого порядков с характеристиками классических фильтров верхних частот того же порядка представлено на рисунке 3.60, а значение параметров элементов схем приведено в таблице 3.23. Из рисунка видно, что сформированные в полосе заграждения полюса затухания позволяют значительно повысить крутизну склона полосы пропускания фильтра.

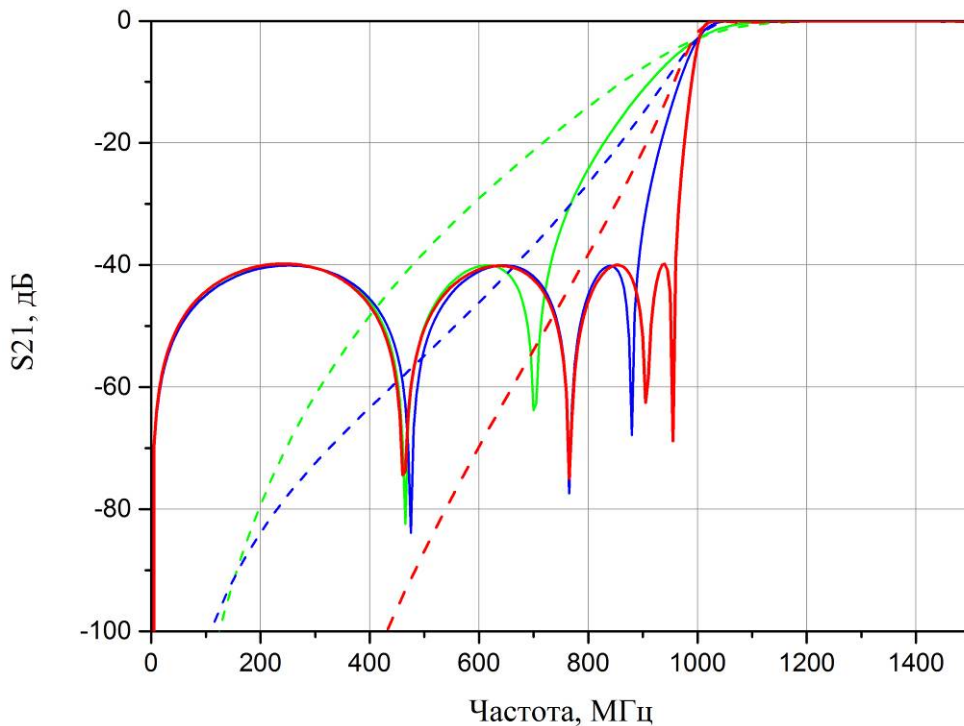


Рисунок 3.60 – Сравнение АЧХ ФВЧ второго (зеленая линия), третьего (синяя линия) и четвертого порядка (красная линия) для классической конструкции (штриховая линия) и исследуемой конструкции (сплошная линия)

Для конструкции второго порядка было проведено исследование, показывающее, каким образом будет влиять на положение полюсов затухания величина, возникших дополнительных емкостной и индуктивной связи между элементами. Было установлено, что значение емкости  $C_2$  будет оказывать влияние на частоту обоих полюсов затухания, смещая их вверх или вниз по частоте при уменьшении или увеличении указанного значения. Одновременно с этим величина  $k_{12}$  определяет степень расталкивания полюсов затухания по частоте: чем сильнее индуктивно связаны звенья в структуре двухзвенного ФВЧ, тем шире будут расставлены полюса затухания на АЧХ устройства. А в случае, когда  $k_{12} = 0$  будет наблюдаться вырождение частот полюсов затухания, то есть оба полюса будут иметь одну частоту. На рисунке 3.61(а) приведено сравнение АЧХ фильтра для трех различных значений емкости  $C_2$ , но фиксированном значении  $k_{12} = 0.028$ , а на рисунке 3.61(б) сравнение приведено для случая, когда  $C_2$  зафиксировано на уровне 0.79 пФ, но изменяется коэффициент индуктивной связи между звеньями. Было установлено, что четырехкратное увеличение коэффициента связи между звеньями приводит к двукратному увеличению расталкивания частот полюсов затухания.

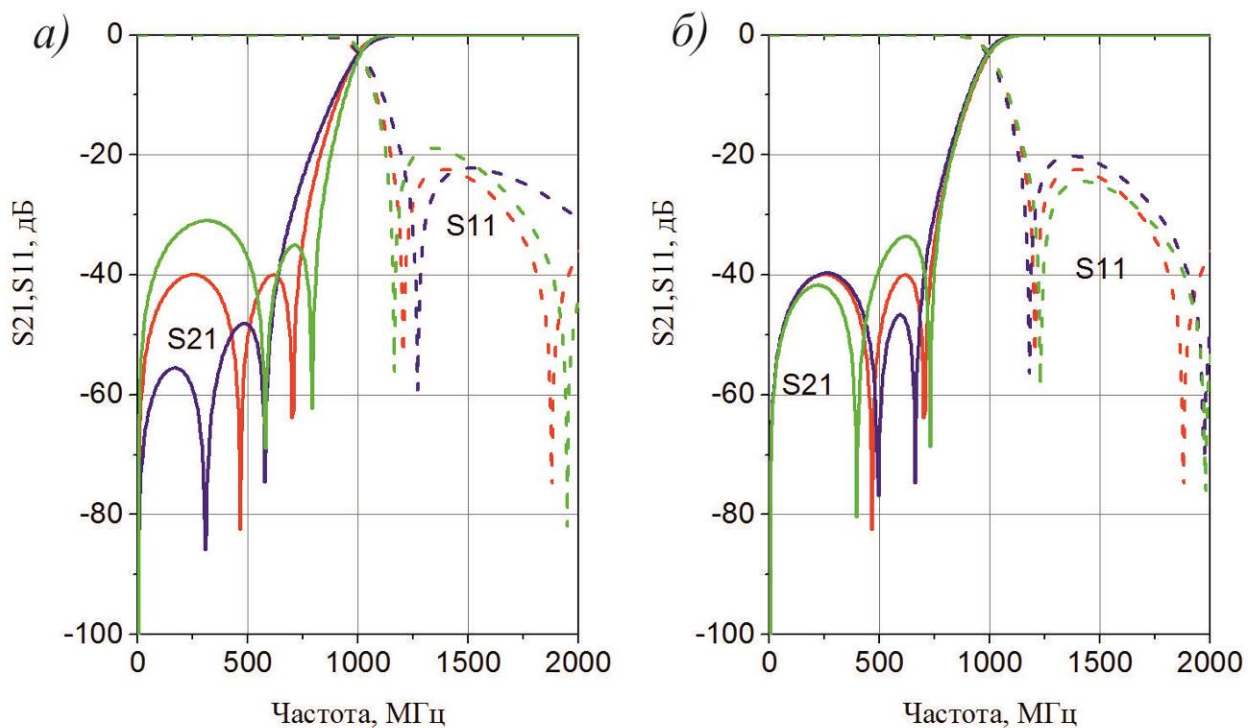


Рисунок 3.61 – АЧХ двухзвенного ФВЧ при фиксированном значении  $k_{12}$  и изменяемом  $C_2$  (а) и при фиксированном значении  $C_2$ , и изменяемом  $k_{12}$  (б)

Анализ конструкции второго порядка позволил получить уравнение для частот полюсов затухания ФВЧ:

$$\omega_z = \frac{\omega_0 K_C}{\sqrt{1-k_{12}^2}} \sqrt{1+k_{12} + \frac{C_1}{C_2} \mp \sqrt{k_{12}^2 \left(1 + \frac{C_1^2}{C_2^2}\right) + 2k_{12} \frac{C_1}{C_2}}} \quad (3.2)$$

Из полученного выражения видно:

- 1) при  $k_{12} = 0$ , как уже было отмечено, на АЧХ фильтра будет наблюдаться только один полюс затухания, частота которого соответствует частоте полюса однозвенной конструкции;
- 2) при  $k_{12} = 0$  и  $C_2 = 0$  будут отсутствовать полюса затухания на АЧХ. Конструкция соответствует классическому фильтру верхних частот;
- 3) при  $k_{12} \neq 0$  и  $C_2 = 0$ , в полосе заграждения будет наблюдаться один полюс затухания, частота которого будет определяться выражением

$$\omega_z = 2\omega_0 \sqrt{\frac{k_{12}}{1-k_{12}^2}} \quad (3.3)$$

Результаты моделирования показывают, что совместное использование дополнительных емкостной и индуктивной связей между элементами и звеньями в конструкции фильтров позволяют проводить очень тонкую подстройку полосы заграждения по аналогии с тем, как проводится настройка обратных потерь в полосе пропускания. При этом можно добиваться как повышения крутизны низкочастотного склона ФВЧ, или уменьшения неравномерности в полосе заграждения (данный случай представлен на рисунке 3.60), так и значительного подавления в требуемой полосе частот в полосе заграждения без применения дополнительных звеньев в структуре фильтра. Стоит отметить, что, как и для случая настройки полос пропускания многозвенных полосно-пропускающих фильтров, для получения минимальной неравномерности в полосе заграждения предложенного ФВЧ индуктивная и емкостная связь между внутренними звеньями должна быть меньше, чем для внешних звеньев.

Реализация разработанной конструкции фильтра верхних частот первого порядка по технологии многослойных печатных плат представлена на рисунке 3.62 для структуры, содержащей 6 диэлектрических и 12 металлических слоев. Из рисунка видно, что емкости  $C_1$  сформированы из структур, содержащих 5 обкладок, в то время как индуктивность  $L_1$  в форме спирали расположена только на двух внутренних слоях структуры. Емкость  $C_2$ , ответственная за полюс затухания на АЧХ устройства, сформирована узкими зазорами между обкладками конденсаторов, находящихся на внешних и центральном слое. Для соединения топологий на всех металлических слоях фильтра предназначены двенадцать сквозных металлизированных отверстий, девять из которых используются для соединения обкладок квази-сосредоточенных емкостей, одна используется для соединения двух слоев индуктивности, а еще две – для переноса

точек подключения к внешним линиям передач на верхний слой структуры. Если в фильтре на основе керамической подложки с двухсторонней топологией проводников структура фильтра отделена от крышек воздушным слоем, то в данной конструкции она выполнена в виде толстого слоя диэлектрика с низким значением диэлектрических потерь. В литературе также встречаются многослойные конструкции, выполненные по технологии многослойных печатных плат, в которых также сделано воздушное заполнение [317-319], но подобное решение снижает устойчивость конструкции к вибрационным нагрузкам в силу того, что внутренняя структура состоит из тонких и очень гибких материалов.

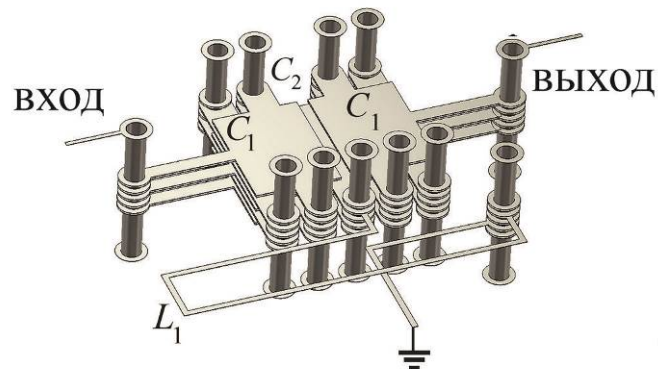


Рисунок 3.62 – Структура проводников многослойного высокоселективного ФВЧ для его реализации по технологии РСВ

Для подтверждения реализуемости предложенной многослойной структуры в программе CST Studio Suite был смоделирован, а позже изготовлен макет фильтра верхних частот с частотой среза по уровню  $-3$  дБ  $f_c = 250$  МГц. В структуре были использованы четыре диэлектрические подложки RO4003C толщиной 0.254 мм, содержащие структуру фильтра, а также две подложки F4BM ( $\epsilon_r = 2.55$ ,  $\tan\delta = 0.0007$ ), отделяющие элементы топологии от верхней и нижней крышек. Как и ранее, для совместного прессования диэлектрических слоев применялся препрег RO4450B ( $\epsilon_r = 3.3$ ,  $\tan\delta = 0.004$ ,  $h_d = 0.091$  мм), топология проводников с обеих сторон которого была полностью идентична, чтобы исключить его влияние на характеристики устройства. Сравнение характеристик синтезированного и изготовленного фильтров, а также фотография устройства показаны на рисунке 3.63, из которого видно, что наблюдается отличное согласие между теорией и экспериментом. В качестве внешнего экрана на боковые стенки структуры было осаждено 20 мкм меди гальваническим методом, на крышках толщина достигала 50 мкм. В местах, где были выполнены сквозные металлизированные отверстия, необходимые для соединения топологий на всех слоях структуры на верхней и нижней крышках, были выполнены

окна в металлизации, чтобы не допустить замыкания проводников на экран. Измерения характеристик структуры, проведенные с применением зондовой станции, подключенной к векторному анализатору цепей, показали, что она имеет частоту среза полосы пропускания по уровню  $-3$  дБ, равную  $250$  МГц, при этом полоса пропускания по уровню  $3$  дБ простирается вплоть до  $2500$  МГц, то есть  $10f_c$ . Так как изготовленная структура является фильтром первого порядка, то в низкочастотной полосе заграждения фильтра наблюдается всего один полюс затухания, частота которого с высокой степенью точности совпадает с частотой полюса в модели устройства. Размеры изготовленного фильтра составили  $19 \times 16 \times 5.25$  мм<sup>3</sup> при его весе менее  $4$  граммов.

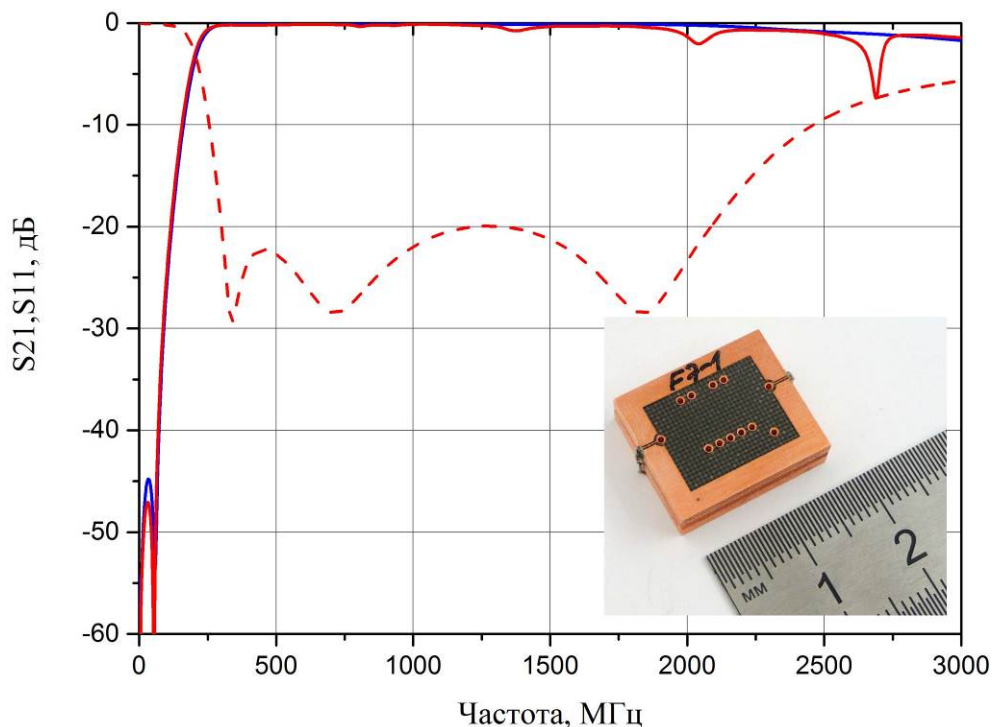


Рисунок 3.63 – Сравнение АЧХ 3D модели ФВЧ (синяя линия) и изготовленного на ее основе макета (красная линия), а также фотография макета

Для улучшения электрических характеристик многослойного сверхширокополосного полосно-пропускающего фильтра, наряду с новой конструкцией фильтра верхних частот, описанного выше, была предложена новая конструкция фильтра нижних частот, которая хоть и является продолжением ранее разработанной конструкции [320], но обладает целым рядом преимуществ. Для простоты восприятия рассмотрим принцип построения фильтра нижних частот на примере полосковой структуры, сформированной на обеих сторонах керамической подложки толщиной  $h_d$ , подвешенной в металлическом корпусе на расстоянии  $h_a$  от верхнего и нижнего экранов.

Структура предложенного фильтра нижних частот сформирована нерегулярным полосковым проводником, расположенным на одной стороне подложки, свободные широкие края которого подключаются к внешним линиям передач. С обратной стороны подложки под каждым низкоомным участком нерегулярного проводника находятся отрезки линии передач, имеющие идентичную ширину, что и проводники над ними, но данные отрезки линии передач замкнуты на экран одним концом и разомкнуты другим. Широкие участки нерегулярного проводника и находящиеся под ними замкнутые отрезки линий формируют квази-сосредоточенные емкости, в то время как узкие высокоомные отрезки нерегулярного проводника являются квази-сосредоточенными индуктивностями. На рисунке 3.64 показаны эквивалентные схемы и топологии предложенного фильтра для случая двух-, трех- и четырехзвенной конструкций, с соответствующим обозначением емкостных и индуктивных элементов структур. Синим цветом на рисунке показан нерегулярный полосковый проводник, находящийся на верхней поверхности подложки, красным – замкороченные отрезки линий. Области перекрытия двух слоев представлены на рисунке фиолетовым цветом.

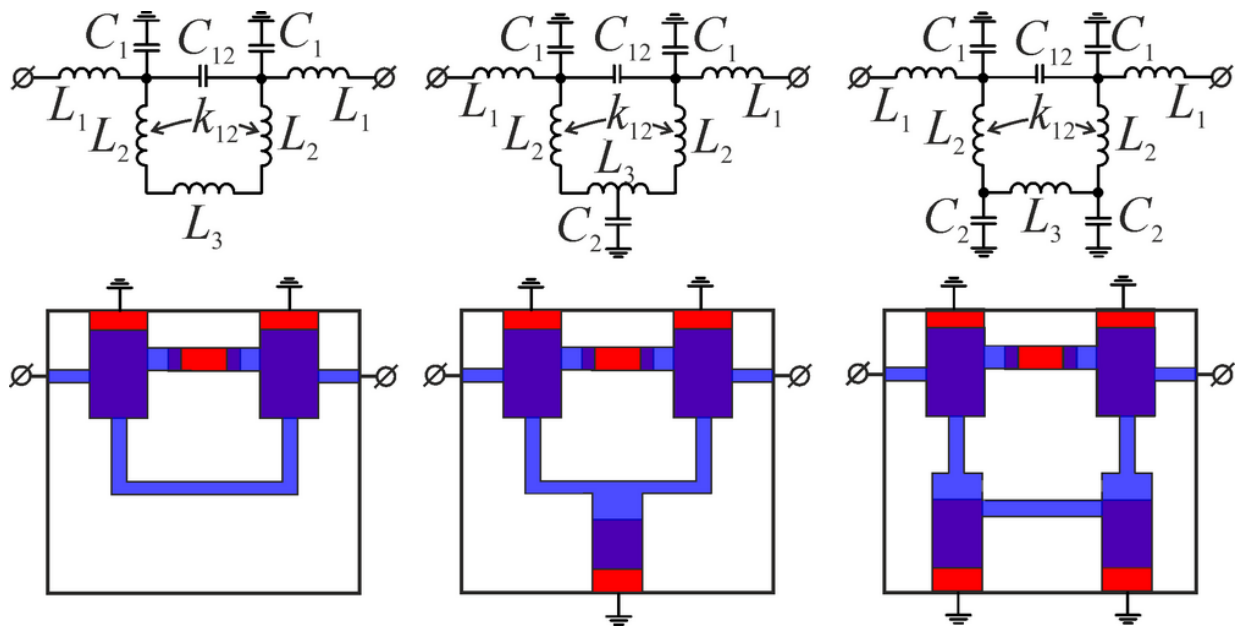


Рисунок 3.64 – Эквивалентные схемы и конструкции двухслойного высокоселективного ФНЧ для фильтров 2-го, 3-го и 4-го порядков

Отличие предложенной конструкции фильтра от классической линейной, рассмотренной в работе [320], заключается в П-образной форме нерегулярного проводника, что, с одной стороны, позволяет уменьшить габариты устройства, к примеру, фильтров четвертого порядка и выше, а с другой стороны, формирует дополнительную индуктивную связь между высокоомными отрезками передач (индуктивность  $L_2$  на рисунке 3.64). Кроме того, в структуре фильтра содер-



жится дополнительная емкостная связь, возникающая с помощью квази-сосредоточенной емкости, сформированной отрезками линии передач, соединенными с широкими концами нерегулярного проводника на одной стороне подложки и отрезком линии передач на другой стороне подложки. Наличие этих двух механизмов дополнительной связи между несоседними элементами в структуре приводит к формированию полюсов затухания в полосе заграждения фильтров.

Был проведен анализ эквивалентной схемы фильтра второго порядка, который позволил получить выражение для частоты полюса затухания на амплитудно-частотной характеристике устройства:

$$\omega_z = 1/\sqrt{C_{12}(2L_2 - 2L_{12} + L_3)} \quad (3.4)$$

Из выражения следует, что полюс затухания будет наблюдаться на АЧХ фильтра вблизи полосы пропускания устройства даже тогда, когда будет отсутствовать дополнительное взаимодействие индуктивных элементов структуры ( $k_{12} = 0$ ), что позволяет легко настраивать частоту полюса затухания, изменением всего одного параметра в структуре фильтра.

Были построены амплитудно-частотные характеристики всех трех представленных на рисунке 3.64 эквивалентных схем для случаев, когда дополнительная связь в схемах присутствует (сплошные линии), и когда этих связей нет ( $C_{12} = 0$ ,  $k_{12} = 0$ ) (рисунок 3.65).

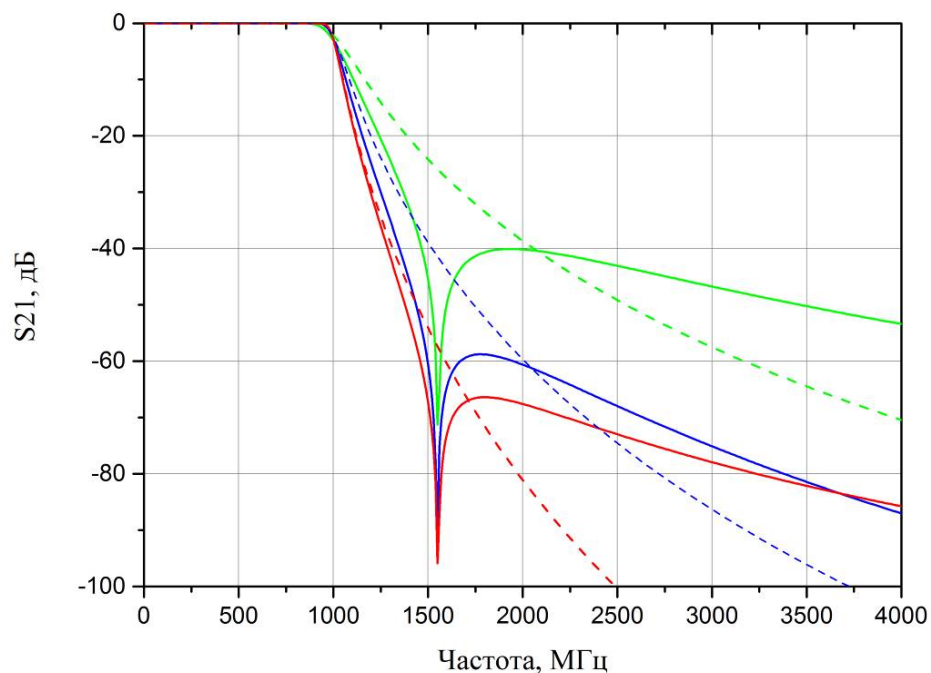


Рисунок 3.65 – Сравнение АЧХ ФНЧ второго (зеленая линия), третьего (синяя линия) и четвертого порядка (красная линия) для классической конструкции (штриховая линия) и исследуемой конструкции (сплошная линия)



Из рисунка видно, что на АЧХ фильтров третьего и четвертого порядков присутствует только один полюс затухания. При этом было установлено, что для фильтра третьего порядка наличие этого полюса определяется дополнительной индуктивной связью, и он присутствует даже в случае, когда  $C_{12} = 0$ ,  $k_{12} \neq 0$ , в то время как для фильтра четвертого порядка полюс существует лишь  $C_{12} \neq 0$ , а  $k_{12} = 0$ , как и в случае с ФНЧ второго порядка. Параметры эквивалентных схем, использованных для построения представленных на рисунке 3.65 кривых, приведены в таблице 3.24.

Таблица 3.24 – Параметры эквивалентных схем фильтров нижних частот

Порядок	$L_1$	$L_2$	$L_3$	$C_1$	$C_{12}$	$k_{12}$	$C_2$
II	9.1	5	3.3	4.55	0.672	0.01	
III	8.55	14.8	5.55	4.9	0.001	0.272	3.54
IV	8.85	16.9	17.1	4.75	0.099	0.01	5.52

Проверка работоспособности предложенной конструкции проводилась с помощью синтеза электродинамических моделей в программе CST Studio Suite для всех трех структур. Была использована подложка из керамики «Поликор» толщиной 0.5 мм ( $\epsilon_r = 9.8$ ), которая помещалась в латунном корпусе на расстоянии 5 мм от верхней и нижней крышек. Низкоомные части нерегулярного проводника были взяты шириной 3.7 мм, а ширина его индуктивной части – 0.1 мм, соотношение и длина отрезков линий подбирались таким образом, чтобы частота среза по уровню  $-3$  дБ  $f_c = 1000$  МГц, все три схемы имели идентичную частоту полюса затухания, общий уровень подавления в полосе заграждения превосходил 40 дБ, а уровень обратных потерь в полосе пропускания был не более 20 дБ. Сравнение всех шести характеристик представлено на рисунке 3.66.

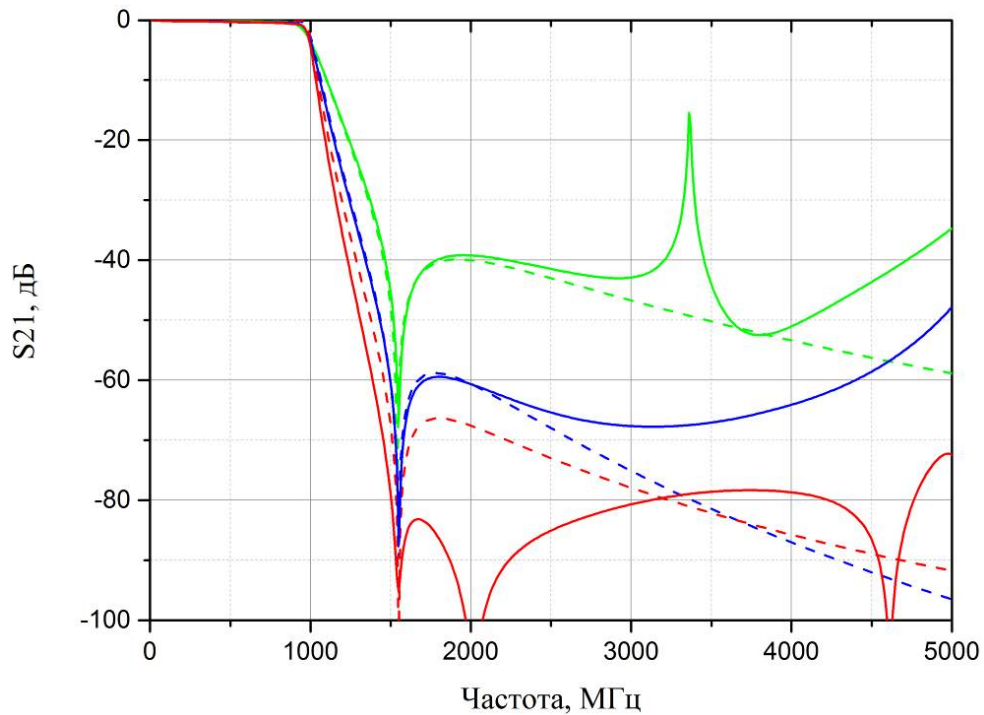


Рисунок 3.66 – Сравнение АЧХ ФНЧ второго (зеленая линия), третьего (синяя линия) и четвертого порядка (красная линия) эквивалентной схемы (штриховая линия) и 3D модели (сплошная линия)

Анализ кривых показывает, что в конструкциях второго и третьего порядка как для эквивалентных схем, так и для полных электродинамических моделей наблюдается одинаковый наклон склона полосы пропускания. При этом на АЧХ электродинамических моделей присутствуют резонансы высших мод, которые значительно снижают ширину полосы заграждения. В то же время для конструкций четвертого порядка было установлено, что существуют большие различия между характеристикой, полученной путем анализа эквивалентной схемы, и характеристикой, полученной в результате анализа электродинамической модели. Так, на АЧХ электродинамической модели наблюдается дополнительный полюс затухания, который значительно повышает как прямоугольность склона фильтра, так и глубину полосы заграждения.

Как и для случая фильтра верхних частот, реализация конструкции фильтра нижних частот по технологии многослойных печатных плат осуществлялась на структуре, содержащей 6 диэлектрических и 12 металлических слоев (рисунок 3.65).

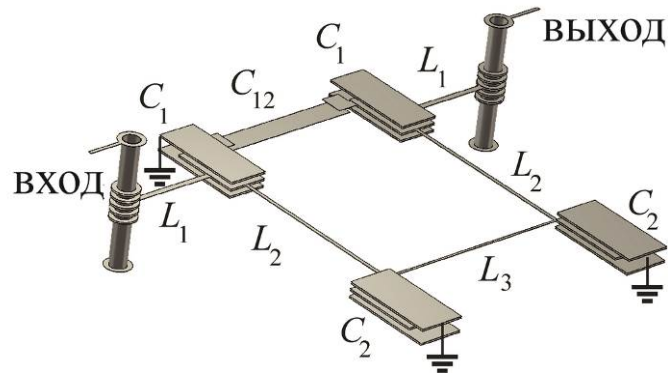


Рисунок 3.65 – Структура проводников многослойного высокоселективного ФНЧ

Из рисунка видно, что емкости  $C_1$  и  $C_2$  имеют 3 обкладки, из которых первая и третья обкладка замкнуты на экран, а к внутренней обкладке подключены все индуктивности, выполненные в виде отрезка линии, расположенной только на одном внутреннем слое. Емкость  $C_{12}$  сформирована из отрезка линии, расположенной на нижнем слое структуры, а также из фрагментов обкладки конденсаторов, находящихся на внутреннем слое. Для подключения структуры к внешним линиям передачи используются два сквозных металлизированных отверстия, идущие от самого верхнего металлического слоя до нижнего. На верхнем слое они подключены к копланарным линиям передачи, подключение к структуре фильтра происходит на слое, содержащем незамкнутые участки емкости  $C_1$ , с помощью отрезков полосковых линий, являющихся индуктивностями  $L_1$ . И, как и в случае с фильтром верхних частот, структура фильтра нижних частот отделена от внешних экранов толстым диэлектриком.

Проверка работоспособности конструкции проводилась с помощью фильтра с частотой среза по  $-3$  дБ  $f_c = 1750$  МГц, который был синтезирован в CST Studio Suite и изготовлен по технологии многослойных печатных плат со структурой и материалами, ранее представленными для фильтра верхних частот. Экранировка фильтра достигалась путем гальванического осаждения на его поверхности 20 мкм меди. На рисунке 3.66 представлено сравнение характеристик синтезированного и изготовленного фильтров, а также его фотография. Видно, что наблюдается хорошее согласие между теорией и экспериментом как в части характеристик полосы пропускания (частота среза, уровень вносимых потерь), так и в части полосы заграждения (положение полюсов затухания, глубина полосы заграждения). Размеры изготовленного фильтра составляют  $22 \times 16 \times 5.25$  мм<sup>3</sup> при весе устройства менее 4 граммов.

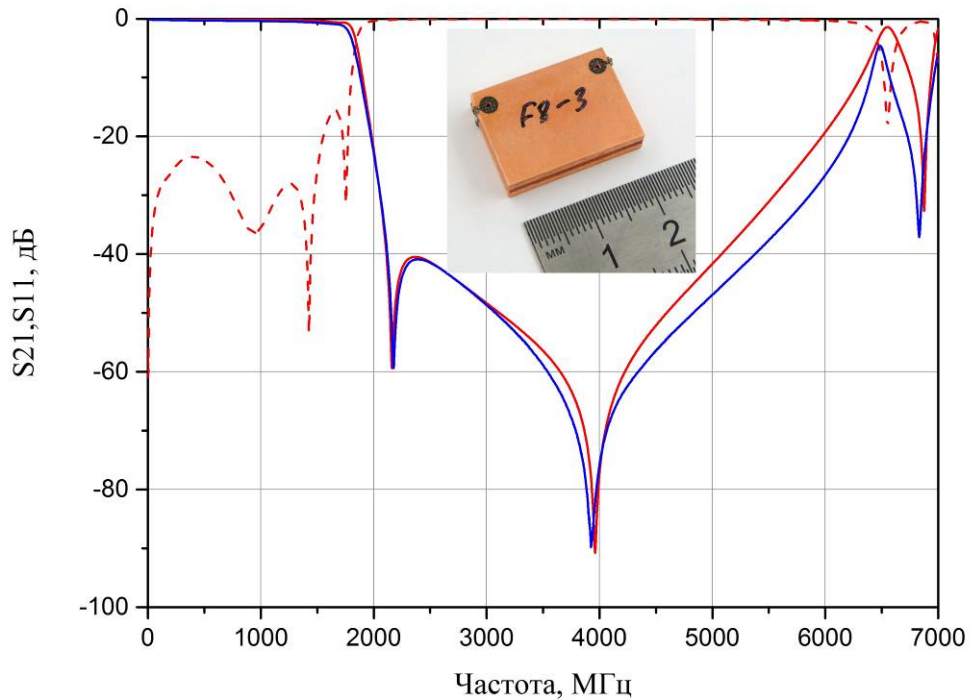


Рисунок 3.66 – Сравнение АЧХ 3D модели ФНЧ (синяя линия) и изготовленного на ее основе макета (красная линия), а также фотография макета

Как уже было отмечено, построение сверхширокополосных фильтров по принципу каскадного соединения фильтров нижних и верхних частот позволяет реализовывать сверхширокополосные устройства. Так, относительная ширина полосы может превышать 150 %, кроме того, наклон низкочастотного склона, как и низкочастотная полоса заграждения, будет определяться характеристиками фильтра верхних частот, в то время как характеристики фильтра нижних частот будут определять не только наклон высокочастотного склона, но и характеристики высокочастотной полосы заграждения, в том числе протяженность полосы заграждения и ее глубину.

Логично предположить, что, используя каскадное соединение предложенных конструкций ФВЧ и ФНЧ, можно создавать СШП с уникальными электрическими характеристиками. Синтез СШП фильтра был проведен в той же программной среде, что и ФНЧ, и ФВЧ отдельно, при этом первичный синтез устройств проводился независимо, после чего была создана структура, содержащая обе топологии, и проводилась донастройка фильтров в каскадном соединении, в частности, регулировались параметры крайних элементов, так как при каскадном соединении структур происходит расстройка частот именно тех элементов, которыми происходит соединение устройств.

При синтезе фильтра использовались структура многослойной платы и материалы, ранее описанные для ФНЧ и ФВЧ, что значит, что в структуре было доступно двенадцать металличе-

ских слоев, из которых два отведено для внешних экранов, и только пять уникальных слоев, отличающихся по топологии как для ФНЧ, так и для ФВЧ, что обусловлено необходимостью зеркально отражать топологию по обе стороны от слоя препрега, используемого для совместного прессования плат в единую структуру.

На рисунке 3.67 приведена структура синтезированного фильтра: а) топология слоев, со скрытыми диэлектриками; б) послойное отображение всех топологий структуры; в) внешний вид фильтра. Золотистым цветом на рисунке показаны медные полосковые проводники и экраны, бирюзовым – диэлектрик F4BM, бордовым – диэлектрик RO4003C, темно-синим – диэлектрик RO4450B. Как видно из рисунка 3.67(б), все металлические слои имеют общую металлическую рамку, повышающую процент выхода годных устройств. При фрезеровании контура фильтра фреза с избытком заходит в структуру устройства, обнажая металлические слои, в этом случае, когда осуществляется процесс гальванического роста меди на поверхности структуры, происходит гарантированное заземление проводников структуры.

Если обратиться к топологиям структуры, показанным на рисунке 3.67(б), то видно, что:

- 1) слои M1 и M12, являясь верхним и нижним экранами структуры, отличаются только наличием отрезков линий передачи, используемых для подключения фильтров к внешним линиям передач;
- 2) слои M2, M3, M10 и M11 – полностью идентичны и несут на себе внешние (верхние и нижние) обкладки емкости фильтра верхних частот  $C_{H1}$  (емкости  $C_1$  фильтра верхних частот);
- 3) слои M4 и M9 содержат верхнюю часть внутренней обкладки конденсатора ФВЧ  $C_{H1}$ , а также верхние части внешних обкладок конденсаторов ФНЧ  $C_{L1}$  и  $C_{L2}$  (емкости  $C_1$  и  $C_2$  фильтра нижних частот);
- 4) слой M5 отличается от вышеуказанных наличием индуктивности  $L_{H1}$  (индуктивность  $L_1$  фильтра верхних частот);
- 5) слой M8 содержит вторую часть индуктивности  $L_{H1}$ , нижнюю часть внутренней обкладки конденсатора ФВЧ  $C_{H1}$ , а также нижние части внешних обкладок конденсаторов ФНЧ  $C_{L1}$  и  $C_{L2}$ , кроме того, слой содержит нижнюю обкладку дополнительной емкости связи  $C_{L12}$ ;
- 6) слой M6 содержит верхние части центральных обкладок всех конденсаторов в структуре фильтра ( $C_{H1}$ ,  $C_{L1}$ ,  $C_{L2}$ );
- 7) слой M7 является фактически центральным слоем, содержащим все индуктивности фильтра нижних частот ( $L_{L1}$ ,  $L_{L2}$ ,  $L_{L3}$ ), нижние части центральных обкладок всех конденсаторов в структуре фильтра ( $C_{H1}$ ,  $C_{L1}$ ,  $C_{L2}$ ) и линии, соединяющие фильтры верхних и нижних частот.

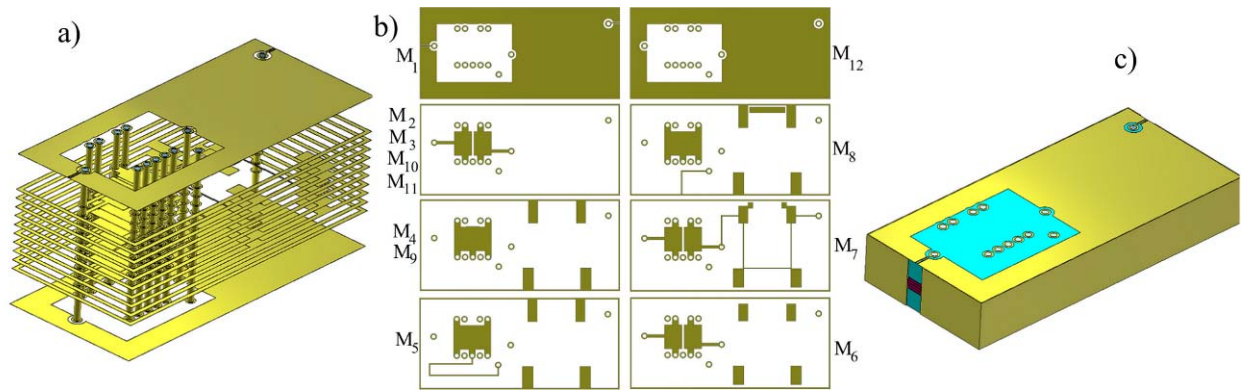


Рисунок 3.67 – Конструкция многослойного высокоселективного СШП фильтра. Структура полосковых проводников со скрытыми диэлектриками (а); послойное отображение всех топологий структуры (b); внешний вид фильтра (с)

Как уже было отмечено при описании ПЗФ, на первом этапе разработки фильтра производилась процедура независимого синтеза фильтров верхних и нижних частот. Так, были получены затравочные параметры ФНЧ с частотой среза по уровню  $-1$  дБ  $f_c = 1750$  МГц и ФВЧ с частотой среза по уровню  $-1$  дБ  $f_c = 250$  МГц. После этого в среде разработки была сформирована структура, содержащая оба каскадно-соединенных фильтра с затравочными параметрами, после чего было проведена финальная настройка устройства. Одновременно с этим была создана эквивалентная схема синтезированного фильтра, имеющая те же частоты среза по уровню 1 дБ и тот же порядок фильтров, составляющих устройство. Эквивалентная схема имела следующие параметры:  $C_{L1} = 2.7$  пФ,  $C_{L2} = 3.3$  пФ,  $C_{L12} = 0.075$  пФ,  $C_{H1} = 10$  пФ,  $C_{H12} = 0.33$  пФ,  $L_{L1} = 4$  нГн,  $L_{L2} = 8.3$  нГн,  $L_{L3} = 8.45$  нГн,  $L_{H1} = 20.9$  нГн.

Фильтр был синтезирован для измерений с помощью зондовой станции, поэтому на верхнем слое металлизации были сформированы компланарные линии передач шириной 0.2 мм. Процесс измерения показан на рисунке 3.27, а сравнение характеристик, полученных по результатам моделирования и анализа эквивалентной схемы, представлено на рисунке 3.68.

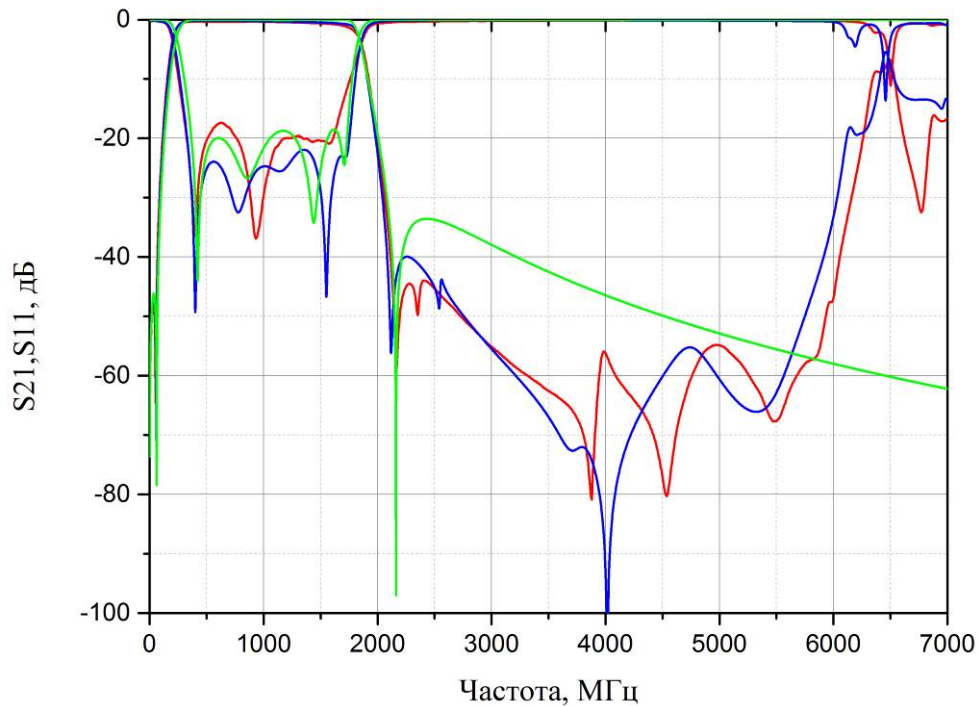


Рисунок 3.68 – Сравнение АЧХ 3D модели СШП-фильтра (синяя линия), изготовленного на ее основе макета (красная линия) и эквивалентной схемы (зеленая линия)

Из рисунка видно, что имеет место очень высокая степень согласия между теорией и экспериментом, при этом с высокой степенью точности совпали не только характеристики полосы пропускания, в том числе и уровень обратных потерь, но также и положение полюсов затухания в обеих полосах заграждения. Кроме того, наблюдается хорошее согласие по уровню и протяженности высокочастотной полосы заграждения. Размеры изготовленного фильтра составили  $35 \times 16 \times 5.25 \text{ мм}^3$  при массе менее 6.4 граммов.

Возникает вопрос, насколько разработанный фильтр будет иметь меньшие размеры и массу, чем аналогичные фильтры с такими же характеристиками, но изготовленные по обычной технологии с применением подложек из высокодобротной СВЧ-керамики, в частности керамики «Поликор», имеющей двухстороннюю топологию проводников.

Наряду с тем, что в двухпроводниковом СШП-фильтре применена высокодобротная керамика, чьи диэлектрические потери на порядок ниже, чем у материала RO4003C, в фильтре были увеличены расстояния до верхнего и нижнего экранов, что также увеличивает собственную добротность структуры. Если для многослойной структуры расстояние до экранов ограничено предельной толщиной многослойных печатных плат, составляющей 2 мм, и доступным материалом, то для фильтра на керамической подложке оно не ограничено и было выбрано равным 5 мм. На рисунке 3.69 приведено сравнение электрических характеристик обоих фильтров:



1. Фильтр по технологии печатных плат: ширина полосы пропускания по уровню  $-1$  дБ: 0.238-1.743 ГГц (152 %), минимальные вносимые потери в полосе пропускания: 0.3 дБ, прямоугольность фильтра ( $\Delta f_{30\text{дБ}}/\Delta f_{3\text{дБ}}$ ): 1.21, ширина полосы заграждения по уровню 40 дБ:  $6.16f_0$  (где  $f_0$  – центральная частота полосы пропускания).
2. Фильтр на подвешенной керамической подложке: ширина полосы пропускания по уровню  $-1$  дБ: 0.274-1.75 ГГц (146 %), минимальные вносимые потери в полосе пропускания: 0.15 дБ, прямоугольность фильтра ( $\Delta f_{30\text{дБ}}/\Delta f_{3\text{дБ}}$ ): 1.19, ширина полосы заграждения по уровню  $-40$  дБ:  $6.5f_0$ .

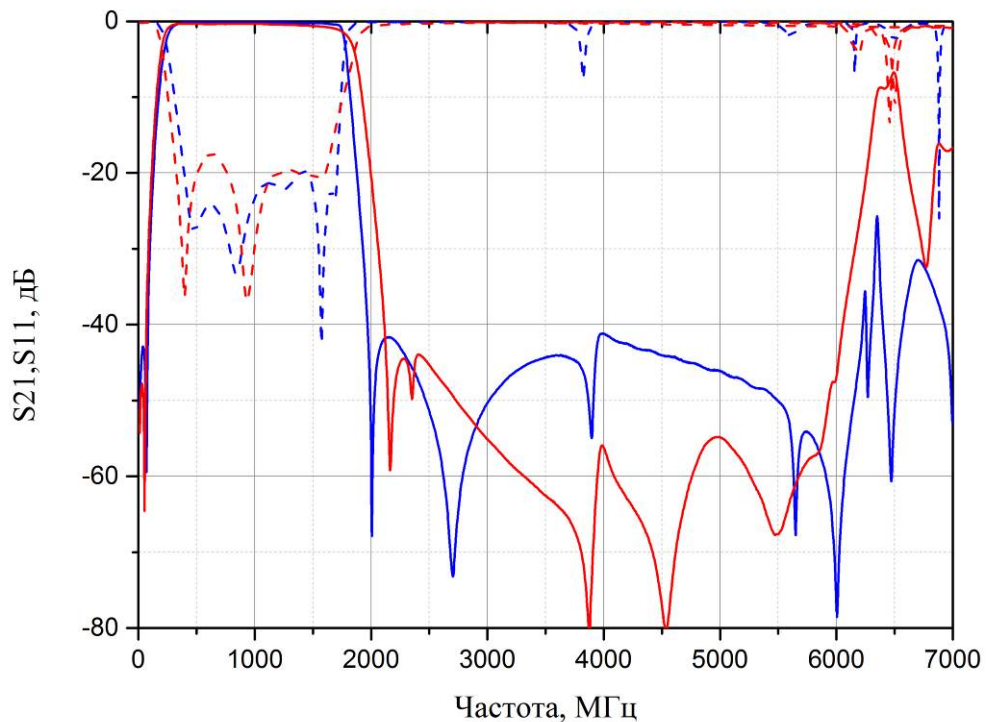


Рисунок 3.75 – Сравнение АЧХ СШП-фильтра по технологии ТМПП (красная линия) и фильтра на подвешенной высокодобротной керамической подложке (синяя линия)

Видно, что фильтры имеют близкие электрические характеристики, в том числе такие важные как прямоугольность, которая в этом случае во многом определялась конструктивным решением, приводящим к появлению полюсов затухания вблизи полосы пропускания. В то же время, если обратиться к рисунку 3.70, где проведено сравнение габаритов устройств, можно увидеть, что фильтр, выполненный по технологии многослойных печатных плат, значительно меньше ( $35 \times 16 \times 5.25 \text{ мм}^3$ ), чем фильтр на керамической подложке ( $40 \times 20 \times 12.5 \text{ мм}^3$ ). Куда большая разница наблюдается в массе устройств, где фильтр первого типа имеет вес менее 6.5 граммов, а фильтр второго типа – 45.8 граммов, то есть многослойный фильтр легче более



чем в 7 раз. При этом необходимо отметить, что фильтр на основе печатных плат совместим с технологией поверхностного монтажа элементов, в то время как для неинтегральных фильтров, в которых металлический корпус и подложка не являются единым целым, подготовка фильтра под поверхностный монтаж требует нетривиальных технических решений, усложняющих процесс серийного изготовления фильтров.

В таблице 3.25 показано сравнение обоих разработанных фильтров с СШП-фильтрами, представленными на данный момент в научной литературе. Из таблицы видно, что наряду со значительной миниатюрностью, а также наименьшими уровнями минимальных вносимых в полосу пропускания потерь, исследованная конструкция фильтра в обеих ее вариантах обеспечивает уникальную ширину полосы заграждения.

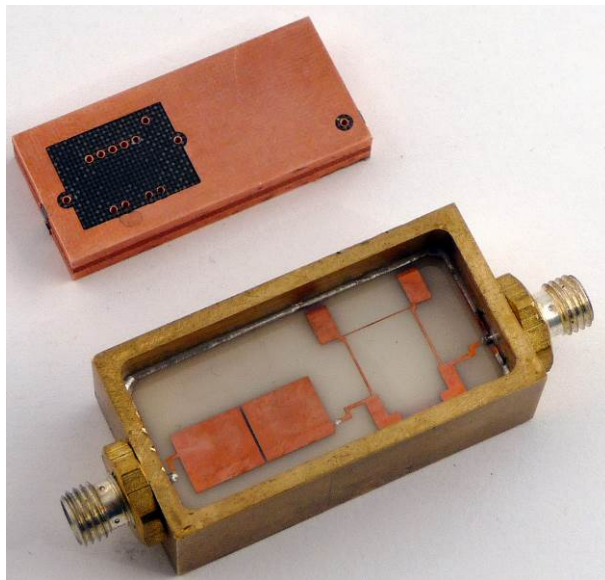


Рисунок 3.70 – Сравнение изготовленных СШП-фильтров с центральной частотой 1000 МГц, изготовленных по ТМПП, и многокомпонентной, технологиями с применением на подвешенной подложки

Таблица 3.25 – Сравнение характеристик широкополосных и сверхширокополосных фильтров с фильтрами, опубликованными в литературе

Ссылка	Экранировка	$f_0$ , МГц	Размер, $\lambda_g^2$	$\Delta f/f_0$ , %	Потери, дБ	Полоса заграждения
[297]	Да	5480	0.303	14.8	1.44	40 дБ ( $1.6f_0$ )
[300]	Да	6850	0.26	118	1.1	-
[308]	Нет	6480	0.041	111	2.2	10 дБ ( $4.6f_0$ )
[309]	Нет	7300	0.003	115	1.5	15 дБ ( $2.7f_0$ )
[310]	Нет	1250	0.0002	118	0.7	10 дБ ( $4.0f_0$ )
[321]	Нет	1200	0.0024	123	0.3	30 дБ ( $4.5f_0$ )
[322]	Да	6850	-	110	1.0	47 дБ ( $2.5f_0$ )
[323]	Нет	6850	0.038	109.5	1.0	20 дБ ( $2.0f_0$ )
[324]	Нет	6950	0.04	108.5	0.48	20 дБ ( $2.0f_0$ )
[325]	Нет	6750	0.07	96.2	0.35	29 дБ ( $2.4f_0$ )
ТМПП	Да	990	0.007	152	0.3	40 дБ ( $6.16f_0$ )
Поликор	Нет	1010	0.01	146	0.15	40 дБ ( $6.5f_0$ )

Таким образом, предложенные новые конструкции фильтров нижних и верхних частот позволяют реализовать сверхширокополосные полосно-пропускающие фильтры с уникальными электрическими и физическими характеристиками. В частности, могут быть реализованы фильтры с уникальной глубиной и шириной полосы заграждения, при этом предложенные конструкции позволяют создавать устройства с применением материалов с невысокими диэлектрическими характеристиками.

### 3.6 Выводы к Главе 3

Применение технологии многослойных печатных плат для создания фильтров на многослойных многопроводниковых полосковых резонаторах позволяет изготавливать фильтры с уникальными массогабаритными и электрическими характеристиками. Так, переход от отдельного металлического или металлокерамического корпуса к технологическому процессу гальванического осаждения меди на поверхность многослойной металлодиэлектрической структуры фильтра позволяет значительно снизить размеры устройств и в несколько раз уменьшить его массу.

Актуальная проблема сильного влияния параметров технологических процессов и топологий металлических проводников на поверхности диэлектрических слоев на конечную толщину

ну препрега в структуре была решена применением зеркальной относительно препрега топологии проводников, что приводит к практически полному исключению влияния препрега на электрические характеристики структуры. Это особенно актуально для текучих препрегов, где конечная толщина может варьироваться до 30 % для одного и того же материала, но разных технологических режимов изготовления плат. Этим же подходом была решена проблема использования для совместного прессования препрегов с высокими диэлектрическими потерями, что позволило синтезировать и изготовить высокоселективные фильтры с малыми потерями.

Было подтверждено, что фильтры сохраняют свою работоспособность в широком диапазоне температур, а также могут работать с сигналами вплоть до 15 Вт входной мощности сигнала. При этом наличие большого спектра доступных на рынке материалов позволяет создавать как термостабильные устройства, не изменяющие параметры полосы пропускания в очень широком диапазоне температур, так и устройства с предельно допустимыми мощностями входных сигналов вплоть до 50 Вт.

Экспериментально было показано, что на одной многослойной печатной плате можно реализовать устройства с широким диапазоном частот, применяя только один тип резонаторов, в частности, был полностью перекрыт дециметровый диапазон длин волн, при этом за счет новых конструкций резонаторов на основе двухспиральных структур был охвачен еще и метровый диапазон длин волн.

С точки зрения серийного производства предложенный подход и используемые резонаторы позволяют значительно снизить себестоимость фильтров:

- для создания фильтров могут применяться материалы с низкой стоимостью без значительных потерь в электрических характеристиках;
- применение многопроводниковых многослойных полосковых резонаторов даже с использованием диэлектриков с низкой диэлектрической проницаемостью позволяет в дециметровом диапазоне длин волн реализовывать миниатюрные фильтры, сравнимые по размерам с фильтрами, изготовленными с применением двухпроводниковых полосковых резонаторов на подложках из керамики с высокой диэлектрической проницаемостью;
- возможность в рамках одной многослойной печатной платы одновременно производить большую номенклатуру фильтров, что позволит избежать затоваривания складов при мелко- и среднесерийном производстве миниатюрных устройств;
- применяемая технология является одной из самых известных, регламентированных и имеет значительную поддержку как от производителей оборудования, так и от производителей материалов, что позволяет изготавливать многослойные печатные платы с большим процентом выхода годных устройств.

Представленные в главе результаты опубликованы в работах [311, 312, 316, 320, 326-332], а разработанные конструкции фильтров введены в номенклатуру продукции АО «НПП «Радиосвязь».

## ГЛАВА 4. Методы улучшения электрических и физических характеристик диплексеров

В структуре многоканальной системы связи, использующей единую антенну для работы с сигналами со всех каналов системы, диплексеры, триплексеры или мультиплексеры, частотно-селективные устройства, имеющие один общий вход и несколько выходов, являются первым элементом в цепочке, и их размеры и характеристики могут определять сложность, а соответственно, размеры и цену первых каскадов системы связи. В частности, применение высокоселективных диплексеров, в которых каналы устройства имеют высокую прямоугольность полосы пропускания, а также большую развязку на частотах соседних каналов, позволяет избежать необходимости использовать дополнительные канальные полосно-пропускающие фильтры. Кроме того, применение высокоселективных ЧСУ в составе первых каскадов систем связи позволяет снизить требования, предъявляемые к используемым антеннам. Особую актуальность данные устройства приобретают в случае, когда частоты используемых каналов находятся близко друг к другу, либо имеются рядом стоящие помехи, которые будут крайне негативно сказываться на работе системы связи. Так, в системах сотовой мобильной связи в абонентских станциях применяются диплексеры, построенные на полосно-пропускающих фильтрах ПАВ и ОАВ, которые обеспечивают высокую прямоугольность полосы пропускания, необходимую для организации двух каналов, отстоящих друг от друга всего на 50 МГц при рабочих частотах порядка 2600 МГц. Однако применение ПАВ- и ОАВ-фильтров в качестве канальных устройств в диплексерах и мультиплексерах имеет ограничения, несмотря на свои малые размеры, высокую температурную стабильность и прямоугольность полосы пропускания. Так, данный тип фильтров не позволяет обеспечить большую развязку каналов в структуре устройства, не совместим с сигналами высокой мощности, и по этой причине применяется только в абонентских станциях, в то время как в базовых станциях применяются фильтры на основе штыревых резонаторов.

Поиск в литературе возможных решений в области разработки диплексеров показал, что особое внимание разработчики уделяют либо конструированию канальных устройств и повышению их электрических характеристик, либо их миниатюризации, в то время как недостаточно внимания уделяется поиску новых способов согласования канальных структур с общим входом устройства. И если для фильтров на основе ПАВ и ОАВ применение Y- и T-образных разветвлений еще допустимо, в силу миниатюрности каналов, то в диплексерах на основе микрополосковых или полосковых резонаторов указанный вид согласующих цепей (СЦ) приведет к дополнительному нежелательному увеличению размеров устройства.

Схожая проблема нежелательного увеличения габаритов устройств будет наблюдаться, если повышение селективности каналов и увеличение развязки каналов будет достигаться за счет увеличения числа резонаторов в каналах устройств.

Таким образом, необходимо добиваться улучшения электрических характеристик диплексов с одновременной их миниатюризацией за счет разработки новых типов согласующих цепей с входным портом и применения миниатюрных высокоселективных канальных фильтров.

#### **4.1 Новые и модернизированные конструкции согласующих цепей**

При разработке новых способов согласования канальных фильтров с общим входом диплексера необходимо стремиться к соблюдению целого ряда условий, влияющих на процесс синтеза и процесс серийного изготовления устройств:

- 1) «Минимальное число параметров согласующей цепи».

Диплексер или мультиплексер и с точки зрения синтеза является устройством гораздо более сложным, чем полосно-пропускающие фильтры, образующие каналы данного устройства. И одной из самых сложных процедур синтеза является согласование устройства одновременно на нескольких частотах с несколькими каналами, имеющими независимые выходы. По этой причине конструкция согласующей цепи должна быть по возможности как можно более простой.

- 2) «Независимость настройки каналов».

Конструкция диплексера и конструкция согласующей цепи должна позволять проводить независимую настройку каналов диплексера, в том числе регулировку связи со входом, как при синтезе устройства, так и на этапе регулировки при производстве.

- 3) «Независимость характеристик согласующей цепи от характеристик канальных фильтров».

Несмотря на то, что использование двухмодового резонатора в качестве согласующей цепи в диплексере достаточно часто встречается в иностранной научной литературе, на практике подобная реализация будет усложнять процесс серийного производства. Кроме того, как было отмечено в обзоре, с применением подобного типа согласующих цепей фактически невозможно создавать диплексеры с близким расположением полос пропускания.

- 4) «Большой диапазон реализуемых коэффициентов связи».

При разработке новых конструкций согласующих цепей необходимо исходить из принципа универсальности, то есть разрабатываемая согласующая цепь должна обеспечивать широкий диапазон реализуемых полос пропускания для обоих каналов, что позволит не создавать

под каждую конкретную задачу новую конструкцию согласующей цепи, а иметь линейку универсальных решений для разных типов резонаторов.

С учетом вышесказанного, при разработке диплексеров метрового и дециметрового диапазонов длин волн, в том числе и диплексеров для ГНСС, было рассмотрено и исследовано три конструкции согласующей цепи.

#### **4.1.1 Согласование каналов микрополоскового диплексера с помощью нерезонансного отрезка микрополосковой линии**

Нерезонансный отрезок микрополосковой/полосковой линии является ярким примером простой согласующей цепи, которая может быть выполнена как в виде простого регулярного отрезка линии передач, имеющей только два собственных параметра, так и в форме нерегулярного отрезка линии передач, если в конструкции необходимо обеспечить разные коэффициенты связи с каналами диплексера при смещенном относительно друг друга расположении топологий каналов. В силу простоты такой конструкции согласующей цепи она активно используется разработчиками диплексеров [221, 222], однако не обеспечивает независимой настройки каналов, а также позволяет согласовывать только сравнительно узкополосные каналы. В литературе отсутствуют данные о предельных величинах полос пропускания диплексеров с данным типом СЦ, а в силу того что для маломощных усилителей мощности (МШУ) ГНСС должна была быть разработана линейка диплексеров с разной шириной полос пропускания, но с единой конструкцией, было проведено исследование коэффициентов связи согласующей цепи с входными резонаторами каналов и последующим определением предельно достижимых полос пропускания.

На рисунке 4.1 представлена топология микрополоскового диплексера, содержащего двухзвенные каналы и использующего нерезонансный отрезок микрополосковой линии в качестве согласующей цепи. Подключение выходов диплексера осуществлялось кондуктивным способом.

При проведении исследований был использован модифицированный энергетический подход, позволяющий рассчитывать частотно-зависимые коэффициенты связи [247] и не требующий идентичности взаимодействующих проводников, каковой является структура «согласующая цепь/входной резонатор канала».

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





Энергия, запасаемая в проводниках, определялась через частотные зависимости распределений амплитуд токов и напряжений в силу конфигурации системы (погонные параметры связанных микрополосковых линий являются константами) методом квазистатического приближения. Магнитная (индуктивная) и электрическая (емкостная) энергии, запасаемые в отдельности каждым проводником, определяются как суммы активной и реактивной энергий, которые принято называть полными или комплексными энергиями:

$$\begin{aligned}
 E_{1L} &= \frac{1}{2} \int_0^{l_1} L_1 I_1(x) I_1^*(x) dx, \\
 E_{2L} &= \frac{1}{2} \int_0^{l_{mc}} L_2 I_2(x) I_2^*(x) dx, \\
 E_{1C} &= \frac{1}{2} \int_0^{l_{mc} - \Delta l_1} (C_1 + C_{12}) U_1(x) U_1^*(x) dx + \frac{1}{2} \int_0^{\Delta l_2} C_1 U_1(x) U_1^*(x) dx, \\
 E_{2C} &= \frac{1}{2} \int_0^{\Delta l_1} C_2 U_2(x) U_2^*(x) dx + \frac{1}{2} \int_0^{l_{mc} - \Delta l_1} (C_2 + C_{12}) U_2(x) U_2^*(x) dx.
 \end{aligned} \tag{4.3}$$

А магнитная (индуктивная) и электрическая (емкостная) энергии, запасаемые проводниками совместно:

$$\begin{aligned}
 E_{12L} &= \text{Im} \int_0^{l_{mc} - \Delta l_1} L_{12} I_1(x) I_2^*(x) dx, \\
 E_{12C} &= \text{Im} \int_0^{l_{mc} - \Delta l_1} C_{12} U_1(x) U_2^*(x) dx.
 \end{aligned} \tag{4.4}$$

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

На рисунке 4.2 показаны исследуемые системы (4.2(а) – для низкочастотного канала, 4.2(б) для высокочастотного канала) с указаниями линий сечения, по которым структуры были разбиты для проведения анализа. В модели были включены концевые емкости свободных краев проводников. Электромагнитное взаимодействие между проводниками из разных отрезков связанных линий в рамках модели не учитывалось.

Особенности формирования системы линейных уравнений и процесса их решения детально рассмотрены в [335] и поэтому не будут представлены в данной работе.

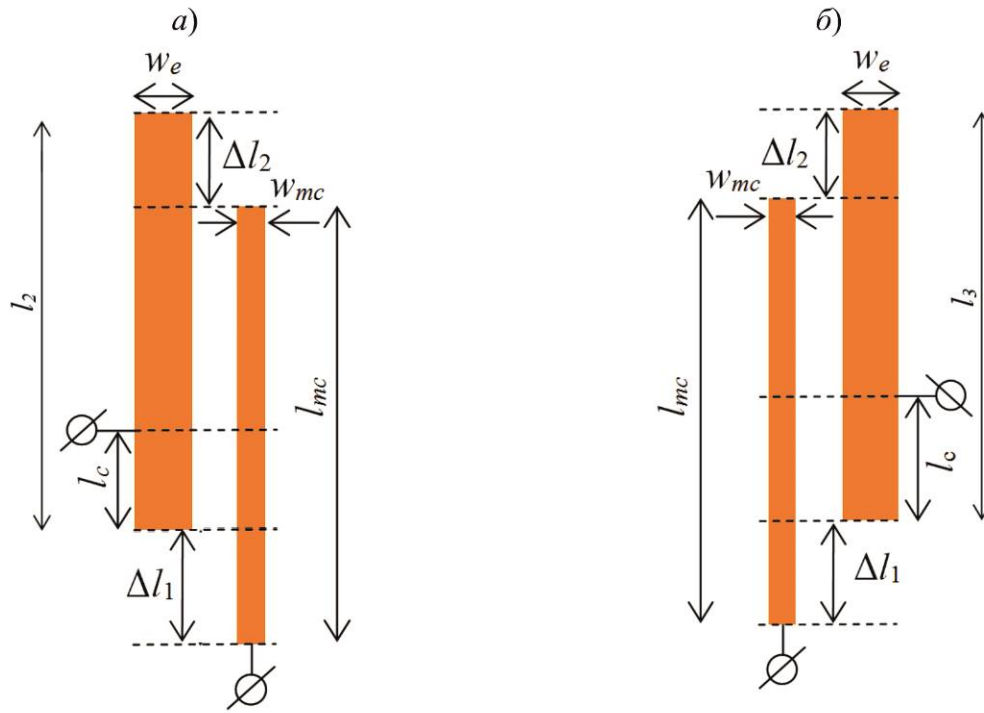


Рисунок 4.2 – Топологии субструктур «входной резонатор НЧ-канала / СЦ» (а) и «СЦ / входной резонатор ВЧ-канала» (б). Пунктиром показаны плоскости сечения систем на отрезки одиночных и связанных линий

На рисунках 4.3(а) и 4.3(б) приведены рассчитанные вышеописанным способом частотные зависимости коэффициентов емкостной  $k_C$  (зеленая линия), индуктивной  $k_L$  (красная линия) и полной  $k$  (синяя линия) связи согласующей цепи с входными резонаторами низкочастотного и высокочастотного каналов соответственно. При исследовании использовались следующие параметры согласующей цепи:  $l_{mc} = 15.0$  мм, поперечный размер  $w_{mc} = 0.2$  мм. Длина области перекрытия согласующего проводника и входных резонаторов  $l_{ov} = 8.5$  мм. Ширина резонаторов обоих каналов равнялась 1.0 мм, при длине резонатора низкочастотного канала, составляющей 16.0 мм, и длине резонатора высокочастотного канала – 13.0 мм.

Видно, что на центральной частоте низкочастотного канала (1254 МГц) и вблизи нее связь определяется индуктивным и емкостным (противоположным по знаку) взаимодействием. На центральной частоте высокочастотного канала (1596 МГц) связь в основном определяется индуктивным взаимодействием, т. к. емкостное взаимодействие невелико.

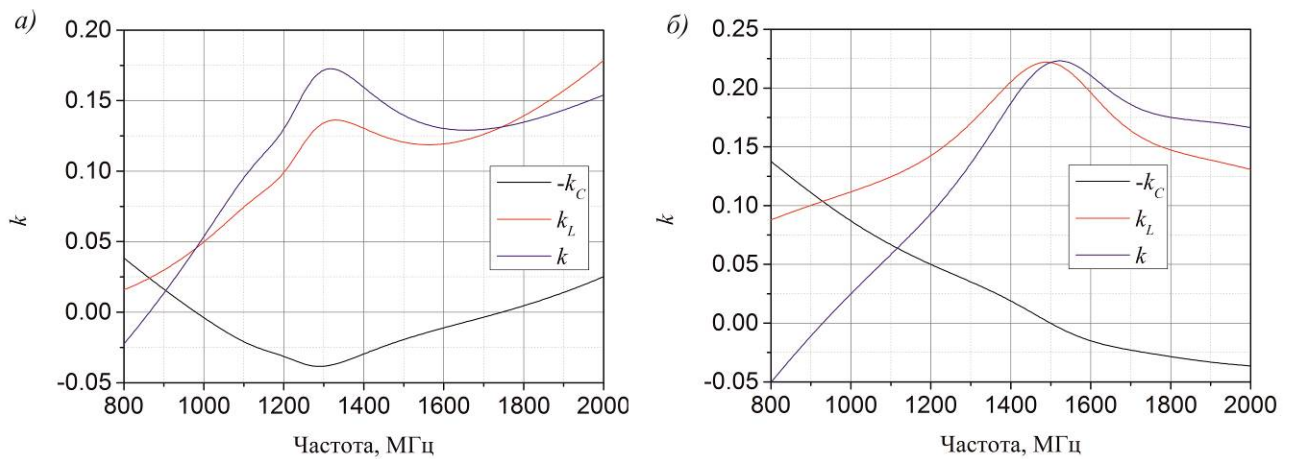


Рисунок 4.3 – Частотные зависимости коэффициентов связи субструктуры «СЦ / входной резонатор» для низкочастотного (а) и высокочастотного канала (б)

На рисунке 4.4 представлена зависимость величины полного коэффициента связи от расстояния между СЦ и резонатором, из которого видно, что с увеличением зазора будет наблюдаться монотонное уменьшение полного коэффициента связи для обоих каналов, то есть отсутствует область аномального поведения коэффициентов связи, когда с увеличением зазора между взаимодействующими проводниками наблюдается, наоборот, увеличение коэффициента связи, отсутствуют. Последнее крайне важно с точки зрения процесса синтеза диплексеров, так как настройка устройств, имеющих элементы, находящиеся в аномальной области связи, потребует значительных знаний и навыков со стороны разработчика. Обе кривые приведены для центральных частот каналов. Аналогичная ситуация будет наблюдаться и для зависимости полного коэффициента связи от ширины  $w_{мс}$  (рисунок 4.5): с увеличением ширины проводника наблюдается уменьшение коэффициента связи, обусловленное уменьшением плотности тока в проводнике и, как следствие, уменьшением взаимодействия между элементами. Наблюдаемое снижение коэффициента связи при ширине проводника согласующей цепи менее 0.2 мм обусловлено ростом импеданса линии и соответствующим снижением тока в проводнике.

Иное поведение коэффициентов связи было обнаружено для зависимости  $k$  от длины согласующей цепи и длины области связи. В обоих случаях (рисунок 4.6) наблюдается рост коэффициента связи, который достигает максимума при равенстве длины проводника СЦ длине резонатора или области связи длине резонатора, с которым она взаимодействует, после чего происходит уменьшение полного коэффициента связи. Этим же объясняется и смещение на 30 % положения максимума коэффициента связи. Так, для НЧ-канала длина резонатора составляет 16.0 мм, а для ВЧ-канала – 13.0 мм.

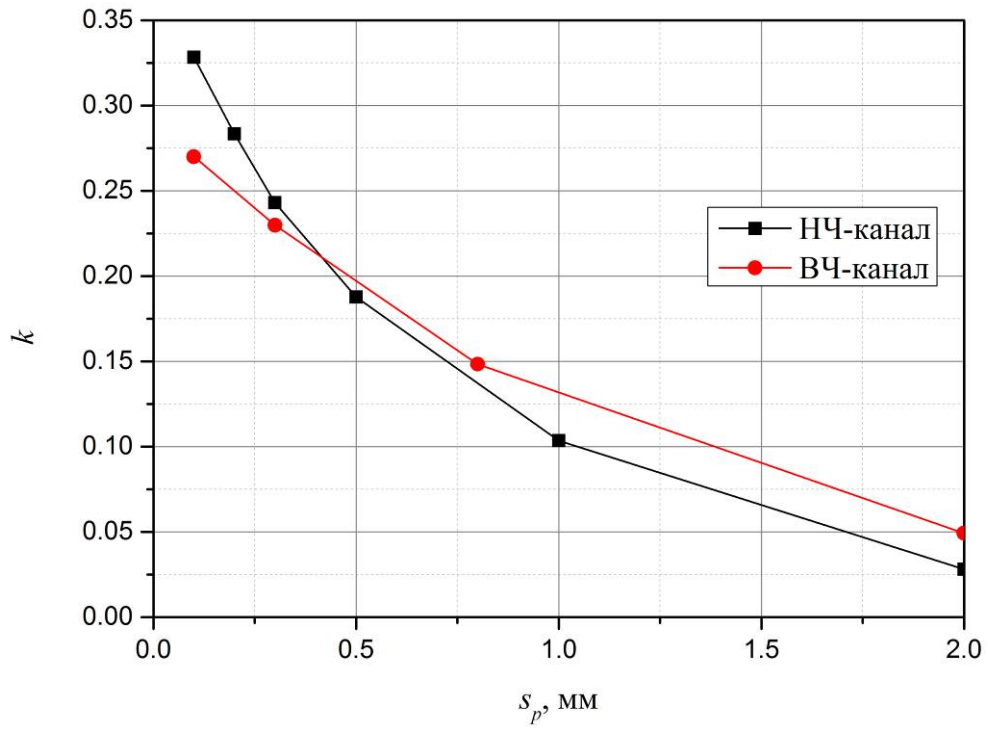


Рисунок 4.4 – Зависимость полного коэффициента связи от зазора между согласующей цепью и резонатором

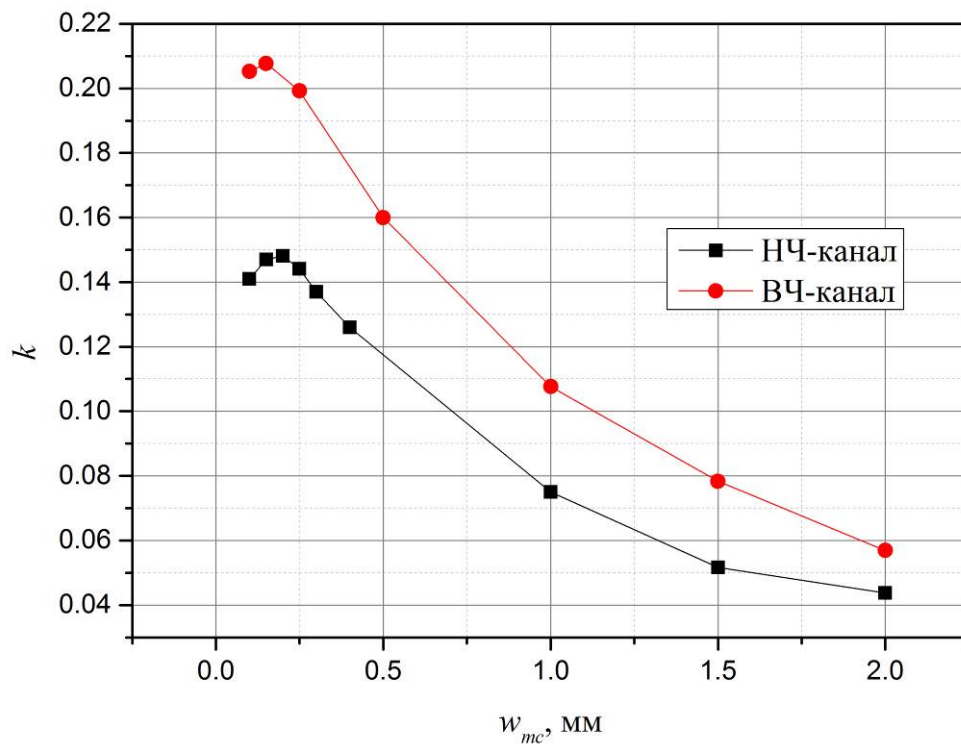


Рисунок 4.5 – Зависимость полного коэффициента связи от ширины проводника согласующей цепи

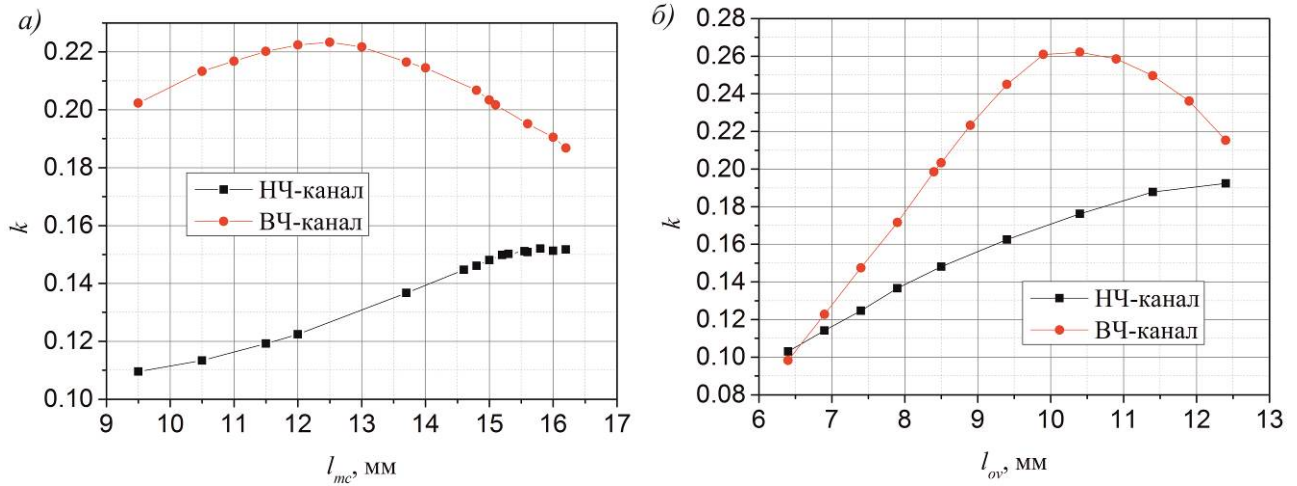


Рисунок 4.6 – Зависимость полного коэффициента связи субструктуры «СЦ / входной резонатор» от длины согласующей цепи (а) и длины области перекрытия (б)

Стоит также отметить, что значение полного коэффициента связи для высокочастотного канала, фактически для всех параметров согласующей цепи, превосходит значение для низкочастотного канала, при этом изменение длины области перекрытия для высокочастотного канала приводит к большему изменению коэффициента передачи. Объяснено это может быть тем, что в субструктуре наблюдается преимущественно индуктивная связь на резонансной частоте  $k_L \gg k_C$ , а в высокочастотном канале наблюдается больший градиент плотности тока по длине резонатора.

Проверка зависимостей, представленных на рисунке 4.5, была проведена прямым моделированием описанной системы в программе CST Studio Suite, где для каждого значения указанных параметров СЦ проводилась настройка полосы пропускания структуры так, чтобы уровень обратных потерь в полосе пропускания составлял  $-14$  дБ, после чего проводилось измерение реализуемой относительной ширины полосы пропускания по уровню  $-1$  дБ ( $\Delta f/f_0$ ). На рисунке 4.7 представлено сравнение результатов, полученных обоими методами для случая изменяемой длины согласующего проводника  $l_{cm}$ . Наблюдается высокое согласие между результатами, полученными обоими методами. Коэффициент связи и ширина полосы пропускания достигают максимума при равенстве  $l_{mc}$  и длины резонатора в субструктуре. Для сравнения, для НЧ-канала  $l_2$  в моделировании составляла 16 мм, максимум  $k$  и  $\Delta f/f_0$  достигался при  $l_{cm} \approx 15.8$  мм, для ВЧ-канала  $l_3$  в моделировании составляла 13 мм, максимум  $k$  и  $\Delta f/f_0$  достигался при  $l_{cm} \approx 12.5$  мм.

На рисунке 4.8 дано сравнение результатов, полученных обоими методами, при изменении области перекрытия  $l_{ov}$ , где также наблюдается хорошее высокое согласие между двумя методами.

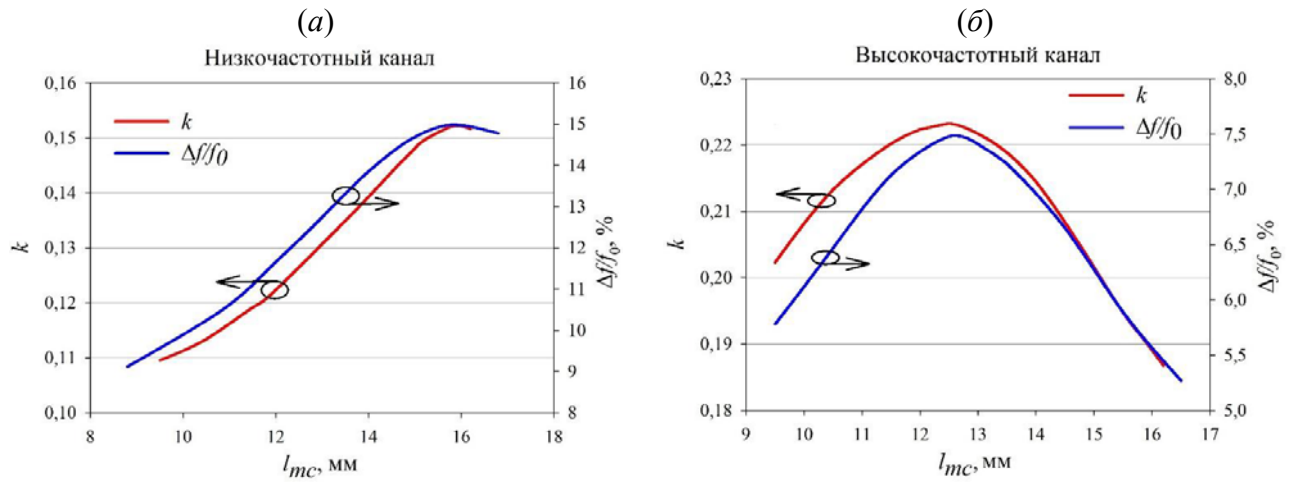


Рисунок 4.7 – Сравнение результатов, полученных прямым моделированием (синяя кривая) и анализом одномерных моделей (красная кривая) для НЧ-канала (а) и ВЧ-канала (б)

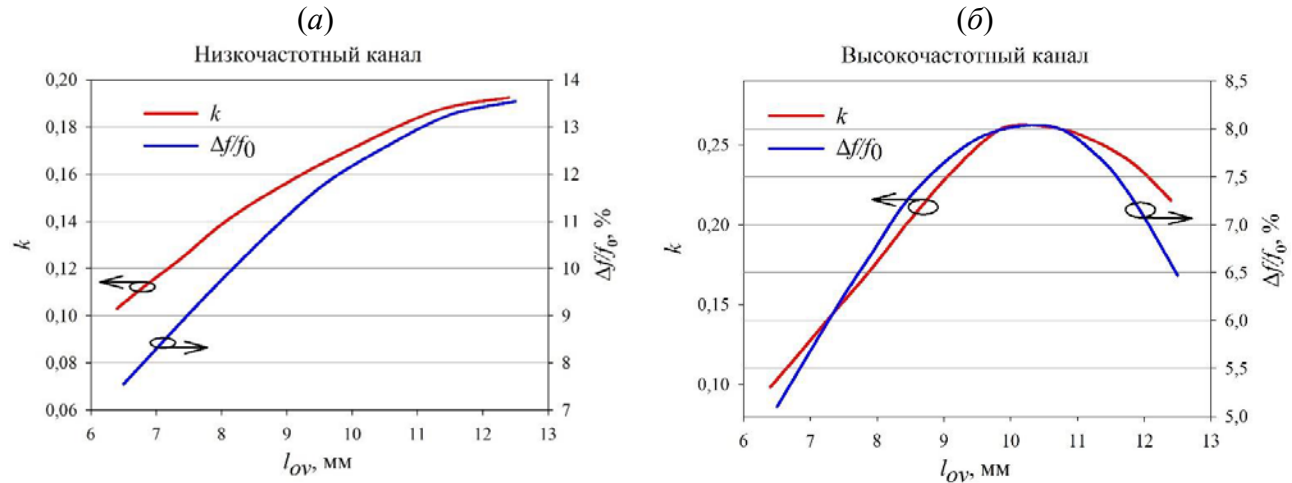


Рисунок 4.8 – Сравнение результатов, полученных прямым моделированием (синяя кривая) и анализом одномерных моделей (красная кривая) для НЧ-канала (а) и ВЧ-канала (б)

Проведенное исследование подтвердило, что применение модифицированного энергетического подхода для расчета коэффициентов связи двух проводников различных конфигураций, резонансные частоты которых не совпадают, оправданно, и в дальнейшем, при исследовании других цепей согласования, отсутствует необходимость проводить полное электродинамиче-

ское моделирование субструктуры «согласующая цепь/резонатор», занимающая значительное время, для получения результатов.

Была также сделана оценка предельно достижимой относительной ширины полос пропускания каналов двухзвенного диплексера на частоты ГЛОНАСС/GPS при условии, что конструкция будет реализована на подложке из керамики ТБНС толщиной 2.0 мм, ширине резонатора 1.0 мм, ширине проводника согласующей цепи  $w_{mc} = 0.2$  мм (что составляет максимум на кривых рисунка 4.4), зазоре между СЦ и первым резонатором превышающем 0.2 мм, и зазоре между резонаторами в канале диплексера превышающем 0.2 мм. Было установлено, что при этих условиях предельно достижимая ширина полосы пропускания низкочастотного канала сможет превысить 19 %, а высокочастотного канала – 15 %. При необходимости дальнейшего увеличения ширины полосы пропускания каналов диплексера придется сужать резонатор, взаимодействующий с входной согласующей цепью диплексера.

#### **4.1.2 Согласование каналов полоскового диплексера с помощью короткозамкнутого нерезонансного отрезка полосковой линии**

Согласующая цепь в виде нерезонансного отрезка микрополосковой линии, как понятно из названия параграфа, может применяться только для микрополосковой конструкции диплексера, а в случае, если на диплексер накладываются значительные масса-габаритные ограничения, или существуют повышенные требования к уровню вносимых потерь в полосе пропускания, разработчики вынуждены применять в конструкции диплексера одно- или двухпроводниковые резонаторы на подвешенной подложке. В этом случае применяются нерегулярные отрезки полосковой линии передач, которые во многом имеют те же достоинства и недостатки, что описаны выше. В том числе, одним из основных недостатков будет сильное влияние параметров одного канала на характеристики другого в процессе настройки, что усложняет процесс синтеза. И если для узкополосных диплексеров сантиметрового диапазона длин волн, имеющих однопроводниковую полосковую конструкцию резонаторов в каналах, этот эффект будет минимален, то в миниатюрных диплексерах с двухпроводниковыми резонаторами в каналах это явление значительно усложнит процесс синтеза и сделает крайне сложным процесс регулировки на стадии после производства.

Ранее было показано [336], что отрезки линии, замкнутые с обеих сторон на экран и расположенные в зазоре между двумя резонаторами, значительно уменьшают коэффициент связи между ними. Было сделано предположение, что применение короткозамкнутого отрезка полосковой линии в качестве СЦ позволит к тому же уменьшить негативный эффект взаимного влияния каналов.

На рисунке 4.9 представлена конструкция полоскового диплексера с нерезонансным отрезком полосковой линии, использованным в качестве согласующей цепи. Показанный диплек-

сер состоит из двухзвенных каналов, образованных двухпроводниковыми резонаторами, где проводники, расположенные на верхней стороне подложки, показаны оранжевым цветом, а проводники с нижней стороны показаны штриховой линией. Все три согласующие цепи выполнены идентичными: отрезок линии одним концом замкнут на экран, а другим – подключен к общему порту.

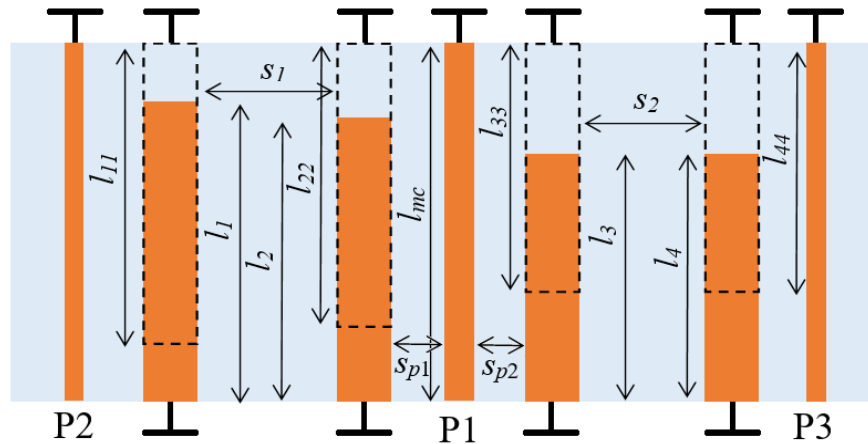


Рисунок 4.9 – Топология полоскового диплексера с нерезонансным короткозамкнутым отрезком ПЛ в качестве согласующей цепи

В силу того, что резонаторы устройства выполнены двухпроводниковыми, а согласующая цепь имеет однопроводниковую конструкцию, ее резонансная частота значительно выше рабочих частот диплексера. При ширине платы, равной длине согласующего проводника ( $l_{mc} = 5.5$  мм), и ширине проводников резонаторов 1 мм коэффициент перекрытия проводников резонаторов был подобран таким образом, чтобы центральная частота низкочастотного канала составляла 1239 МГц, а высокочастотного – 1596 МГц, в этом случае при ширине согласующей цепи  $w_{mc} = 0.5$  мм частота первой моды колебаний согласующего проводника составляет 2076 МГц. Благодаря этому он не влияет на характеристики каналов, к тому же СЦ сильно нагружена портом, и ее собственная добротность крайне мала, что не позволяет сформироваться паразитному резонансу.

Изложенная ранее методика расчета частотно-зависимых коэффициентов связи предназначена для описания взаимодействия двух отрезков микрополосковых линий. Ее модификация для применения к двухпроводниковым структурам на подвешенной подложке представляет собой очень непростую задачу. Необходимо отметить, что в отличие от ранее рассмотренной конструкции, где присутствовало большее число варьируемых параметров (длина проводника согласующей цепи  $l_{mc}$ , ширина проводника СЦ  $w_{mc}$ , смещение резонатора относительно СЦ  $l_{ov}$ , зазор между резонатором и СЦ  $s_p$ ), в данной конструкции имеются только 2 параметра. По этой



причине для данной конструкции СЦ исследования проводились по методике, основанной на определении относительной ширины полосы пропускания фильтра канала, которая соответствует варьируемому параметру СЦ при оптимальном согласовании ( $R = -14$  дБ).

На рисунке 4.10 представлены полученные зависимости  $\Delta f/f_0$  от ширины согласующего проводника  $w_{mc}$  как для низкочастотного (а), так и для высокочастотного (б) каналов. Зависимости представлены для различных значений зазора  $s_p$  между проводником СЦ и входным резонатором канала. Видно, что все представленные зависимости имеют одинаковый характер: с ростом ширины проводника согласующей цепи вначале наблюдается рост коэффициента связи, который достигает максимума при  $w_{mc} = 0.3 \dots 0.4$  мм, после чего величина связи монотонно снижается, уменьшая достижимую величину ширины полосы пропускания. Наличие максимума, наблюдаемого на всех шести кривых, связано с тем, что коэффициент связи зависит от плотности тока в проводнике согласующей цепи.

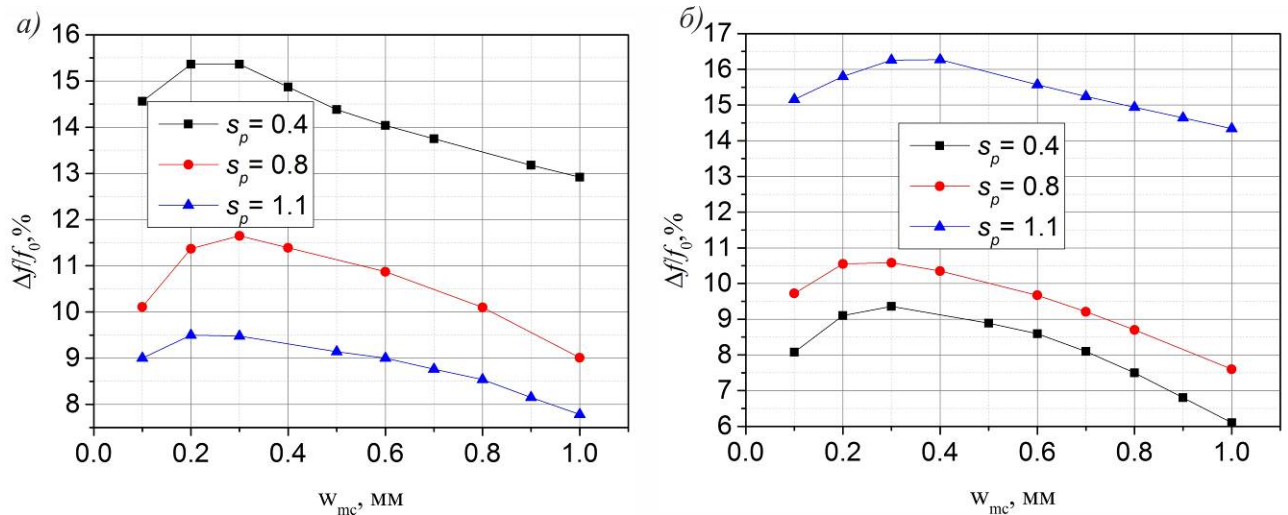


Рисунок 4.10 – Зависимости относительной ширины полосы пропускания каналов (фактически величины связи) от ширины согласующего проводника при различных зазорах  $s_p$  для НЧ-канала (а) и ВЧ-канала (б)

Оценка предельно достижимой ширины полосы пропускания диплексеров  $(\Delta f/f_0)_{max}$  для данного типа согласующей цепи проводилась методом моделирования каждого из каналов в программе CST Studio Suite, где каналы с частотами ГЛОНАСС/GPS  $L_1$  и  $L_2$ , выполненные с применением керамической подложки из керамики ТБНС ( $\epsilon = 80$ ), моделировались независимо. При проведении исследований были установлены ограничения в 0.2 мм для зазоров между резонаторами в канале и между согласующей цепью и резонатором. При исследовании сначала уменьшался зазор между двумя резонаторами фильтра канала, затем для усиления связи с под-

водящими линиями уменьшался зазор между СЦ и резонаторами до достижения требуемого уровня согласования. Эти шаги повторялись до достижения обозначенного ограничения либо по любому из зазоров. Было установлено, что для достижения зазора между резонаторами 0.2 мм необходимо было уменьшить ширину  $w_{mc}$  до 0.3 мм. Стоит отметить, что при изменении связи между согласующим проводником и входным резонатором канала приходилось подстраивать частоту последнего.

Было установлено, что предложенная конструкция согласующей цепи, а также двухпроводниковые полосковые резонаторы на подвешенной подложке позволяют реализовать полосы пропускания вплоть до 21 %, что было подтверждено синтезом диплексера с двухзвенными каналами на частоты ГЛОНАСС/GPS с применением нерезонансного короткозамкнутого отрезка ПЛ в качестве согласующей цепи. Более того, в процессе синтеза было установлено, что процесс настройки каналов диплексера происходит проще, чем для конструкции микрополоскового диплексера с нерезонансным отрезком МПЛ в качестве согласующей цепи.

Было проведено сравнение двух конструкций диплексеров, представленных на рисунках 4.1 и 4.9. Для обеих конструкций был выбран идентичный материал керамической подложки и ширина проводников резонаторов, каналы обоих резонаторов были образованы двухзвенными фильтрами. Оба диплексера были настроены таким образом, чтобы низкочастотный канал имел центральную частоту 1240 МГц и относительную ширину полосы пропускания 10 % по уровню  $-3$  дБ; высокочастотный канал имел центральную частоту 1600 МГц и те же 10 % относительной ширины полосы пропускания по уровню  $-3$  дБ. Для повышения собственной добротности резонаторов, диплексер на микрополосковых резонаторах был синтезирован на подложке толщиной 2 мм, а диплексер на двухпроводниковых полосковых резонаторах – 0.5 мм. Для микрополоскового диплексера расстояние до крышки составляло 6 мм, для полоскового – по 3 мм до каждой из двух крышек.

Микрополосковый диплексер имеет размеры  $15.1 \times 23$  мм<sup>2</sup>, в то время как полосковый диплексер на подвешенной подложке для достижения указанных характеристик полос пропускания, может быть реализован в размере  $6.0 \times 23$  мм<sup>2</sup>. При этом оба синтезированных диплексера показали одинаковый уровень минимальных вносимых потерь в полосе пропускания:  $\sim 0.7$  дБ для НЧ-канала и  $\sim 0.8$  дБ для ВЧ-канала. На рисунках 4.11 и 4.12 представлены АЧХ обоих синтезированных диплексеров. Стоит отметить, что при двукратно меньших размерах и более простом процессе синтеза диплексер на двухпроводниковых полосковых резонаторах имеет более широкую полосу заграждения.

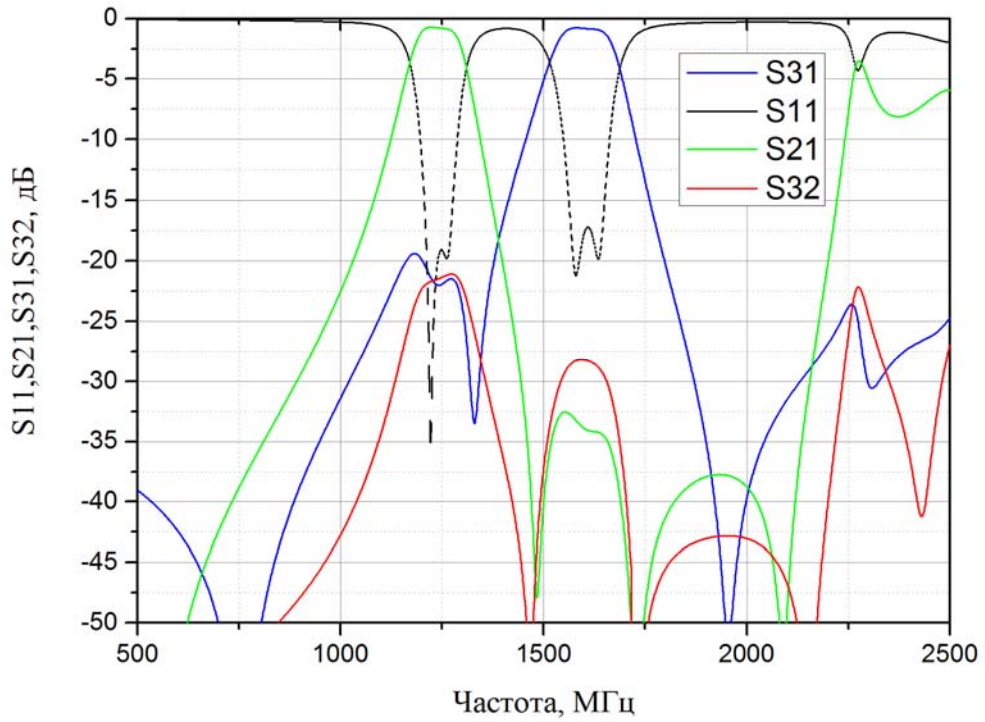


Рисунок 4.11 – АЧХ синтезированного микрополоскового диплексера с двухзвенными каналами

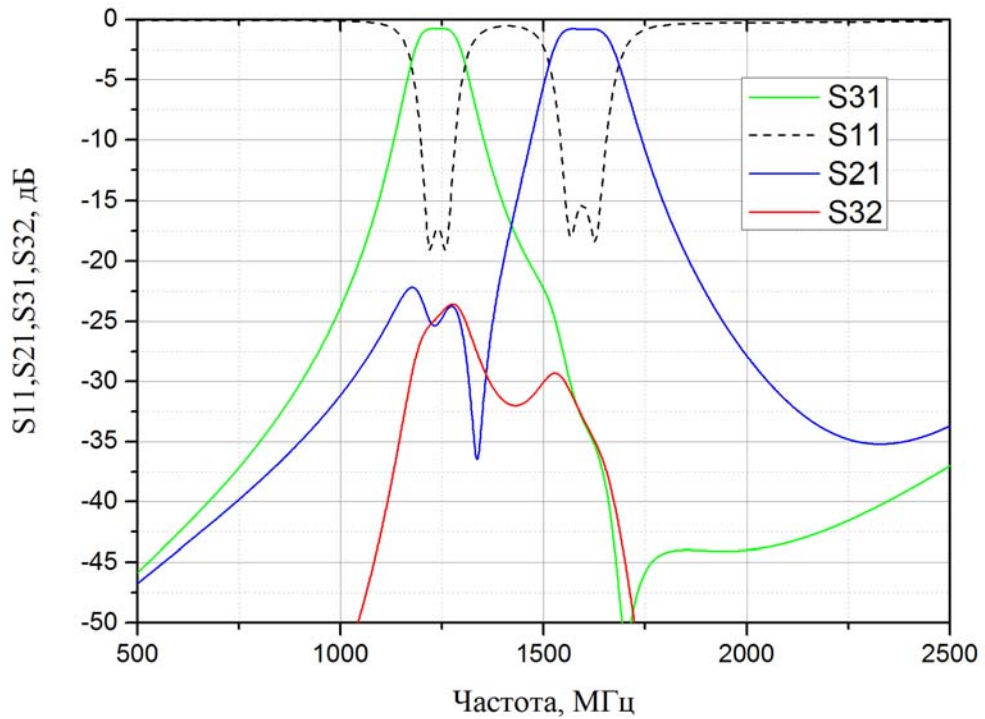


Рисунок 4.12 – АЧХ синтезированного полоскового двухпроводникового диплексера с двухзвенными каналами

С точки зрения серийного производства микрополосковая конструкция является более технологичной, так как она требует меньшего числа технологических процессов для изготовления. Кроме того, микрополосковое исполнение может быть совместимо с вариациями поверхностного монтажа элементов, когда сама плата диплексера монтируется на печатную плату, а крышка, объединенная с двумя или четырьмя стенками в единый конструктив, монтируется на плату отдельно. Полосковая конструкция диплексера требует наличия стенок и уступов, на которые укладывается диэлектрическая подложка, однако, как было отмечено ранее, создание конструктивного решения, совместимого с поверхностным монтажом, значительно усложнит процесс изготовления. В связи с этим применение диплексеров с двухпроводниковыми полосковыми резонаторами в составе канальных фильтров и нерезонансного отрезка полосковой линии передач в качестве согласующей цепи может быть рекомендовано только в случае, когда необходимо обеспечить высокую миниатюрность устройства, либо обеспечить большую развязку между выходами каналов.

#### **4.1.3 Согласование каналов микрополоскового диплексера с помощью нерегулярного П-образного короткозамкнутого полоскового проводника**

Очевидным способом уменьшить размеры микрополосковых диплексеров является применение четвертьволновых резонаторов в составе каналов. Для согласования микрополосковых диплексеров с четвертьволновыми резонаторами в каналах по входу была предложена новая конструкция согласующей цепи в форме П-образного проводника. Конструкция диплексера представлена на рисунке 4.13, из которого видно, что согласующая цепь выполнена в виде нерегулярного микрополоскового проводника, имеющего два девяностоградусных изгиба, при этом один конец проводника замкнут на экран, а ко второму подключается входной порт устройства. В такой конструкции с обоими каналами организуется электромагнитная связь, при этом в силу сложности конструкции согласующей цепи соотношение емкостной и индуктивной связи в составе полного коэффициента связи для каждого из каналов не очевидно и требует исследований.

Как и в случае с согласующей цепью на основе нерезонансного отрезка МПЛ, для расчета частотно-зависимых коэффициентов связи применялся модифицированный подход, что связано с большим отличием частот резонаторов и проводника согласующей цепи. Для этого была определена величина магнитной (индуктивной) и электрической (емкостной) энергий, запасаемых проводниками отдельно ( $E_{1L}$ ,  $E_{1C}$ ,  $E_{2L}$ ,  $E_{2C}$ ) и совместно ( $E_{12L}$ ,  $E_{12C}$ ), которые, в свою очередь, определяются из распределения токов и напряжений в проводниках. Их распределение определяется с помощью метода квазистатического приближения. На рисунке 4.14 представлены топологии анализируемых схем, из которых видно, насколько по-разному проводник согла-

сующей цепи взаимодействует с резонаторами каналов, а также представлено разбиение топологии на субструктуры, состоящие из одиночных или связанных микрополосковых линий, для которых были составлены одномерные модели.

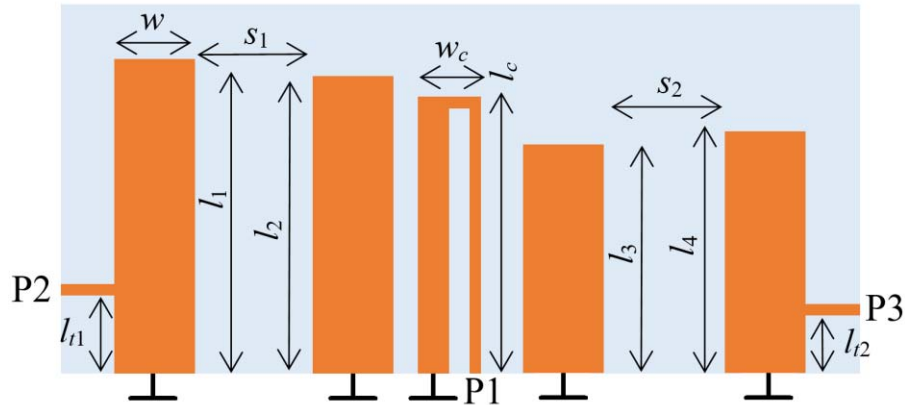


Рисунок 4.13 – Топология микрополоскового диплексера с нерегулярным П-образным короткозамкнутым проводником СЦ

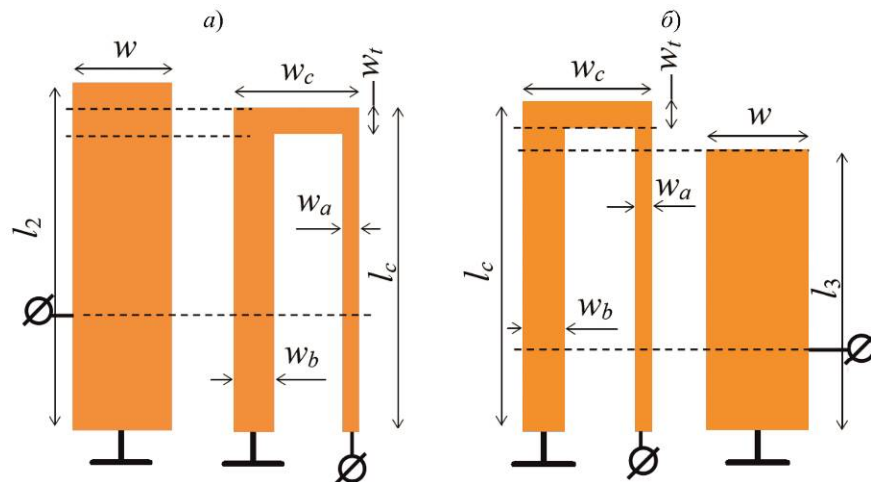


Рисунок 4.14 – Топологии субструктур «входной резонатор НЧ-канала – СЦ» (а) и «СЦ – входной резонатор ВЧ-канала» (б). Пунктиром показаны плоскости сечения субструктуры на отрезке одиночных и связанных линий

Процессы формирования системы линейных уравнений и их решения детально описаны в [335] и поэтому они не были представлены в данной работе, приведем лишь выражения для комплексных энергий, которые определяются как суммы активной и реактивной энергии и имеют разный вид для низкочастотного и высокочастотного каналов.

Для низкочастотного канала энергии будут определяться следующими выражениями:

$$\begin{aligned}
 E_{1L} &= \frac{1}{2} \int_0^{l_2} L_1 I_1(x) I_1^*(x) dx, \\
 E_{2L} &= \frac{1}{2} \int_0^{l_c} L_2 I_2(x) I_2^*(x) dx + \frac{1}{2} \int_0^{w_c} L_3 I_2(x) I_2^*(x) dx + \frac{1}{2} \int_0^{l_c} L_4 I_2(x) I_2^*(x) dx, \\
 E_{1C} &= \frac{1}{2} \int_0^{l_c} (C_1 + C_{12}) U_1(x) U_1^*(x) dx + \frac{1}{2} \int_0^{l_2 - l_c} C_2 U_1(x) U_1^*(x) dx, \\
 E_{2C} &= \frac{1}{2} \int_0^{l_c} C_2 U_2(x) U_2^*(x) dx + \frac{1}{2} \int_0^{w_c} C_4 U_2(x) U_2^*(x) dx + \frac{1}{2} \int_0^{l_c} C_5 U_2(x) U_2^*(x) dx.
 \end{aligned} \tag{4.5}$$

А магнитная (индуктивная) и электрическая (емкостная) энергии, запасаемые проводниками совместно:

$$\begin{aligned}
 E_{12L} &= \operatorname{Im} \int_0^{l_c} L_{12} I_1(x) I_2^*(x) dx + \operatorname{Im} \int_0^{l_c} L_{13} I_1(x) I_2^*(x) dx, \\
 E_{12C} &= \operatorname{Im} \int_0^{l_c} C_{12} U_1(x) U_2^*(x) dx + \operatorname{Im} \int_0^{l_c} C_{13} U_1(x) U_2^*(x) dx.
 \end{aligned} \tag{4.6}$$

Для высокочастотного канала энергии будут определяться следующими выражениями:

$$\begin{aligned}
 E_{1L} &= \frac{1}{2} \int_0^{l_c} L_1 I_1(x) I_1^*(x) dx + \frac{1}{2} \int_0^{w_c} L_2 I_1(x) I_1^*(x) dx + \frac{1}{2} \int_0^{l_c} L_3 I_1(x) I_1^*(x) dx, \\
 E_{2L} &= \frac{1}{2} \int_0^{l_3} L_4 I_2(x) I_2^*(x) dx, \\
 E_{1C} &= \frac{1}{2} \int_0^{l_c} C_1 U_1(x) U_1^*(x) dx + \frac{1}{2} \int_0^{w_c} C_2 U_1(x) U_1^*(x) dx + \\
 &+ \frac{1}{2} \int_0^{l_c - l_3} C_3 U_1(x) U_1^*(x) dx + \frac{1}{2} \int_0^{l_c} (C_4 + C_{12}) U_1(x) U_1^*(x) dx, \\
 E_{2C} &= \frac{1}{2} \int_0^{l_3} (C_5 + C_{12}) U_2(x) U_2^*(x) dx.
 \end{aligned} \tag{4.7}$$

А магнитная (индуктивная) и электрическая (емкостная) энергии, запасаемые проводниками совместно:

$$\begin{aligned}
 E_{12L} &= \operatorname{Im} \int_0^{l_3} L_{13} I_1(x) I_2^*(x) dx + \operatorname{Im} \int_0^{l_3} L_{23} I_1(x) I_2^*(x) dx, \\
 E_{12C} &= \operatorname{Im} \int_0^{l_3} C_{13} U_1(x) U_2^*(x) dx + \operatorname{Im} \int_0^{l_3} C_{23} U_1(x) U_2^*(x) dx.
 \end{aligned} \tag{4.8}$$

Знак «\*» означает операцию комплексного сопряжения.  $L_1, L_2, L_3, L_4, C_1, C_2, C_3, C_4, C_5, L_{12}, L_{13}, L_{23}, C_{12}, C_{13}, C_{23}$  – погонные индуктивности и емкости, взаимные индуктивности и взаимные емкости связанных микрополосковых линий.

Расчет коэффициентов связи проводился с помощью программы численного расчета по формулам (4.1) и (4.2).

На рисунке 4.15 представлены частотные зависимости коэффициентов емкостной  $k_C$  (зеленая линия), индуктивной  $k_L$  (красная линия) и полной  $k$  (синяя линия) связи согласующей цепи с входными резонаторами низкочастотного и высокочастотного каналов соответственно.

При исследовании использовались следующие параметры согласующей цепи:  $l_c = 7.0$  мм, поперечный размер  $w_c = 1.55$  мм, зазор  $s_p = 0.6$  мм, ширина высокоомного участка  $w_a = 0.25$  мм, ширина низкоомного участка  $w_b = 0.8$  мм. Ширина резонаторов обоих каналов равнялась 2.0 мм, при длине резонатора низкочастотного канала – 8.05 мм, и длине резонатора высокочастотного канала – 5.85 мм.

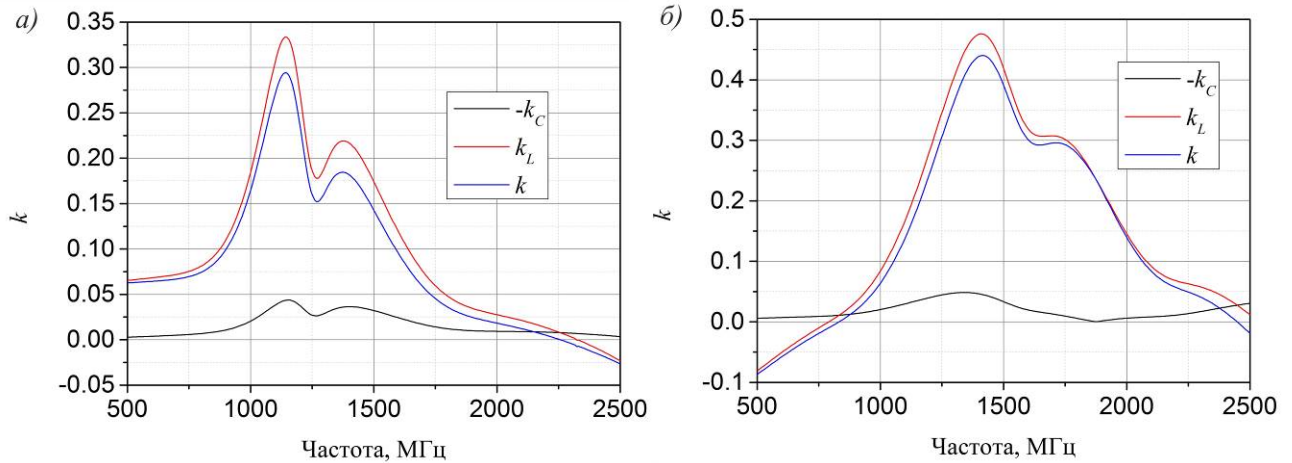


Рисунок 4.15 – Частотная зависимость коэффициентов связи субструктуры «СЦ / входной резонатор» для низкочастотного (а) и высокочастотного каналов (б)

Видно, что на частотах каналов (1228 и 1591 МГц) и вблизи них связь в целом определяется индуктивным взаимодействием, т.к. емкостное (противоположное по знаку) невелико. Если сравнить данные кривые с кривыми, представленными на рисунке 4.3, видно, что имеющаяся конфигурация согласующей цепи и четвертьволновые микрополосковые резонаторы позволяют получить практически двукратное увеличение полного коэффициента связи, что должно позволить реализовывать более широкие полосы пропускания каналов диплексов.

На рисунке 4.16 представлена зависимость полного коэффициента связи от расстояния между СЦ и резонатором, из которого видно, что зависимость имеет монотонный характер, это упрощает процесс синтеза диплекса, так как с ростом зазора связь уменьшается и нет аномальной области связи. Данная зависимость, как и все зависимости, представленные в дальнейшем, приведена на частоте, соответствующей центральной частоте канала.

Важно отметить, что, если для конструкции СЦ на основе нерезонансного отрезка микрополосковой линии значение полного коэффициента связи для обоих каналов имело один порядок, то для данного типа СЦ канал, располагающийся со стороны закороченного участка проводника СЦ, имеет меньшую величину связи, чем канал, находящийся с другой стороны от со-

гласующей цепи, за исключением случая с очень короткой согласующей цепью, как будет показано ниже.

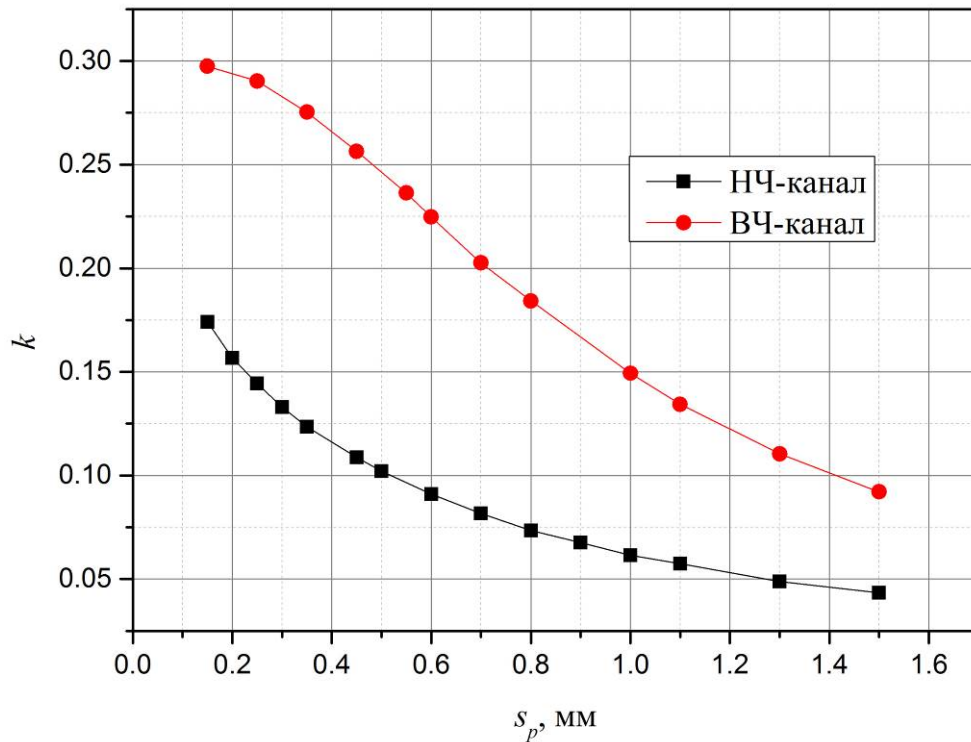


Рисунок 4.16 – Зависимость полного коэффициента связи от зазора между согласующей цепью и резонатором

На рисунке 4.17 показана зависимость полного коэффициента связи от длины  $l_c$  П-образного проводника, из которого видно, что с увеличением длины  $l_c$ , при фиксированных остальных параметрах согласующей цепи, наблюдается рост коэффициента связи на начальном этапе. Для ВЧ-канала, находящегося, как видно из рисунка 4.13, со стороны незакороченного участка СЦ, при длине  $l_c$ , равной длине резонатора, наблюдается точка перегиба кривой, после которой ускоряется рост коэффициента связи, что обусловлено смещением положения максимумов плотности тока в проводниках СЦ относительно резонаторов. Для НЧ-канала, как уже было отмечено, будет иная ситуация: существует длина, равная примерно двум третям резонатора низкочастотного канала ( $l_c = 5.4$  мм), при которой достигается максимум коэффициента связи. Дальнейшее увеличение высоты СЦ будет приводить к уменьшению коэффициента связи. Кроме того, наблюдается точка пересечения, при которой связь СЦ цепи с обоими каналами одинакова. Соответственно, если каналы в диплексере должны иметь одинаковую относительную ширину полос пропускания, то нужно подбирать параметр  $l_c = l_{seq}$ , при котором будет наблюдаться равенство коэффициентов связи СЦ с каналами, и значение этого параметра будет



зависеть как от длины резонаторов в каналах, так и от других параметров согласующей цепи ( $w_c, w_a, w_b, s_p$ ). Если относительная ширина полосы пропускания канала, находящегося со стороны свободного участка согласующей цепи, должна превышать ширину полосы пропускания канала, находящегося со стороны закороченного участка, то желательно, чтобы  $l_c > l_{seq}$ . Если должна быть реализована обратная ситуация, то необходимо, чтобы  $l_c \approx 2/3 l_2$ , а связь со вторым каналом может быть подобрана за счет других параметров согласующей цепи и топологии.

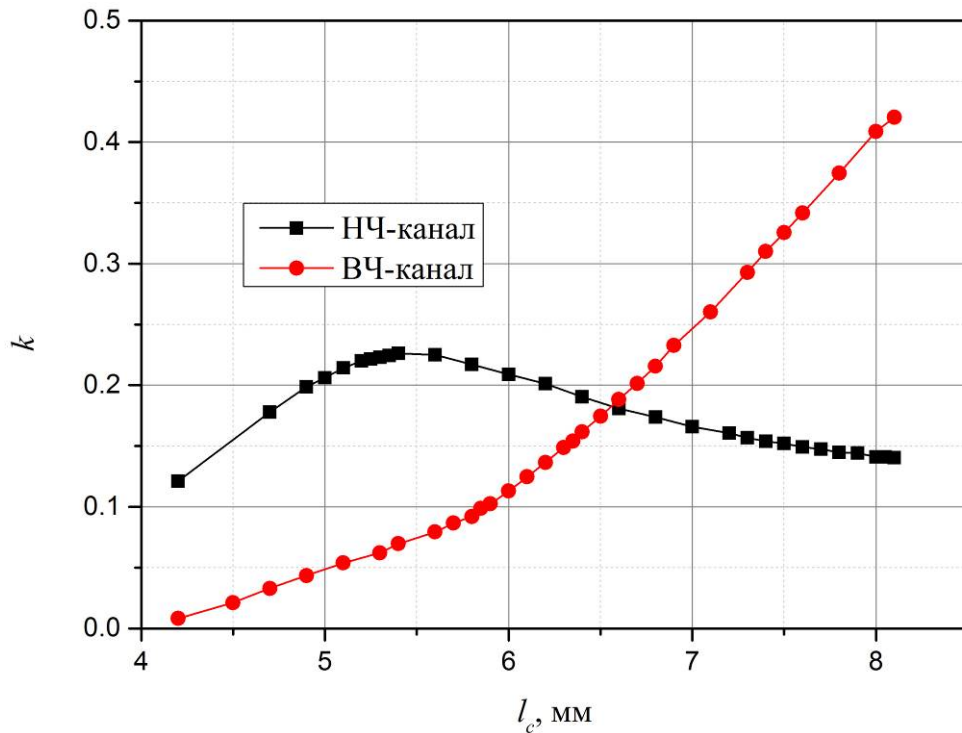


Рисунок 4.17 – Зависимость полного коэффициента связи от длины согласующей цепи  $l_c$

На рисунке 4.18 представлена зависимость полного коэффициента связи от ширины  $w_c$ , из которой видно также, что смещение максимумов плотности тока, вызванное изменением полной длины согласующей цепи ( $w_a, w_b, l_c$  фиксированы), по-разному будет отражаться на связи согласующей цепи с входными резонаторами каналов. Так, увеличение общей ширины СЦ будет приводить к росту связи цепи с ВЧ-каналом, при этом будет наблюдаться одновременное уменьшение связи с НЧ-каналом, то есть, каналом, находящимся со стороны закороченного участка согласующей цепи.

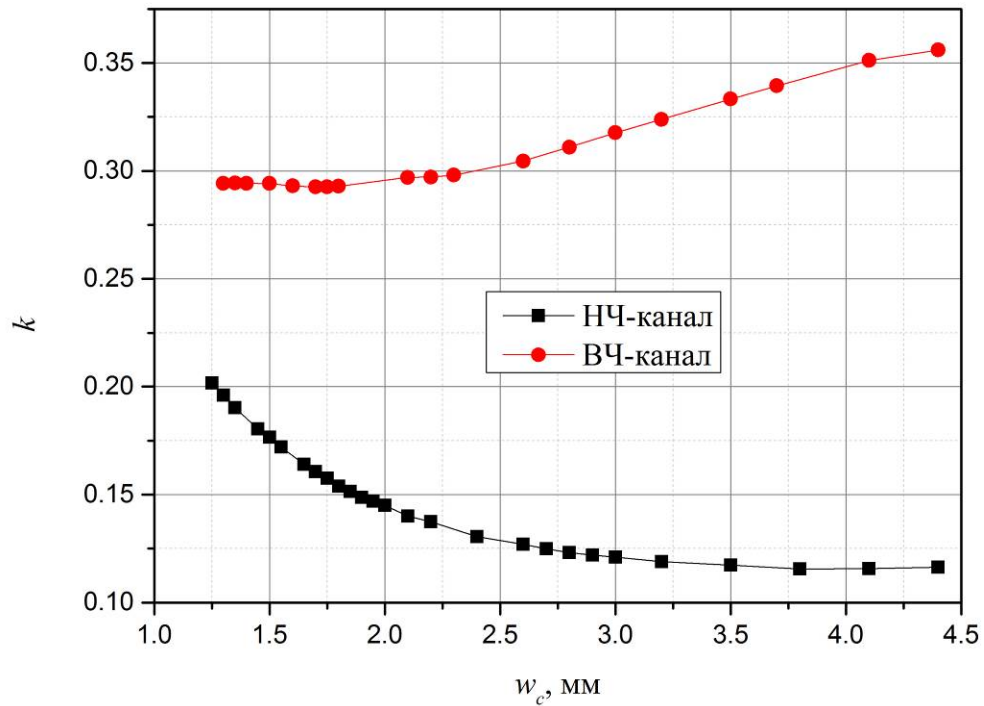


Рисунок 4.18 – Зависимость полного коэффициента связи от общей ширины согласующей цепи  $w_c$

Зависимости полного коэффициента связи от ширины высокоомного и низкоомного отрезков согласующей цепи при фиксированной общей длине и ширине СЦ имеют одинаковое поведение для высокочастотного и низкочастотного каналов (рисунок 4.19). Так, уменьшение ширины высокоомного участка  $w_a$  будет приводить к росту полного коэффициента связи с обоими каналами. Такое же поведение будет наблюдаться при увеличении ширины низкоомного участка  $w_b$ , то есть увеличение скачка волнового сопротивления в согласующей цепи будет одновременно увеличивать связь согласующей цепи с обоими каналами устройства.

Оценка предельно достижимой ширины полос пропускания проводилась по ранее описанной схеме в программе CST Studio Suite при предельно допустимых зазорах, равных 0.2 мм. В силу особенностей предложенной согласующей цепи, первичная оценка проводилась независимо для каждого из каналов. Так, для низкочастотного канала настройка проводилась путем варьирования параметров  $l_c$  и  $w_b$ , первый из которых уменьшался для достижения обнаруженного максимума, а второй увеличивался для повышения коэффициента связи с обоими каналами. Для высокочастотного канала проводилось одновременное увеличение параметров  $l_c$  и  $w_b$ , изменение этих двух параметров было достаточно для получения оптимальной связи с входными резонаторами каналов.

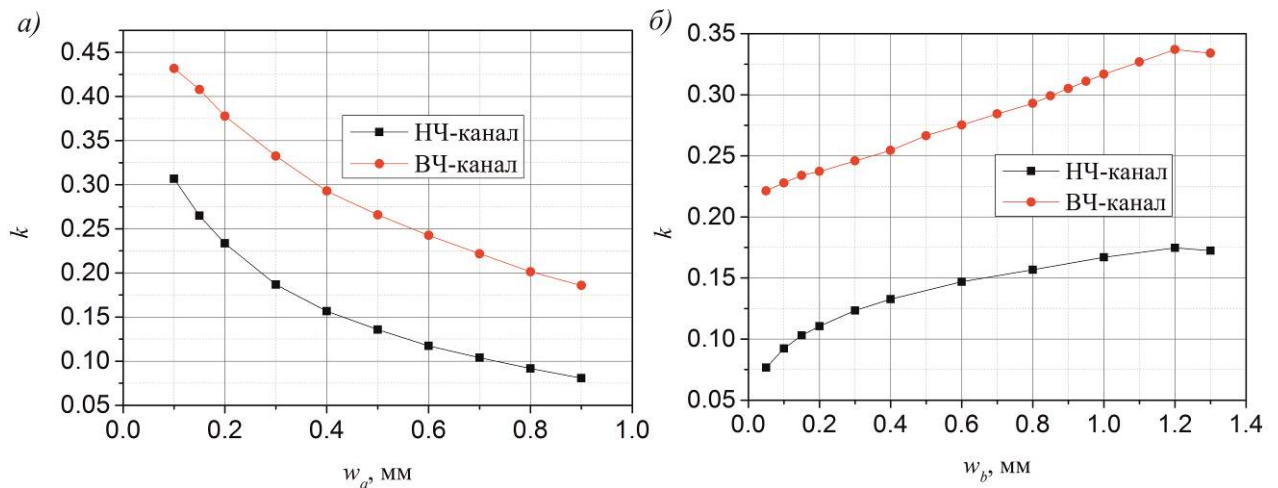


Рисунок 4.19 – Зависимость полного коэффициента связи от ширины высокоомного  $w_a$  и низкоомного  $w_b$  участка согласующей цепи

Были достигнуты следующие значения максимальной относительной ширины полосы пропускания каналов: для низкочастотного канала  $(\Delta f/f_0)_{\max}$  составила 17.3 %, для высокочастотного – 19.9 %. Для проверки полученных результатов был смоделирован диплексер с широкополосными каналами. Результаты моделирования подтвердили, что использование в качестве согласующей цепи нерегулярного  $\Pi$ -образного полоскового короткозамкнутого проводника позволяет разрабатывать миниатюрные микрополосковые диплексеры с четвертьволновыми резонаторами в каналах с широкими (до 17 %) относительными полосами пропускания.

Согласующая цепь в форме нерегулярного  $\Pi$ -образного проводника имеет еще одно явное преимущество над другими известными способами согласования: при реализации многоуровневой конструкции диплексера, изготовленного по технологии печатных плат, которая будет описана в следующем разделе, данный способ согласования является единственным, обеспечивающим независимую настройку каналов. То есть данная конструкция может быть реализована не только в микрополосковом, но и в полосковом варианте без потери общности в подходе к синтезу устройства.

Таким образом, были исследованы три варианта согласующей цепи для диплексеров. Для каждой из них получены зависимости их коэффициентов связи с входными резонаторами каналов от параметров СЦ. Показано, что модифицированный энергетический подход, позволяющий рассчитывать частотно-зависимые коэффициенты связи, может быть применен для субструктуры «СЦ/резонатор» несмотря на то, что элементы субструктуры имеют разные собственные частоты. Для каждого из типов согласующей цепи были получены предельно достижимые полосы пропускания каналов диплексеров, которые варьировались в диапазоне 15-19 %, что подтверждалось синтезом устройств в программе CST Studio Suite. Следует учитывать, что

все результаты были получены для диплексеров, изготовленных на подложках с высокой диэлектрической проницаемостью, что обусловлено необходимостью минимизации размеров диплексеров, так как исследования носили прикладной характер и были предназначены для синтеза устройств, удовлетворяющих требованиям применимости в угломерной аппаратуре, работающей по сигналам ГНСС. Все исследованные в работе согласующие цепи очень компактны, занимают не более 20 % площади подложки устройств, что выгодно отличает их от описанных в литературе. При описании согласующих цепей для упрощения рассматривалась структура, у которой низкочастотный канал располагался слева от входного порта и СЦ, а высокочастотный канал располагался справа. При необходимости каналы устройства могут быть зеркально отражены относительно входа диплексера, чтобы изменить положение выходов диплексера, а в случае с  $\Pi$ -образной согласующей цепью необходимо будет зеркально отразить и саму согласующую цепь.

## **4.2 Конструкции диплексеров на многослойных многопроводниковых полосковых резонаторах, произведенных по технологии многослойных печатных плат**

В главе 3 было продемонстрировано, что фильтры, изготовленные по технологии РСВ, имеют очень высокую воспроизводимость и не требуют регулировки. В связи с этим логично привлечь указанную технологию для изготовления диплексеров.

При разработке диплексеров основной задачей является поиск такого взаимного положения каналов, чтобы изоляция (развязка каналов) конструкции устройства была не меньше требуемой. В предыдущем разделе были рассмотрены конструкции диплексеров, в которых каналы устройства располагаются по разные стороны от согласующей цепи, что позволяет добиться значительной развязки, особенно в случае использования в качестве каналов многосвязных фильтров.

На рисунке 4.20 показана структура «двухобъемного» диплексера, которая позволяет значительно уменьшить размеры устройства и использует 2 независимые диэлектрические подложки для каждого из каналов и металлическую стенку для заземления проводников резонаторов и экранирования каналов. В этом случае должна будет использоваться разрезанная согласующая цепь, которая будет соединяться металлической ленточкой методом терморазварки или металлической проволокой методом ультразвуковой разварки. Однако это позволит создавать диплексеры только с узкими полосами пропускания, не требующие большого значения коэффициента связи между согласующей цепью и первым резонатором в канале.

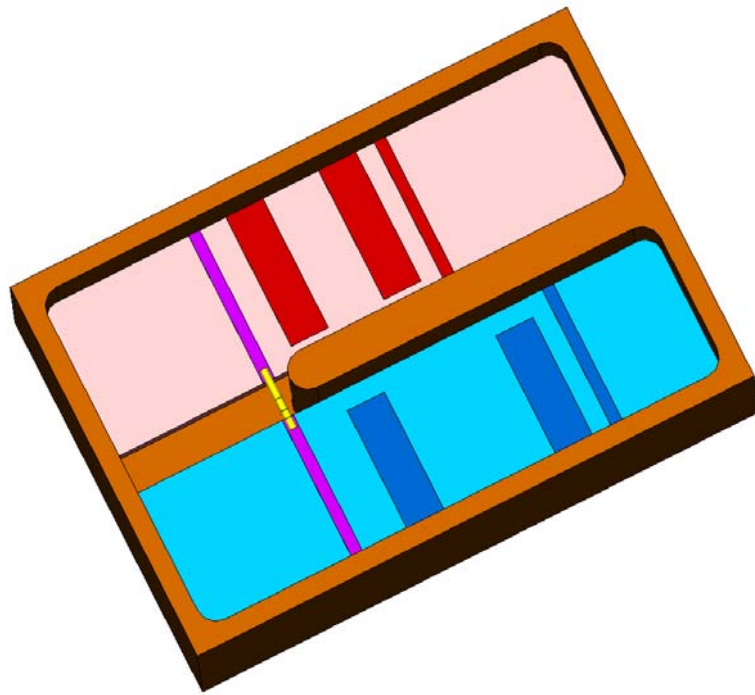


Рисунок 4.20 – Схематичная конструкция «двухобъемного» диплексера с каналами, разделенными металлической стенкой. Красным цветом отображены элементы одного канала; синим – другого; фиолетовым – входная согласующая цепь диплексера; желтым – перемычка, соединяющая проводники СЦ; коричневый – корпус устройства

#### 4.2.1 Конструкция одноуровневого диплексера на многослойных многопроводниковых полосковых резонаторах

В основе разработанного одноуровневого диплексера на многослойных многопроводниковых полосковых резонаторах, изготавливаемого по технологии многослойных печатных плат, лежит конструкция диплексера, показанного на рисунке 4.20.

Было установлено, что, при условии максимальной миниатюризации устройства, «двухобъемная» конфигурация каналов диплексера будет обеспечивать максимальную развязку каналов диплексеров. Несмотря на то, что выходы устройства находятся близко друг к другу, большая развязка между каналами достигается за счет того, что между ними находится сплошная металлическая стенка.

На рисунке 4.21 показана конструкция разработанного диплексера с двухзвенными каналами и структурой многослойной печатной платы, составленной из материала RO4350В, которая была описана в прошлой главе. В конструкции диплексера в качестве согласующих цепей используются нерезонансные отрезки полосковых линий. Общий вход устройства, а также выход одного из каналов располагается по одной стороне устройства, а выход второго канала вынесен, как видно из рисунка, на противоположную сторону. Несмотря на схожесть с описанной

ранее согласующей цепью в форме нерегулярного П-образного замкнутого проводника, где канал, находящийся со стороны незамкнутого конца проводника, имеет больший коэффициент связи с согласующей цепью, данная конструкция отличается меньшей связью этого канала что приводит к необходимости уменьшать зазор между согласующей цепью и резонатором. Для взаимного экранирования каналов на этапе фрезерования внешних границ корпуса устройства в центре структуры фрезеруется сквозной проем, стенки которого на следующем шаге изготовления, как и внешний контур всей структуры, полностью металлизируются. Такое решение полностью идентично цельной металлической стенке, показанной на рисунке 4.20, и позволяет получить развязку между каналами для двухзвенной конструкции каналов на уровне порядка 25-30 дБ даже при небольших размерах конструкции

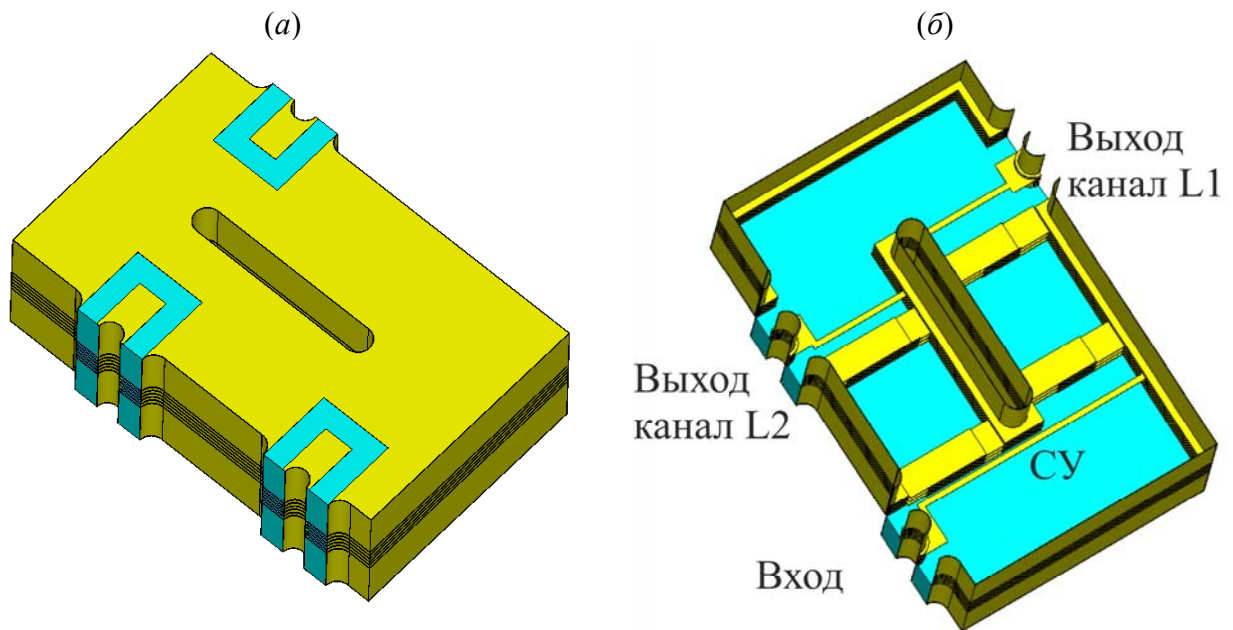


Рисунок 4.21 – Внешний вид одноуровневого диплексера на основе многослойных многопроводниковых полосковых резонаторов (а), внутренняя структура диплексера (б)

Был синтезирован диплексер с двухзвенными каналами на частоты ГЛОНАСС/GPS (1240 МГц – канал L2 и 1600 МГц – канал L1) с относительной шириной полосы пропускания каналов 10 % по уровню –3 дБ. Минимальные вносимые потери в полосах пропускания составили 0.9 дБ в канале L2 и 0.8 дБ в канале L1. Как и во всех предыдущих случаях проводники резонаторов имели ширину 1 мм, а требуемые полосы пропускания были достигнуты при зазорах между резонаторами 3.4 мм и 3.5 мм для каждого из каналов соответственно. Использование многопроводниковых резонаторов и технологии многослойных печатных плат позволяет разрабатывать диплексеры на подложках с низкими значениями диэлектрической проницаемости

сти ( $\sim 3$ ), по характеристикам и миниатюрности, не уступающие устройствам, изготавливаемым по обычным технологиям на подложках с высокими значениями диэлектрической проницаемости ( $\sim 80$ ).

АЧХ синтезированного диплексера показана на рисунке 4.22, где видно, что на центральной частоте канала развязка в низкочастотном канале превышает 25 дБ, а в высокочастотном канале превышает 30 дБ.

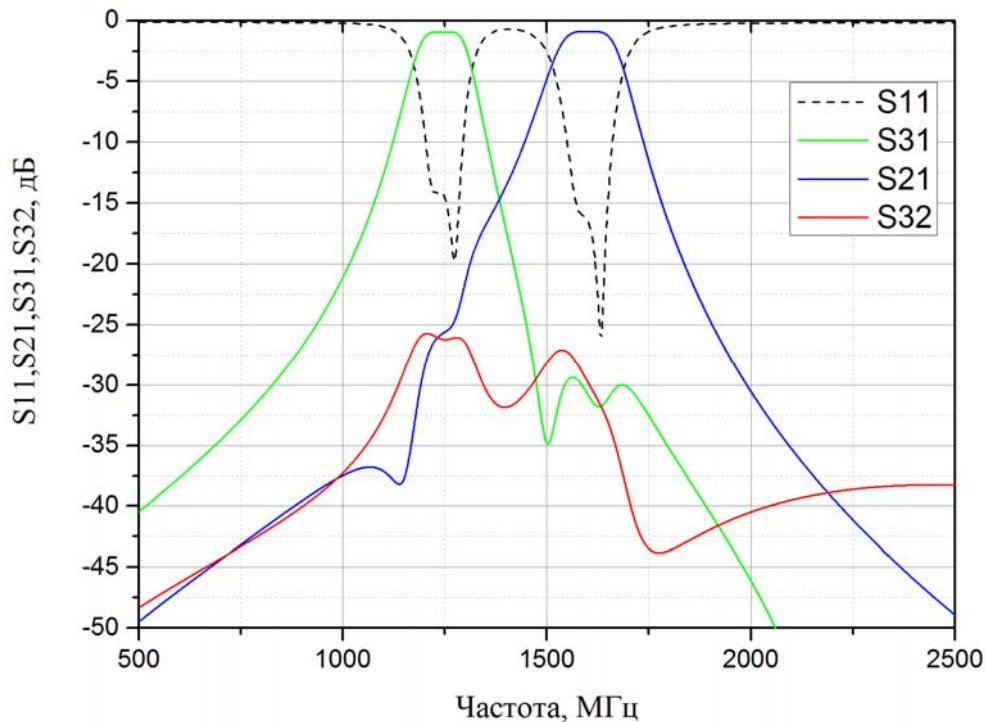


Рисунок 4.22 – АЧХ синтезированного полоскового диплексера с двухзвенными каналами, изготовленного по технологии многослойных печатных плат

С использованием разработанной модели было проведено исследование того, как длина проема, металлизированные стенки которого экранируют каналы друг от друга, будет влиять на развязку каналов и прохождение сигнала с выхода одного канала на выход другого. При проведении исследования все параметры каналов диплексера фиксировались, тонкая настройка собственных частот резонаторов, входящих в состав диплексера, не проводилась. Длина проема, металлизированные стенки которого экранируют каналы друг от друга, варьировалась от минимального, соответствующего длине высокочастотного канала диплексера (7.5 мм, рисунок 4.21), до значения (11.8 мм), при котором, как показано на рисунке 4.23, происходит полное физическое разделение выходов диплексера. На рисунке 4.24 показаны результаты исследований:

синяя кривая – уровень прохождения сигнала через низкочастотный канал на центральной частоте высокочастотного канала (развязка каналов на частотах высокочастотного канала);



розовая кривая – прохождение сигнала с выхода одного канала на выход другого канала на центральной частоте высокочастотного канала;

красная кривая – прохождение сигнала с выхода одного канала на выход другого канала на центральной частоте низкочастотного канала;

черная кривая – прохождение сигнала через высокочастотный канал на центральной частоте низкочастотного канала (развязка каналов на частотах низкочастотного канала).

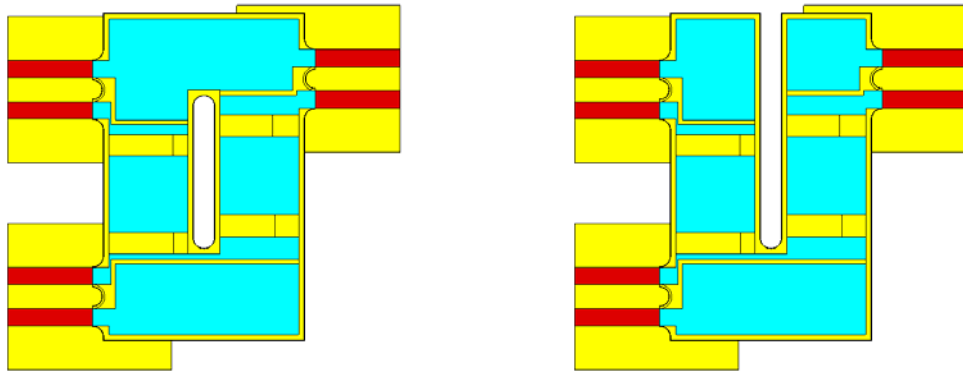


Рисунок 4.23 – Конструкция диплексера при минимально допустимом размере проема, металлизированные стенки которого экранируют каналы друг от друга (слева) и при полном разделении выходов каналов (справа)

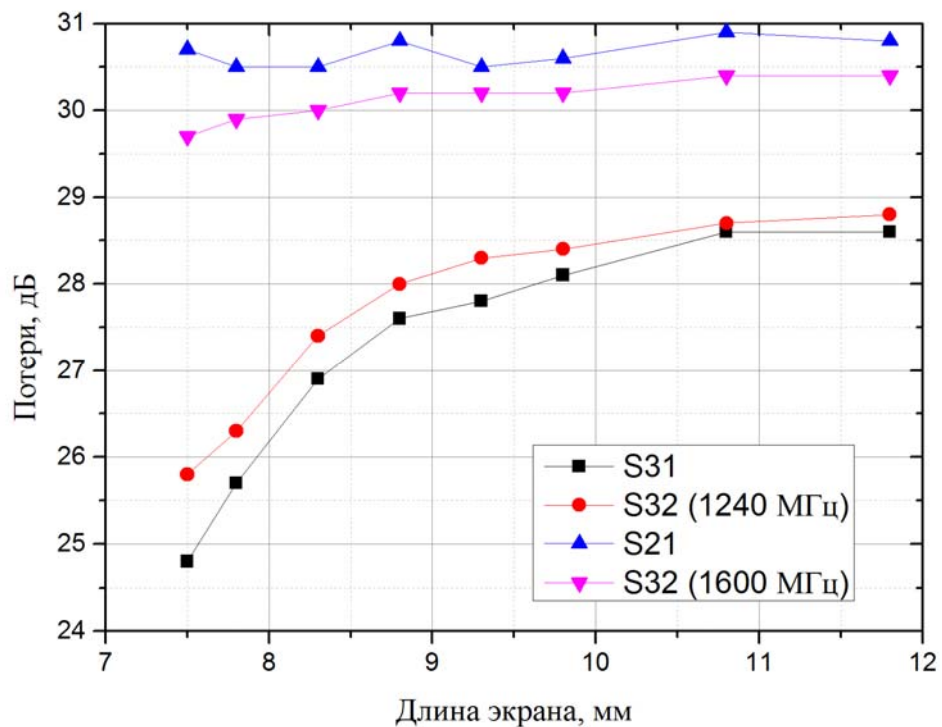


Рисунок 4.24 – Зависимость уровня прохождения сигнала на частотах соседнего канала и с выхода на выход от длины проема, металлизированные стенки которого экранируют каналы друг от друга.



Из рисунка видно, что потери на частоте 1600 МГц не зависят от длины проема, металлизированные стенки которого экранируют каналы друг от друга, в то время как на частоте 1240 МГц потери меняются практически на 3 дБ. Для анализа ситуации обратимся к амплитудно-частотным характеристикам модели, представленным на рисунках 4.25-4.27 для разных размеров проема, металлизированные стенки которого экранируют каналы друг от друга, где видно, что смещение границ экрана будет отражаться только на частоте резонатора, находящегося ближе всего к границе экрана. Так, из зависимостей потерь на отражения от входа диплексера ( $S_{11}$ ), а также потерь на прохождение в высокочастотном канале ( $S_{21}$ ) можно увидеть, что с удалением границы экрана от выходного резонатора высокочастотного канала происходит повышение его частоты, что обусловлено изменением эквивалентной емкости резонатора на землю. В то же время при удалении границы экрана на расстояние более чем на 3 мм от края резонатора (длина проема, металлизированные стенки которого экранируют каналы друг от друга, 9.3 мм), наблюдается фиксация частот резонаторов обоих каналов модели диплексера. Стоит отметить, что изменения в частотах резонаторов, существующие при дальнейшем смещении границ экрана, связаны с точностью разбиения модели на элементарные ячейки при ее анализе, что подтверждается наблюдаемыми колебаниями частот резонаторов второго канала при изменении положения границы экрана.

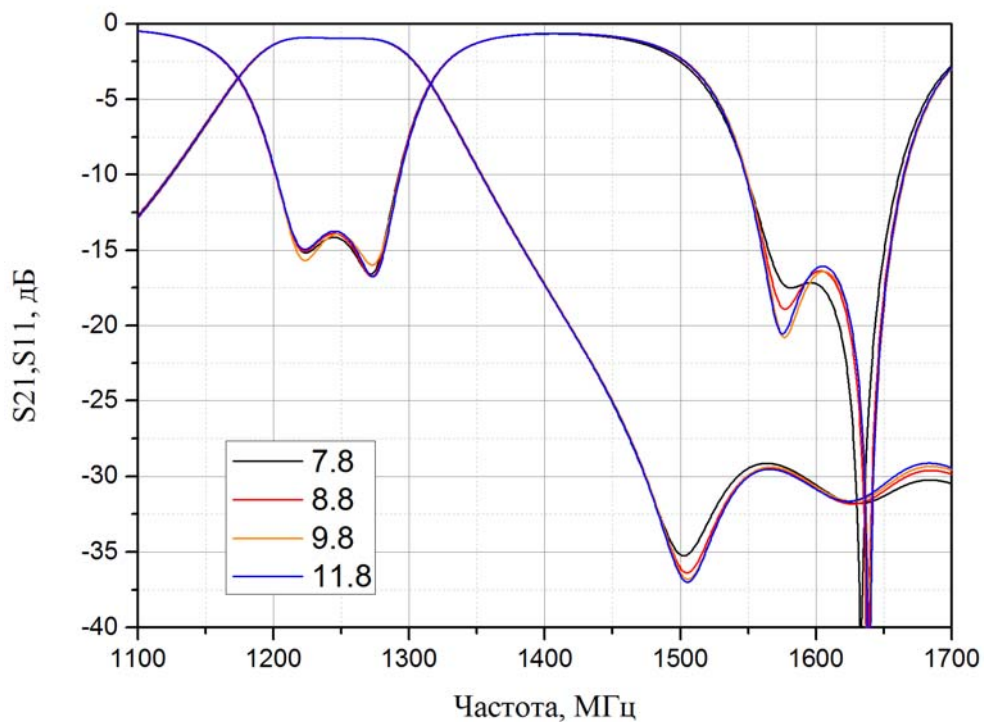


Рисунок 4.25 – АЧХ НЧ-канала диплексера для разных длин проема, металлизированные стенки которого экранируют каналы друг от друга

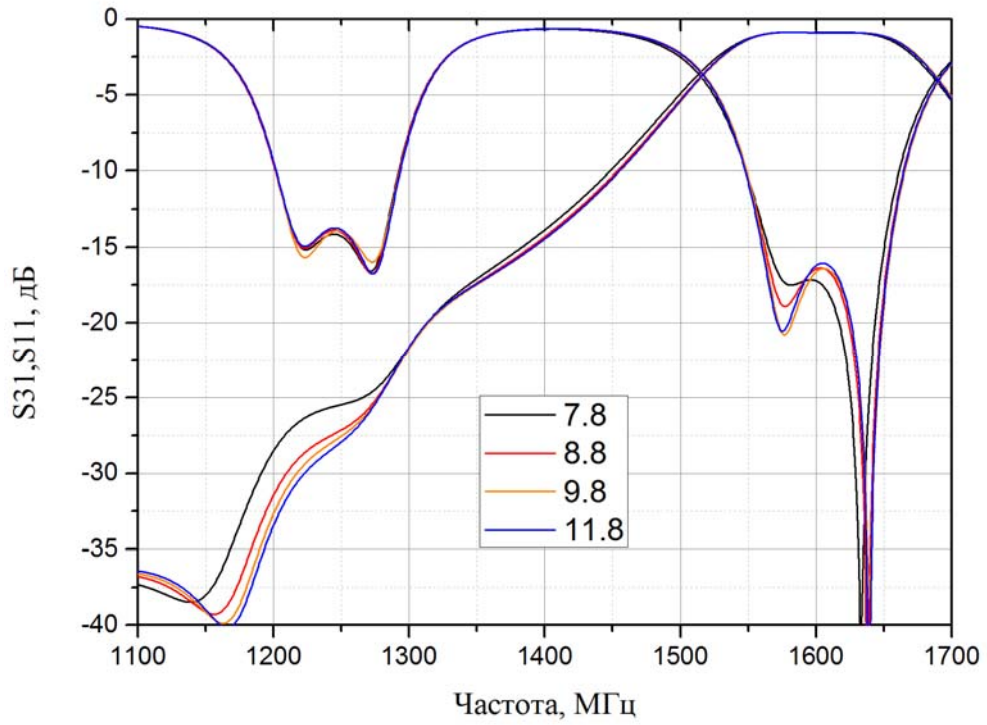


Рисунок 4.26 – АЧХ ВЧ-канала диплексера для разных длин проема, металлизированные стенки которого экранируют каналы друг от друга

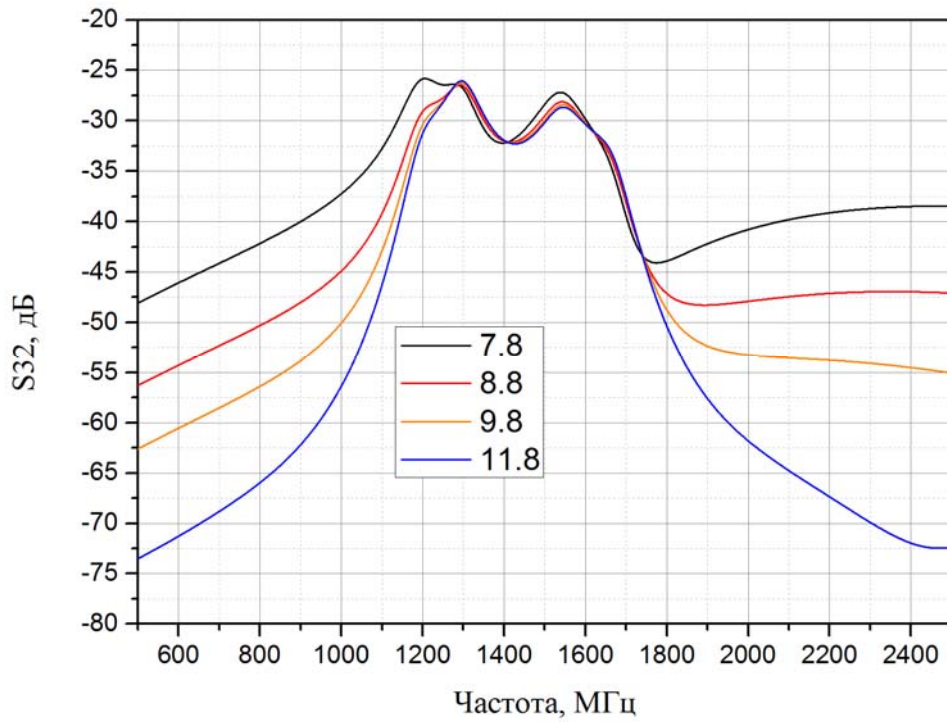


Рисунок 4.27 – Уровень прохождения сигнала с выхода одного канала диплексера на выход другого канала для разных длин проема, металлизированные стенки которого экранируют каналы друг от друга

Возвращаясь к рисунку 4.24, можно убедиться, что при расширении границ экрана свыше 9.3 мм все четыре наблюдаемых параметра фактически выходят на насыщение (изменение уровня сигнала менее чем на 0.5 дБ на уровне –30 дБ может быть обусловлено точностью применяемой модели).

На практике этот результат означает, что для получения максимально достижимого уровня развязки между выходами каналов в предложенной конструкции диплексера нет необходимости проводить механическое разделение выходов, которое может приводить к деформации многослойной печатной платы как при механической обработке, используемой при изготовлении устройства, так и в ходе эксплуатации устройства в различных температурных режимах.

Эти результаты показывают, что увеличения развязки каналов, так же, как и повышения их селективности можно добиться либо увеличением числа резонаторов в структуре каналов, либо применением широких проводников резонаторов. Это будет приводить к увеличению расстояния между входом и выходом канала, но, к сожалению, и к увеличению размеров устройства. В то же время одноуровневый диплексер с двухзвенными каналами на основе многослойных многопроводниковых полосковых резонаторов, выполненный по технологии многослойных печатных плат, обладает таким же уровнем развязки между каналами и уровнем вносимых потерь, что и диплексеры, выполненные с применением подложек из высокочастотной керамики. При этом конструкция обладает высокой миниатюрностью ( $15 \times 11 \text{ мм}^2$ ). Для сравнения – диплексер, построенный на двух ПАВ-фильтрах с частотами каналов 881 и 1575 МГц, имеет размеры  $10 \times 10 \text{ мм}^2$  [337], но фактически его размеры определяются согласующими цепями, так как размеры самих фильтров, формирующих каналы диплексера, не превышают десяти квадратных миллиметров.

#### **4.2.2 Конструкция двухуровневого диплексера на многослойных многопроводниковых полосковых резонаторах**

При разработке диплексеров было обнаружено, что двухуровневые конструкции дают несколько очевидных преимуществ, которые ярче всего проявляются, когда необходимо создать устройство с несколькими экранированными каналами распространения сигнала.

На рисунке 4.28 показана реализация двухуровневого диплексера на примере конструкции, содержащей двухзвенные каналы, сформированные трехпроводниковыми полосковыми резонаторами. Желтым цветом на рисунке показана металлизация структуры, как внешняя, так и внутренняя, красно-коричневым – толстые диэлектрические слои, отделяющие резонаторы каналов от верхнего и нижнего экранов, синим – слои препрега, серебристым – металлизированное отверстие, являющееся частью согласующей цепи.

В конструкции используется гальваническое подключение выходов каналов к внешним линиям передачи, осуществляемое отрезком полосковой линии, один конец которой подключается к внешнему резонатору структуры, а второй – к металлизированному отверстию, находящемуся на боковой стенке структуры. На нижней стороне конструкции выполнены отрезки копланарных линий передачи, необходимые для монтажа устройства на плате. Для разряжения спектра собственных частот и тем самым расширения высокочастотной полосы заграждения, подключение выходов осуществляется к центральному проводнику резонатора, состоящего из трех проводников.

Отличительной особенностью данной конструкции диплексера является согласующая цепь, представляющая собой вариант П-образной согласующей цепи, описанной в разделе 4.1.3. В данном случае закороченный участок цепи находится на нижнем уровне структуры, а подключение согласующей цепи к внешним линиям проводится на верхнем уровне структуры. При этом возможна и обратная конфигурация СЦ, когда закороченный отрезок будет находиться на верхнем уровне структуры. Ширина  $w_c$  цепи фиксирована и определяется толщиной многослойной структуры, поэтому при разработке двухуровневого диплексера на основе многослойных многопроводниковых полосковых резонаторов следует пользоваться зависимостями коэффициента связи с согласующей цепью от ширины проводников СЦ  $w_a$  и  $w_b$  и ее длины  $l_c$ . Одновременно с этим многослойная полосковая конструкция резонатора позволяет увеличить связь с согласующей цепью за счет применения многопроводниковой конструкции согласующей цепи. С увеличением числа проводников в полосковой структуре возрастает коэффициент связи между резонаторами, схожая ситуация будет наблюдаться и со связью между СЦ и резонатором структуры. В данном случае, так как резонаторы имеют трехпроводниковую структуру, согласующая цепь была двухпроводниковой на каждом из уровней, а проводники цепи лежали на внешних слоях структуры.

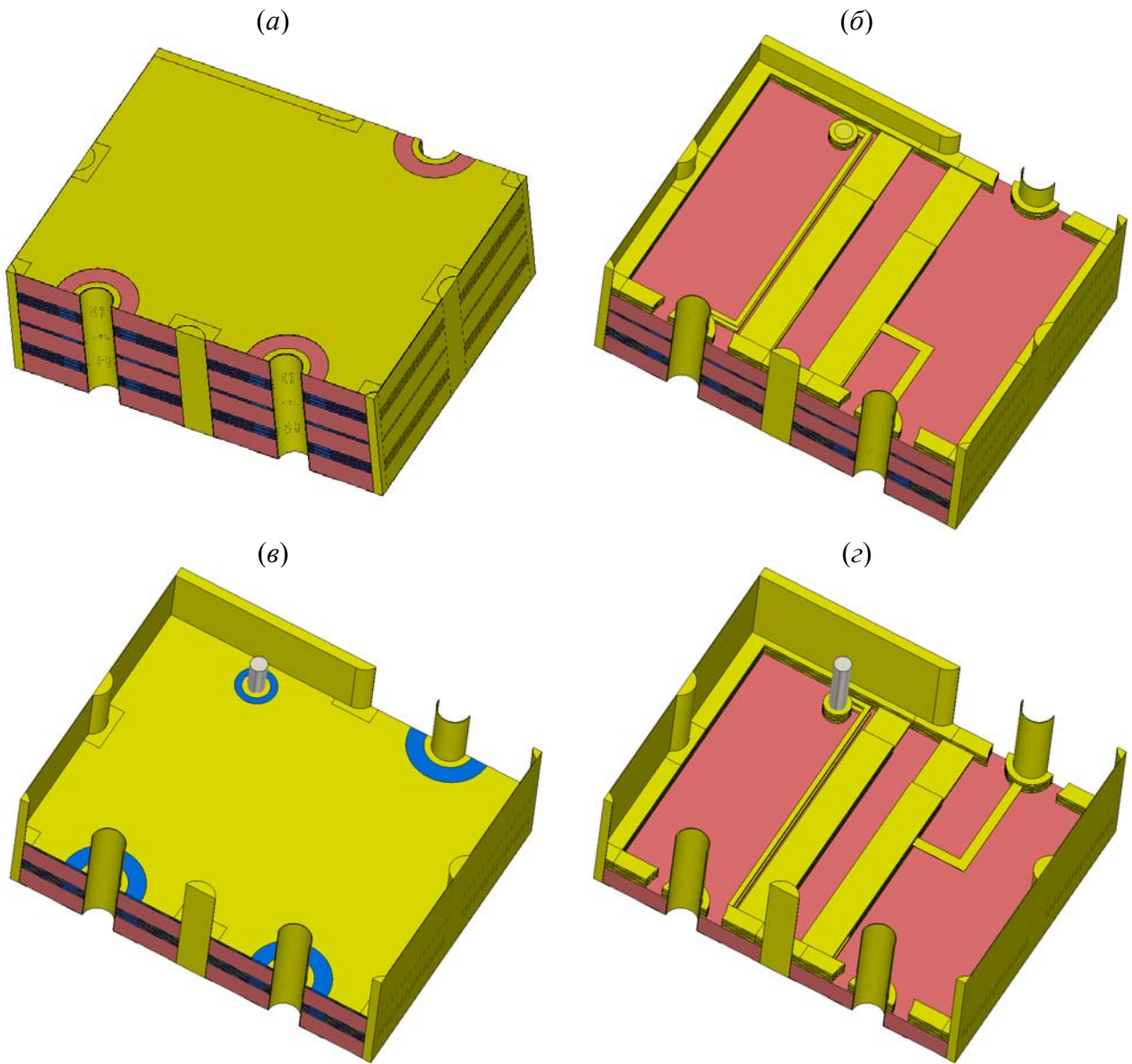


Рисунок 4.28 – Внешний вид двухуровневого диплексера на основе многослойных многопроводниковых полосковых резонаторов (а), структура верхнего уровня (б), внутренний экран (в), структура нижнего уровня (г)

Для проверки работоспособности исследуемой конструкции и определения величины развязки каналов был синтезирован диплексер, конструкция которого показана на рисунке 4.28. В многослойной структуре использовалось два тонких диэлектрических слоя толщиной 0.05 мм (TACHYON 100G  $\epsilon_r = 3.04$ ,  $\tan\delta = 0.0021$ ), отделенных от экранов слоями диэлектрика толщиной 0.762 мм (ASTRA MT771  $\epsilon_r = 3.0$ ,  $\tan\delta = 0.0017$ ). В модели были использованы двухзвенные каналы, настроенные на частоты ГНСС 1240 МГц/1600 МГц, так, чтобы относительная ширина полосы пропускания по уровню вносимых потерь  $-3$  дБ составляла 10 %. При синтезе были использованы трехпроводниковые резонаторы с шириной проводников 1 мм. Для достижения требуемой полосы пропускания зазор между резонаторами в НЧ-канале составил 1.0 мм, в ВЧ-

канале – 1.2 мм. Для получения требуемого согласования каналов диплексера с общим входом пришлось уменьшить зазор между резонатором и согласующей цепью до 0.15 мм. В дальнейшем данную ситуацию необходимо учитывать при разработке диплексеров с широкополосными каналами. Размеры синтезированного диплексера составили  $9.0 \times 11.4 \text{ мм}^2$ , делая его наиболее миниатюрным среди рассмотренных в данной работе диплексеров. Однако он имеет и наибольшие минимальные потери в полосе пропускания каналов, которые составляют 1 дБ в каждом канале.

АЧХ диплексера представлена на рисунке 4.29, из которого видно, что, в отличие от ранее описанных конструкций, в двухуровневой конструкции диплексера, где реализовано экранирование каналов, уровень развязки каналов, а также уровень прохождения сигнала с выхода одного канала на выход другого канала на 5-10 дБ хуже. Так, на рисунке 4.30 показано сравнение уровня прохождения сигнала с выхода на выход для четырех рассмотренных структур: черная кривая – диплексер с четвертьволновыми микрополосковыми резонаторами с П-образной СЦ; синяя – диплексер с двухпроводниковыми полосковыми резонаторами и закороченным нерезонансным проводником СЦ; зеленая – одноуровневый диплексер с многослойными многопроводниковыми резонаторами каналов и закороченным нерезонансным проводником СЦ; красная – двухуровневый диплексер с многослойными многопроводниковыми резонаторами каналов и П-образной СЦ.

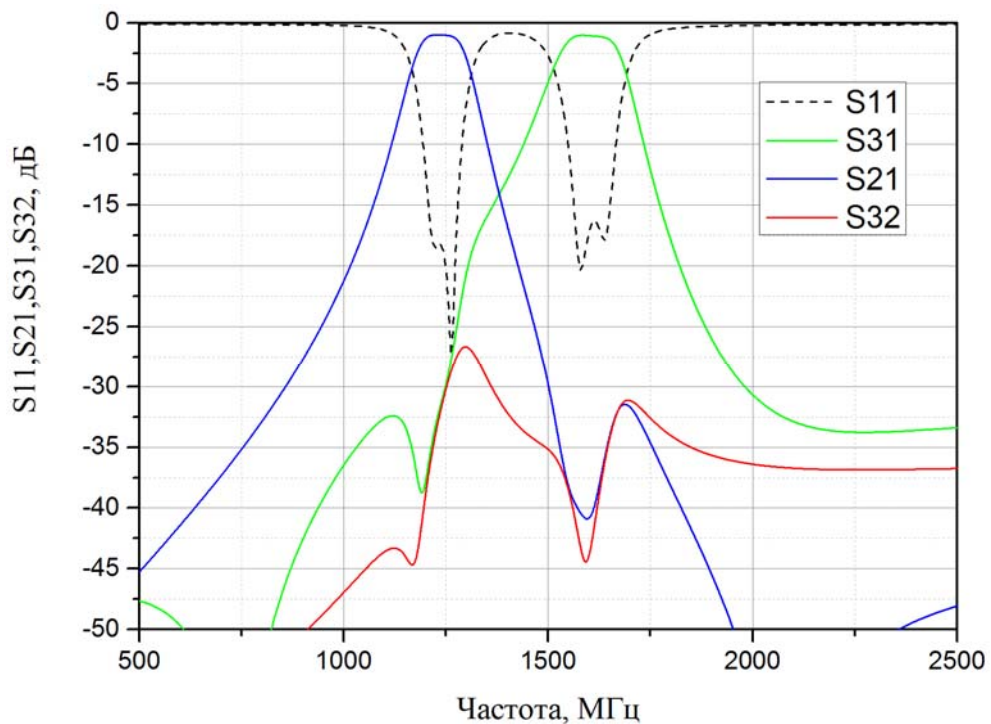


Рисунок 4.29 – АЧХ синтезированного полоскового диплексера с двухзвенными каналами, выполненного по технологии многослойных печатных плат



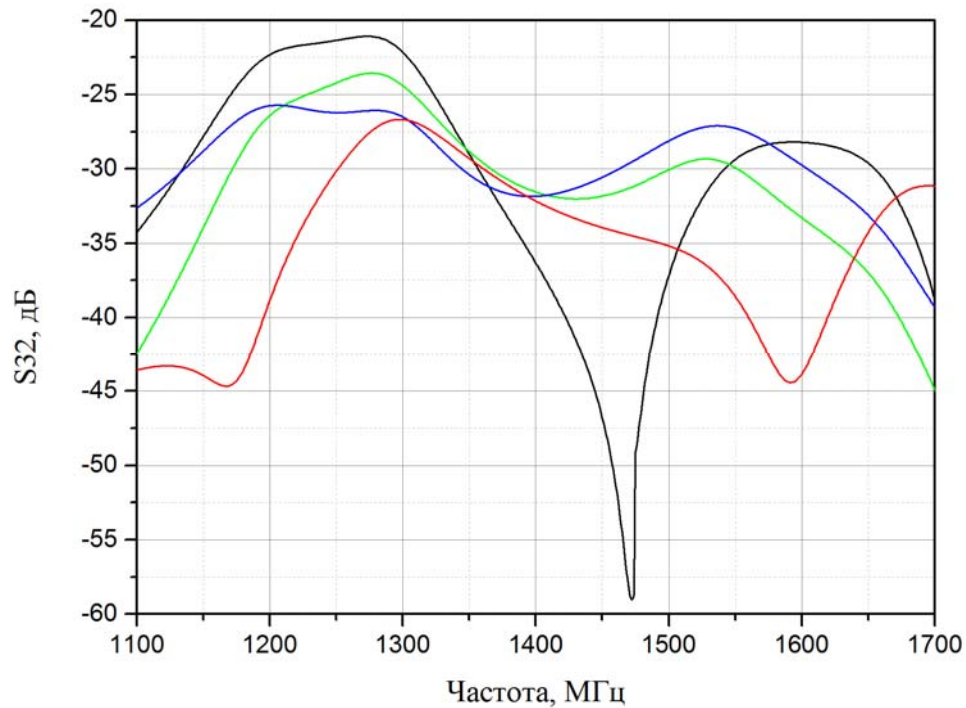


Рисунок 4.30 – Частотная зависимость уровня прохождения сигнала с выхода одного канала диплексера на выход другого для разных конструкций диплексеров. Черная кривая –  $\lambda/4$  МПР-диплексер с П-образной СЦ; синяя – ПП-диплексер с закороченным нерезонансным проводником СЦ; зеленая – одноуровневый ММП-диплексер и закороченным нерезонансным проводником СЦ; красная – двухуровневый ММП-диплексер и П-образной СЦ

Видно, что переход к конструкции последнего типа позволяет улучшить изоляцию каналов более чем на 10 дБ относительно конструкции на МПР и почти на 5 дБ относительно одноуровневой конструкции на центральной частоте НЧ-канала (1240 МГц). Для ВЧ-канала (1600 МГц) данный эффект еще выше и достигает более 15 дБ при переходе как от МПР-диплексера к двухуровневому ММП-диплексеру, так и от одноуровневой к двухуровневой конструкции. На рисунках 4.31 и 4.32 приведено сравнение АЧХ НЧ- и ВЧ-каналов для тех же четырех конструкций диплексеров. Было установлено, что для ВЧ-канала, по аналогии с величиной  $S_{32}$ , уровень потерь на центральной частоте НЧ-канала будет сильно зависеть от конструкции диплексера. Максимальное значение порядка 33 дБ достигается на двухуровневом ММП-диплексере, в то время как на МПР-диплексере оно составляет всего 22 дБ. Однако только этот диплексер имеет полюс затухания на высокочастотном склоне полосы пропускания, что повышает его селективность. Одновременно с этим необходимо учитывать, что низкочастотные склоны у обоих ММП-диплексеров являются более пологими, чем в других конструкциях, что может быть обусловлено близким расположением каналов и формой влияния канала на канал в области смежных частот. Для НЧ-канала наибольшей развязкой обладает также двухуровневый ММП-диплексер, у которого развязка на центральной частоте ВЧ-канала составляет 41 дБ. Одноуровневый ММП-диплексер и МПР-диплексер имеют одинаковую развязку, но МПР-

диплексер имеет значительно более высокую селективность высокочастотного склона НЧ-канала за счет наличия полюса затухания на склоне полосы пропускания.

Несмотря на большую развязку каналов двухуровневого ММП-диплексера с двухзвенными каналами, его конструктивная особенность, связанная с тем, что выходы каналов организованы через сквозные металлизированные отверстия, находящиеся на противоположных стенках устройства, может приводить к тому, что предельный уровень развязки каналов может быть ограничен шириной диплексера. В классических конструкциях диплексеров, когда каналы устройства находятся либо по разные стороны от входной согласующей цепи [222, 236], либо ортогонально друг другу [337], увеличение числа резонаторов в структуре канала приводит к увеличению расстояния между выходами диплексера, что повышает развязку в устройстве. В рассматриваемой конструкции диплексера увеличение числа резонаторов приводит к увеличению длины устройства при фиксированной его ширине, в то время как ширина, а значит и расстояние между выходами каналов будет определяться длиной резонаторов. Соответственно, применение данной конструкции в диплексерах с высокой центральной частотой каналов не позволит обеспечить высокую развязку, как и применение резонаторов с большим количеством проводников в структуре.

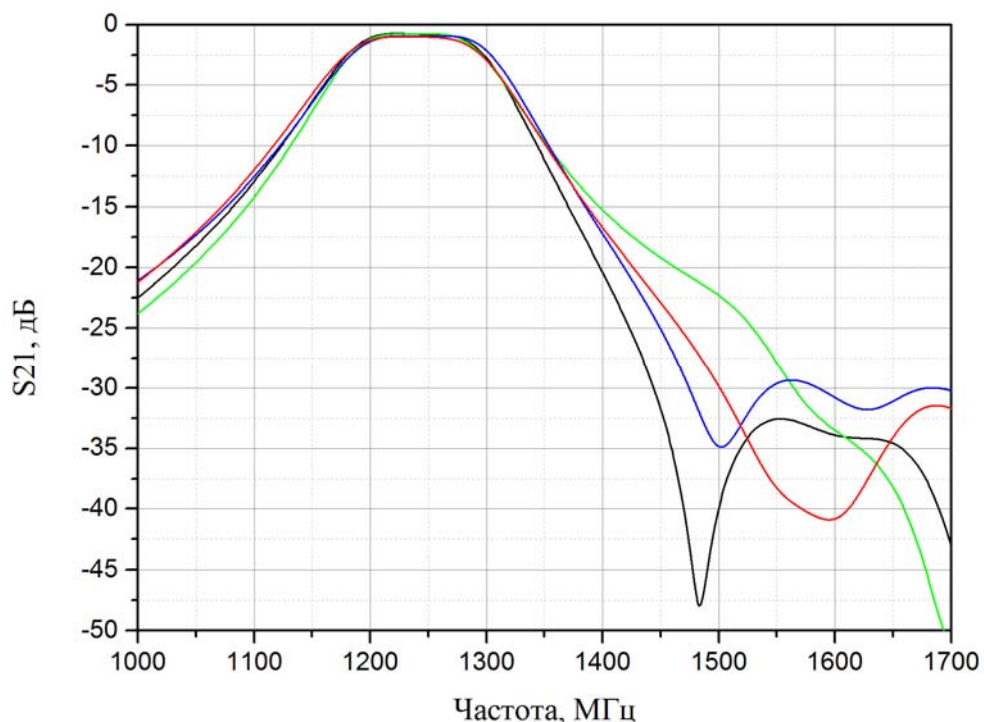


Рисунок 4.31 – АЧХ низкочастотных каналов для разных конструкций диплексеров. Черная кривая –  $\lambda/4$  МПР-диплексер с П-образной СЦ; синяя – ПП-диплексер с закороченным нерезонансным проводником СЦ; зеленая – одноуровневый ММП-диплексер с закороченным нерезонансным проводником СЦ; красная – двухуровневый ММП-диплексер с П-образной СЦ



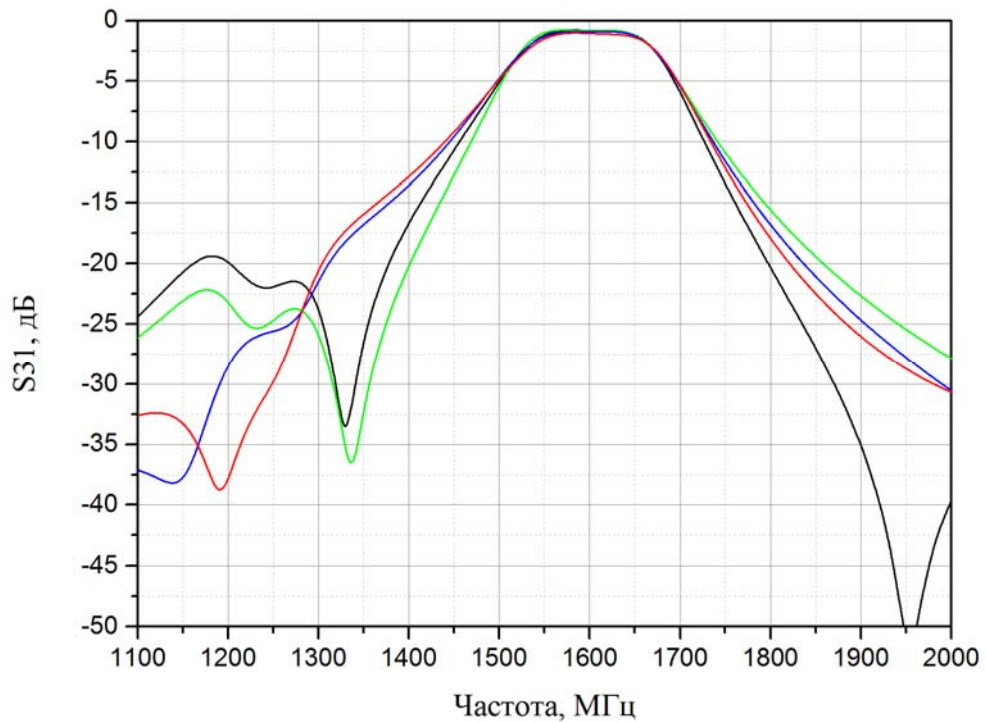


Рисунок 4.32 – АЧХ высокочастотных каналов для разных конструкций диплексов. Черная кривая –  $\lambda/4$  МПР-диплексер с П-образной СЦ; синяя – ПП-диплексер с закороченным нерезонансным проводником СЦ; зеленая – одноуровневый ММП-диплексер с закороченным нерезонансным проводником СЦ; красная – двухуровневый ММП диплексер с П-образной СЦ

Для подтверждения данного предположения был синтезирован двухуровневый ММП-диплексер с каналами пятого порядка и более узкими полосами пропускания, чтобы обеспечить больший уровень развязки каналов. АЧХ описываемого диплексера представлена на рисунке 4.33. Увеличение числа резонаторов и сужение полос пропускания привело к повышению селективности каналов и одновременно к увеличению потерь в полосе пропускания (минимальные потери в НЧ-канале составляют 3.1 дБ, в ВЧ-канале – 4.6 дБ). Из АЧХ видно, что форма кривой НЧ-канала на частотах ВЧ-канала повторяет форму полосы пропускания, то есть вместо ожидаемой величины развязки 70-80 дБ на частоте 1600 МГц фактическая не превосходит 40 дБ, что соответствует характеристикам диплексера с двухзвенными каналами. В ВЧ-канале ситуация значительно лучше, развязка достигает 60 дБ на частотах НЧ-канала. На рисунке 4.34 представлен внешний вид модели диплексера, размеры которого составляют  $21 \times 9$  мм<sup>2</sup>.

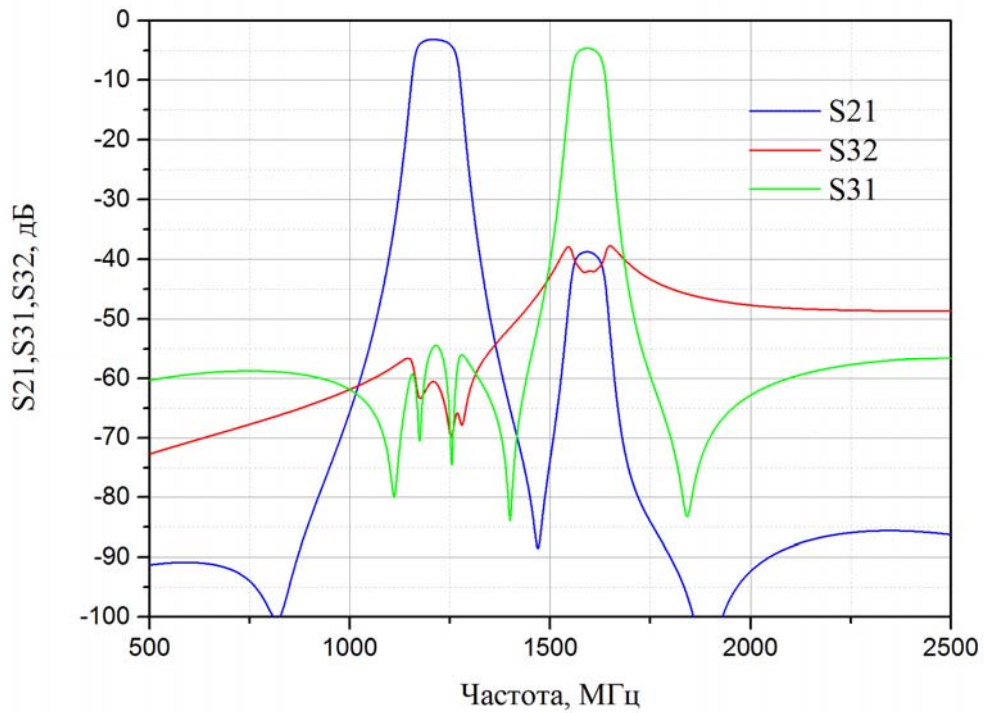


Рисунок 4.33 – АЧХ синтезированного полоскового диплексера с пятизвенными каналами, спроектированного для изготовления по технологии многослойных печатных плат

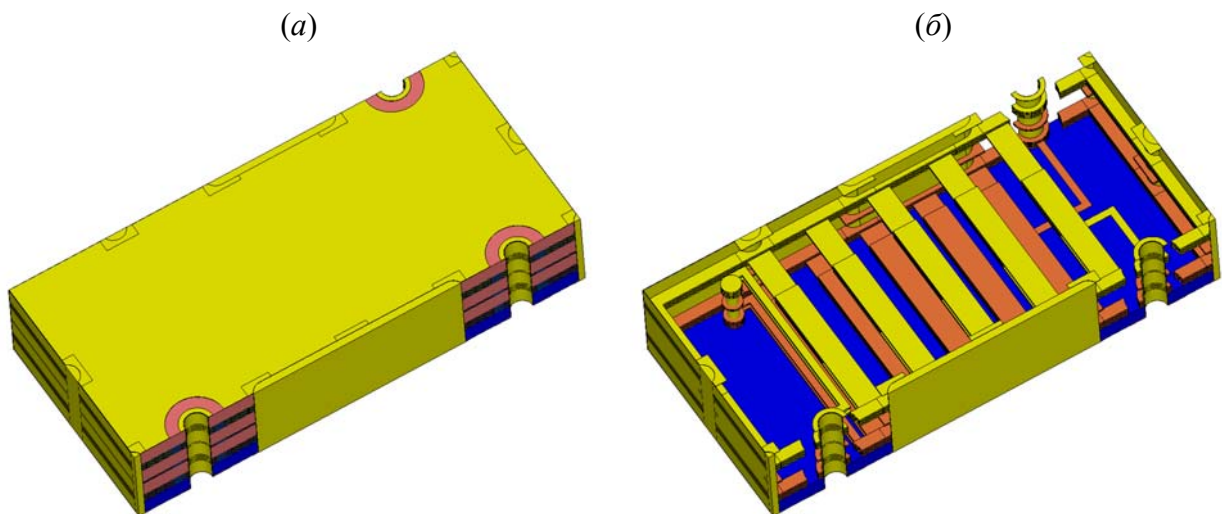


Рисунок 4.34 – Внешний вид двухуровневого диплексера на многослойных многопроводниковых полосковых резонаторах (а), внутренняя структура диплексера (б)

Это означает, что для получения диплексеров с высокой развязкой каналов данная конструкция может быть использована только в метровом и дециметровом диапазонах длин волн; в сантиметровом диапазоне достичь значимого уровня развязки можно только с применением небольшого количества проводников (2-3) в резонаторе.

Таким образом, представлены два подхода к конструированию диплексеров на многослойных многопроводниковых полосковых резонаторах, которые позволяют значительно уменьшить размеры устройств. Наряду с уменьшением размеров устройств предложенный подход позволяет повысить развязку каналов диплексеров. Так, наибольшую развязку при малом числе звеньев будет обеспечивать двухуровневая конструкция диплексера, где каналы устройства находятся на двух уровнях, разделенных сплошным металлическим экраном. При этом уровень развязки каналов данного типа диплексеров будет определяться длиной резонаторов в структуре, а не количеством резонаторов в ней, что в значительной мере ограничивает применимость данной конструкции в сантиметровом диапазоне и в верхней части дециметрового диапазона длин волн, при этом делает ее перспективной для метрового и нижней части дециметрового диапазона длин волн. В одноуровневом диплексере, потери в котором не превосходят потери в диплексерах с применением высокодобротной керамики СВЧ, повышения развязки можно добиться увеличением числа резонаторов в каналах, так как их размеры не зависят друг от друга. Повышать миниатюризацию одноуровневого диплексера можно за счет увеличения числа проводников в структуре резонаторов. Применение технологии многослойных печатных плат, а также инновационных согласующих цепей позволяет разрабатывать диплексеры, сравнимые по компактности с диплексерами, построенными на фильтрах ПАВ, где размеры согласующих цепей будут фактически определять размеры диплексера.

### **4.3 Примеры реализации диплексеров для работы в составе систем навигации по сигналам ГНСС ГЛОНАСС/GPS**

Приведем примеры реализации диплексеров на основе предложенных согласующих цепей и схем построения, которые были синтезированы, изготовлены серийно и применяются в навигационной аппаратуре, работающей по сигналам ГНСС ГЛОНАСС/GPS. При проведении сравнения необходимо понимать, что диплексеры имеют различное назначение, и, как следствие, к ним предъявлялись различные требования. Так, к диплексерам, устанавливаемым на выходе антенны и работающим вместе с малошумящим усилителем, основным предъявляемым требованием является низкий уровень вносимых потерь в полосе пропускания, так как большой уровень потерь потребует применения усилителей и как, следствие, приведет к росту шумов в сигнале. Кроме того, высокая селективность каналов, а также большая развязка позволяют упростить конструкцию системы за счет отказа от применения в составе системы последующих канальных фильтров. В диплексерах радиотракта допускаются большие потери, но требуется значительная миниатюрность, а также высокая селективность каналов.

#### 4.3.1. Микрополосковый диплексер на полуволновых резонаторах для систем, работающих по сигналам ГНСС ГЛОНАСС/GPS

Для работы в составе беззапросной измерительной станции, установленной в Антарктиде, был разработан, прошел испытания и перешел в стадию серийного производства микрополосковый диплексер с четырехзвенными каналами, основанными на полуволновых микрополосковых резонаторах, в котором в качестве входной согласующей цепи использовался нерезонансный отрезок микрополосковой линии. В техническом задании к диплексеру было отмечено, что НЧ-канал устройства должен работать с сигналами L3 и L2 ГНСС ГЛОНАСС/GPS, ВЧ-канал – с сигналами L1 ГНСС ГЛОНАСС/GPS. Максимальный уровень вносимых потерь не должен превышать 1 дБ, развязка каналов должна быть не менее 30 дБ, КСВН на рабочих частотах не должен превышать 1.2. Диплексеры должны сохранять работоспособность во всем диапазоне температур работы системы, так как устанавливались в антенном блоке, находящемся на открытом воздухе, и не имели обогрева.

В ходе синтеза устройства было установлено, что для достижения требуемых характеристик каналы диплексера должны быть сформированы с помощью полуволновых микрополосковых резонаторов, выполненных на подложке из высокодобротной керамики ТБНС или В80 толщиной 2 мм, чтобы обеспечить максимальную собственную добротность резонаторов, а также высокую температурную стабильность. При этом для достижения необходимой величины добротности резонаторов и, соответственно, требуемого уровня вносимых потерь необходимо, чтобы ширина резонаторов превышала 2.5 мм (итоговая ширина 2.8 мм). Для обеспечения требуемой развязки оба канала должны иметь четвертый порядок, при этом в качестве согласующей цепи был выбран нерезонансный отрезок микрополосковой линии. При указанных вводных данных необходимо было иметь в виду следующие обстоятельства: при ширине резонаторов 2.8 мм невозможно согласовать каналы со входом устройства так, чтобы КСВН не превышал 1.2, так как коэффициент связи резонатора требуемой ширины с проводником согласующей цепи значительно уступает по величине коэффициентам связи между резонаторами каналами; структура, состоящая из восьми резонаторов (по 4 на канал) шириной 2.8 мм, разнесенных на расстояние, необходимое для получения требуемой ширины полос пропускания и входной СЦ, превышает по размерам серийно выпускаемые подложки ( $30 \times 48 \text{ мм}^2$ ).

Для решения первой проблемы первый резонатор обоих каналов был сужен до 0.5 мм, что является максимальной шириной, при которой можно получить требуемую степень согласования со входом устройства. Такое радикальное снижение ширины резонаторов не привело к значительному увеличению вносимых потерь в каналах устройства, так как крайние резонаторы в значительной мере связаны с согласующей цепью и, фактически, их добротность – это нагру-

женная добротность, которая в данном случае определяется величиной связи резонатора с портом устройства.

Вторая проблема была решена применением между соседними резонаторами дополнительных элементов связи, выполненных в форме прямоугольных патчей, расположенных в зазорах между концами резонаторов. Данные элементы увеличивают емкостную связь между резонаторами, как показано в разделе 2.4. Так как емкостное взаимодействие противоположно по знаку индуктивному, это приводит к уменьшению полного коэффициента связи между резонаторами и, как следствие, к сужению полосы пропускания устройства. На рисунке 4.35(а) представлена фотография изготовленного на АО «НПП «Радиосвязь» диплексера, на которой видно, что наряду с дополнительными элементами, регулирующими емкостную связь между резонаторами, конструкция содержит элементы дополнительной индуктивной связи, увеличивающие общий коэффициент связи. Наличие элементов обоих типов связи упрощает процесс регулировки фильтров. Данное конструктивное решение позволило также синтезировать диплексер, к которому одновременно с требованием уменьшить фактически в 2 раза ширину полосы пропускания было предъявлено требование полностью сохранить положение точек подключения, что означало, что должно сохраниться положение резонаторов на подложке. Фотография серийно изготовленного диплексера с узкими полосами пропускания представлена на рисунке 4.35(б), видно, что изменилась форма дополнительных элементов, так как узкий П-образный проводник значительно увеличивает емкостную связь, чем проводник в форме прямоугольного патча.

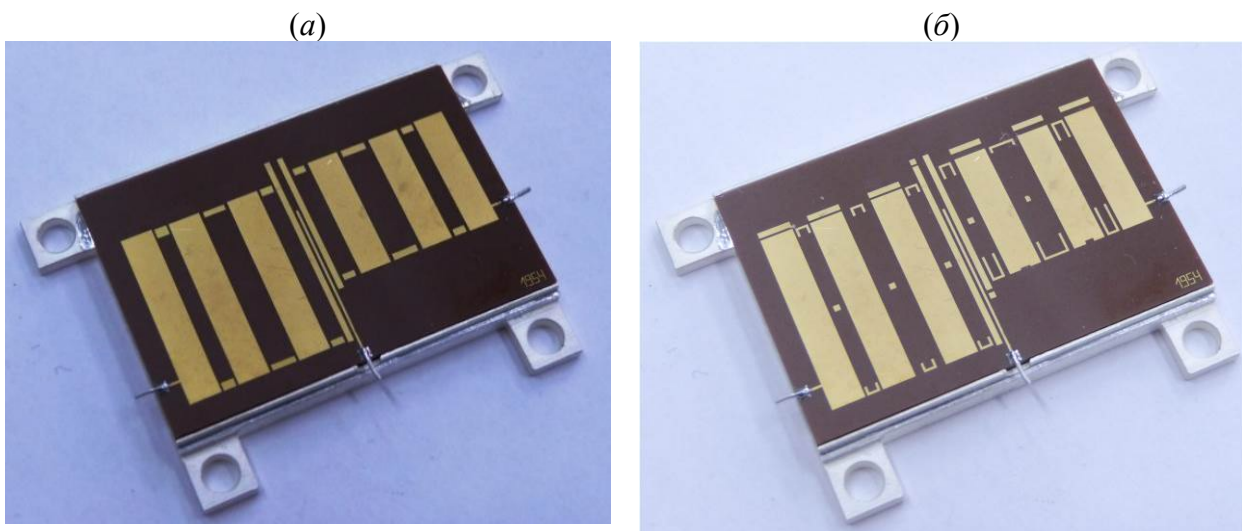


Рисунок 4.35 – Внешний вид диплексера L1-L2L3-215-AM (а), внешний вид диплексера L1-L2L3-90-AM (б)

На рисунке 4.36 представлена АЧХ серийно изготовленного диплексера и характеристики модели, лежащей в его основе. Основные характеристики изготовленных диплексеров сле-

дующие: размеры в корпусе  $36.0 \times 25.3 \times 9.7 \text{ мм}^3$ . Центральные частоты каналов 1229 МГц и 1583 МГц, их относительная ширина – 13.0 %. Минимальные вносимые потери в каналах 0.84 дБ и 0.95 дБ, потери в рабочих полосах не превышают 1.0 дБ. Минимальная развязка между каналами составила 36 дБ. Уровень обратных потерь не превышает значения минус 15 дБ во всей полосе пропускания и 22 дБ ( $K_{CBH} < 1.17$ ) в рабочей полосе. Стоит отметить, что диплексер достаточно прост в регулировке и имеет небольшие вносимые потери в каналах.

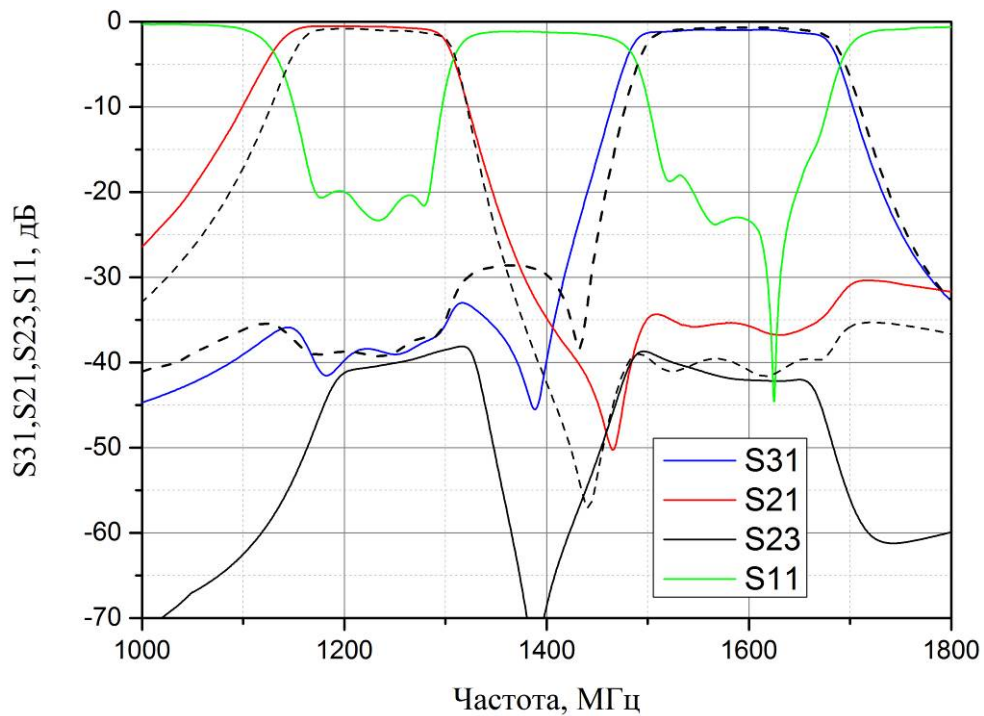


Рисунок 4.36 – Сравнение АЧХ изготовленного диплексера и модели. Штриховые линии – результат моделирования, сплошные линии – результат измерения

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

#### 4.3.2. Микрополосковый диплексер на четвертьволновых резонаторах для систем, работающих по сигналам ГНСС ГЛОНАСС/GPS

К компонентам, используемым в составе навигационных систем, которые устанавливаются на передвижные и мобильные объекты, наряду с требованиями по электрическим характеристикам также предъявляются требования по минимизации массы и размеров. Так, для диплексеров, которые должны были войти в состав МШУ для угловой навигационной аппаратуры, одновременно с требованиями по характеристикам полосы пропускания и ее селективности были выставлены ограничения на предельные размеры диплексера, которые не должны были превы-

шать 225 мм<sup>2</sup>. Исходя из расчета, что канальные фильтры устройства будут занимать по 100 мм<sup>2</sup> каждый, на площадь под согласующую цепь оставалось не более 25 мм<sup>2</sup>.

Проведенный анализ возможных конструкций показал, что диплексер в указанные габариты с требуемыми электрическими характеристиками может быть синтезирован только с применением четвертьволновых резонаторов, выполненных на подложке с высокой диэлектрической проницаемостью, например ТБНС или В80. Применение ПАВ-фильтров в качестве канальных фильтров привело бы к значительному превышению предельно допустимых вносимых потерь в полосе пропускания устройства, как и применение ММП-резонаторов и технологии многослойных печатных плат, так как относительная ширина полосы пропускания обоих каналов по техническому заданию не должна превышать 5 %.

Для минимизации размеров устройства в каналах диплексера была организована дополнительная емкостная связь между резонаторами, что позволило сблизить их. Кроме того, с этой же целью диплексер должен быть реализован с применением подложки толщиной 1 мм и шириной резонаторов 1 мм, что очевидно приводит к снижению собственной добротности резонаторов и повышению вносимых потерь в устройстве. Дальнейшее уменьшение ширины резонаторов и толщины подложки приводит к значительному росту уровня вносимых потерь в каналах диплексера.

Был разработан диплексер, в котором НЧ-канал состоял из двух звеньев, ВЧ-канал был реализован на трехзвенной конструкции, а согласующая цепь выполнена в форме П-образного микрополоскового проводника. Двух- и трехзвенных каналов оказалось достаточно для получения требуемой селективности полос пропускания и развязки между каналами. Фотография серийно изготовленного на АО «НПП «Радиосвязь» диплексера представлена на рисунке 4.37.



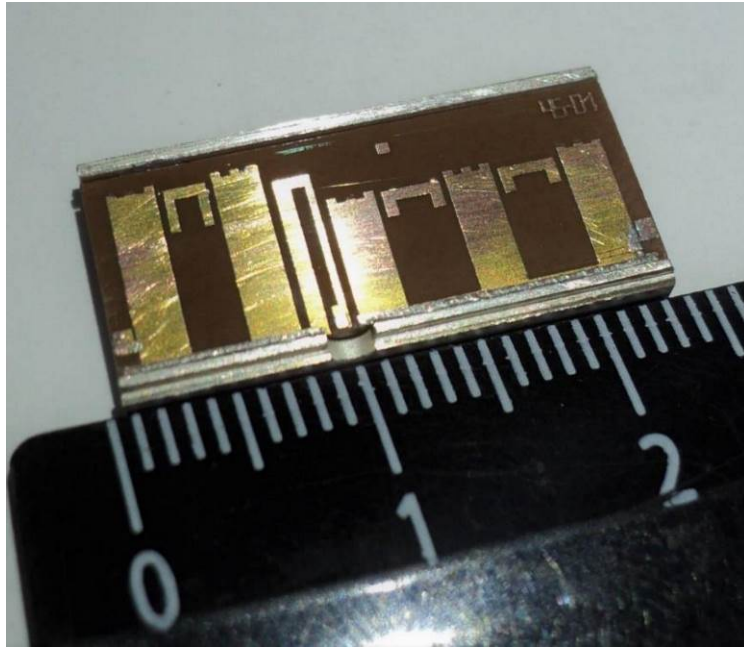


Рисунок 4.37 – Фотография серийно изготовленного микрополоскового диплексера на четвертьволновых резонаторах

Основные характеристики диплексера следующие: размеры в корпусе  $23.4 \times 9.0 \times 6.4 \text{ мм}^3$ . Центральные частоты каналов 1249 МГц и 1587 МГц, их относительная ширина– 4.8 % и 4.4 % для НЧ- и ВЧ-каналов соответственно, минимальные вносимые потери в каналах 1.7 дБ и 2.3 дБ, уровень обратных потерь не превышает минус 14 дБ; минимальная развязка между каналами 40 дБ. Высокочастотная полоса заграждения по уровню 40 дБ простирается до 2.5 ГГц. На рисунке 4.38 показаны измеренные характеристики серийно изготовленного фильтра и модели, лежащей в его основе.



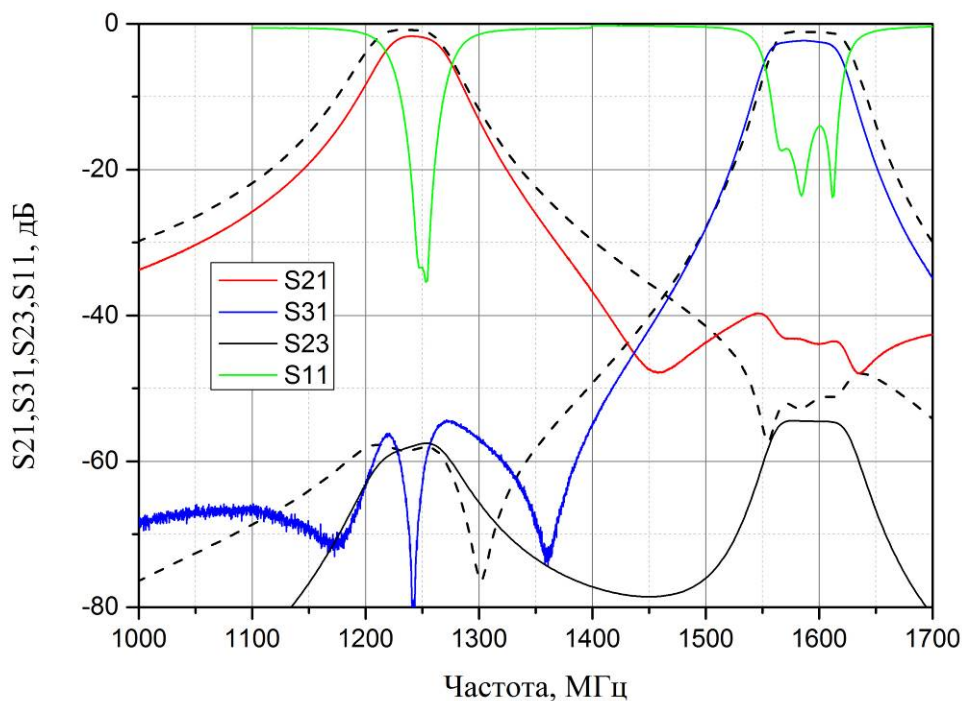


Рисунок 4.38 – Сравнение АЧХ серийного диплексера и модели. Штриховые линии – результат моделирования, сплошные линии – результат измерения

Одновременно с вышеописанным был разработан диплексер, имевший меньшие селективность и развязку каналов, но обладавший меньшим уровнем вносимых потерь в полосах пропускания, который был предназначен для применения в системе в качестве демультимплексера, собирающего сигналы с разных каналов системы и передающего их в объединенный выход. В структуре диплексера был удален один резонатор из ВЧ-канала, а также элементы дополнительной емкостной связи между резонаторами. Фотография серийно изготовленного устройства и его измеренная характеристика показаны на рисунке 4.39.

Центральные частоты каналов диплексера составили 1234 МГц и 1597 МГц; относительная ширина полос пропускания равнялась 7.3 % и 6.8 % для НЧ- и ВЧ-каналов соответственно. Минимальные вносимые потери составляли 1.05 дБ в НЧ-канале и 1.08 дБ в ВЧ. Уровень обратных потерь был равен минус 20 дБ и минус 15 дБ в НЧ- и ВЧ-каналах соответственно. Минимальная развязка между каналами – 35 дБ в НЧ-канале и 55 дБ в ВЧ-канале. Диплексер имел размеры:  $16.8 \times 9.0 \times 6.4 \text{ мм}^3$ .

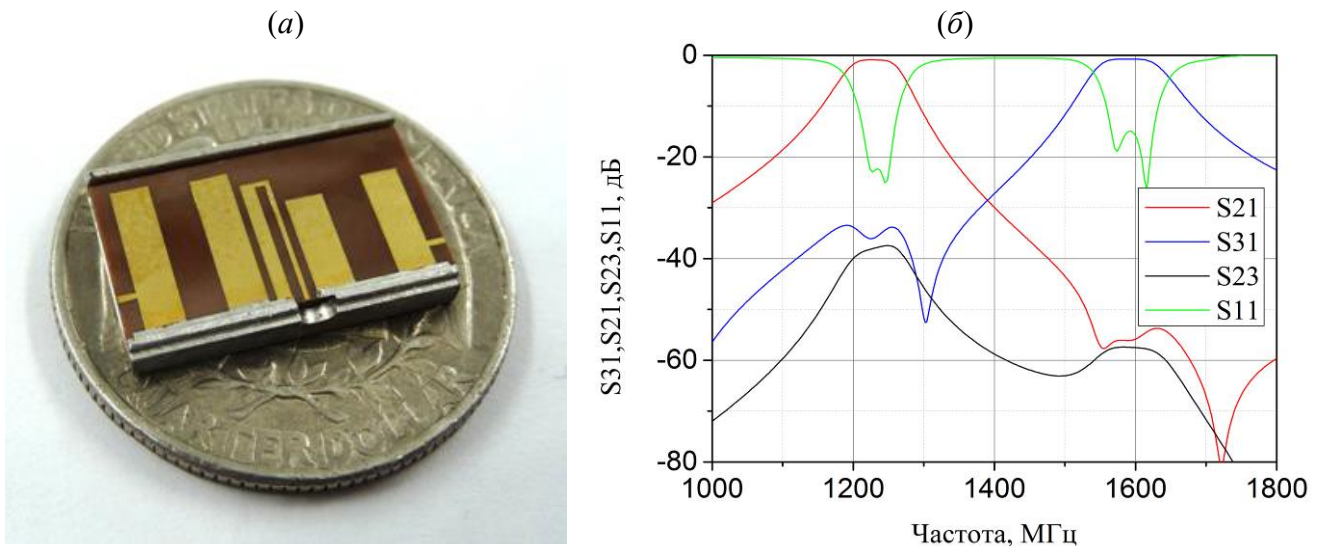


Рисунок 4.39 – серийно изготовленный микрополосковый диплексер с двухзвенными каналами (а) и его измеренная АЧХ (б).

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

#### 4.3.3. Диплексер на двухпроводниковых полосковых резонаторах для систем, работающих по сигналам ГНСС ГЛОНАСС/GPS

К диплексерам радиотракта применяются иные требования, в частности устройства должны обеспечивать высокие селективность и развязку каналов, а также быть миниатюрными. Для работы в составе радиотракта беззапросной измерительной системы был разработан высокоселективный диплексер, в котором фильтры каналов основаны на двухпроводниковых полосковых резонаторах. Такое конструктивное решение было принято в связи с тем, что диплексеры располагаются в объеме с небольшим изменением температур, что требуется для двухпроводниковых конструкций резонаторов, в которых даже применение керамики с высокой температурной стабильностью не позволяет создать устройство с температурной стабильностью АЧХ.

В техническом задании к диплексеру было отмечено, что НЧ-канал устройства должен работать с сигналами L3 и L2 ГНСС ГЛОНАСС/GPS, ВЧ-канал – с сигналами L1 ГНСС ГЛОНАСС/GPS. Максимальный уровень вносимых потерь в рабочих полосах частот может достигать 5 дБ, развязка каналов должна превышать 40 дБ, КСВН на рабочих частотах не должен превышать 1.3 дБ. При этом каналы должны обладать высокой селективностью, чтобы обеспечивать подавление сигналов других систем ГНСС (Beidou, Galileo) и обладать достаточной помехозащищенностью.

Проведенный анализ показал, что для получения требуемой селективности НЧ-канал диплексера должен состоять из пяти резонаторов, а ВЧ-канал может быть реализован на четырех

звеньях. В то же время было установлено, что, как и в случае с диплексерами, описанными в разделе 4.3.1, топологию диплексера с требуемыми характеристиками будет невозможно разместить на подложке стандартного типоразмера  $30 \times 48 \text{ мм}^2$ .

Уменьшения размеров НЧ-канала, состоящего из пяти резонаторов, удалось достичь за счет применения центрального резонатора с Т-образной формой проводников. Как было показано ранее (раздел 2.4), подобная конструкция приводит к увеличению емкостной связи между соседними резонаторами и, как следствие, к уменьшению общего коэффициента связи между ними, что позволяет значительно сблизить резонаторы. В данном случае для получения требуемых размеров каналов оба проводника центрального резонатора имели Т-образную форму. Для повышения уровня подавления сигнала в НЧ-канале на частоте 1165 МГц при сохранении размеров диплексера было принято решение разместить с обратной стороны от выходной СЦ резонатор-режектор, частота первой моды колебаний которого близка к указанной, соответственно, при распространении через структуру сигнала данной частоты его энергия будет частично затрачена на возбуждение резонанса в режекторе, что приведет к увеличению потерь на прохождение, а в силу близкого расположения режектора к СЦ, данный резонатор будет сильно связан с внешними линиями передач, то есть он будет иметь низкую добротность и, как следствие, на склоне АЧХ не будет наблюдаться ярко выраженного резонансного пика.

На рисунке 4.40 показана фотография изготовленного на АО «НПП «Радиосвязь» диплексера. В отличие от ранее рассмотренных диплексеров, где подключение к внешним линиям передач осуществлялось фольговыми перемычками, в данной конструкции по требованию технического задания применялись SMP разъемы, что привело к фактически двукратному росту размеров устройства.

На рисунке 4.41 приведены АЧХ изготовленного диплексера и характеристика использованной для его изготовления модели. Основные характеристики диплексера следующие: размеры в корпусе  $50.0 \times 11.4 \times 6.8 \text{ мм}^3$ ; центральные частоты каналов 1221 МГц и 1595 МГц, их относительная ширина – 7.9 % и 3.8 % для НЧ- и ВЧ-каналов соответственно; минимальные вносимые потери в каналах 2.2 дБ и 2.7 дБ, максимальные вносимые потери в каналах 5 дБ для диплексеров, изготовленных в корпусах с покрытием из сплава олово-висмут, и 4.5 дБ для диплексеров, изготовленных в корпусах с серебряным покрытием; уровень обратных потерь не более минус 15 дБ во всем диапазоне и минус 18 дБ в рабочих полосах; минимальная развязка между каналами 75 дБ. Высокочастотная полоса заграждения по уровню ниже –70 дБ простирается вплоть до 2500 МГц.

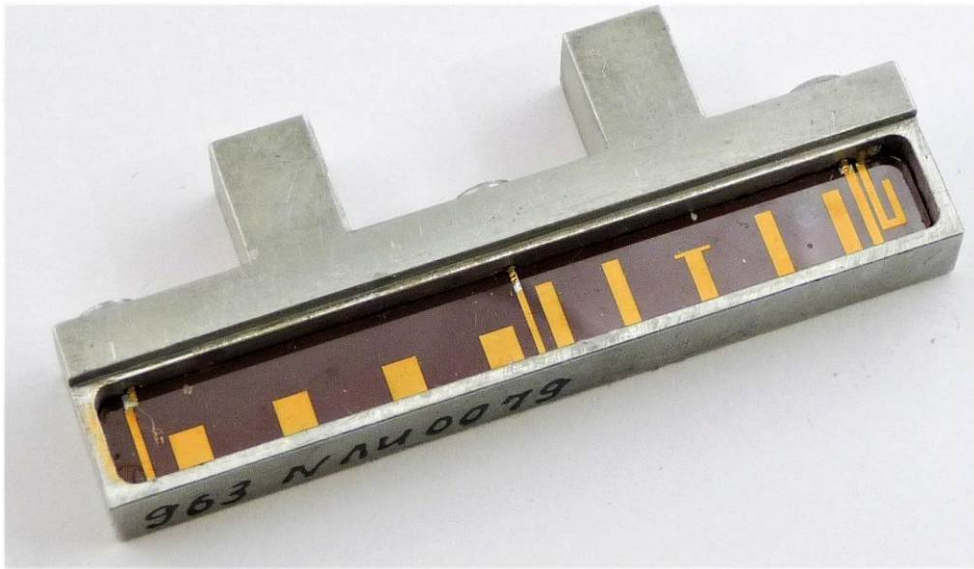


Рисунок 4.40 – Фотография изготовленного полоскового диплексера L1-L2L3-PT на подвешенной подложке и двухпроводниковых резонаторах

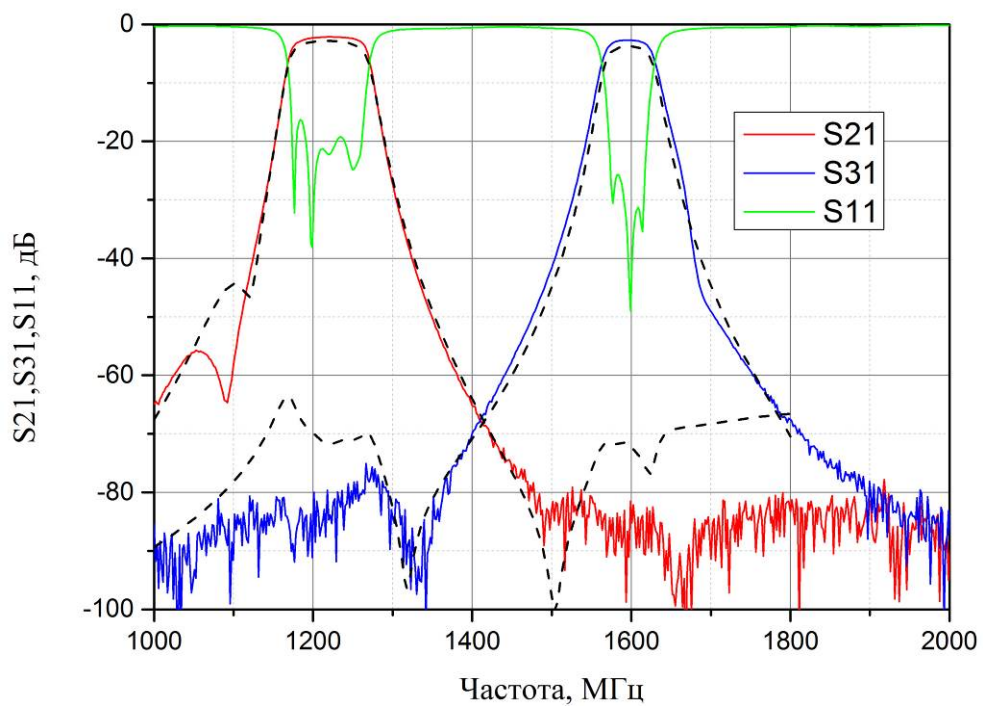


Рисунок 4.41 – Сравнение АЧХ изготовленного диплексера и его модели. Штриховые линии – результат моделирования, сплошные линии – результат измерения

Помимо уже описанных конструкций был разработан и внедрен в производство диплексер, у которого вместо канала L2L3 организован канал с полосой 2186-2236 МГц и аналогичными требованиями по развязке, селективности и вносимым потерям.

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

#### **4.3.4. Диплексеры на многопроводниковых многослойных полосковых резонаторах для систем, работающих по сигналам ГНСС ГЛОНАСС/GPS**

При серийном производстве диплексеров, описанных в разделе 4.3.3, было установлено, что допускаемые производителем отклонения параметров диэлектрических подложек от номинальных приводят к значительной расстройке характеристик диплексеров и требуют регулировки, которую может провести только сотрудник, обладающий достаточно высокой квалификацией. Это приводит к увеличению стоимости изготовления устройства и времени, необходимого для его изготовления. Основываясь на положительном опыте, полученном при разработке и изготовлении полосно-пропускающих фильтров на основе ММП-резонаторов по технологии многослойных печатных плат, было принято решение разработать одноуровневую и двухуровневую конструкции диплексера, которые бы удовлетворяли требованиям, предъявляемым к диплексерам радиотракта.

При синтезе одноуровневого диплексера была использована конструкция, описанная в разделе 4.2.1, со структурой многослойной печатной платы, приведенной в разделе 3.3. Для получения селективности того же порядка, что и у ранее описанного диплексера, оба канала диплексера были выполнены на основе фильтров пятого порядка. Фотография изготовленного диплексера и измерительного полигона показаны на рисунке 4.42. На рисунке 4.43 представлена АЧХ синтезированного устройства в сравнении с АЧХ диплексера, описанного в разделе 4.3.3. К сожалению, из-за близкого расположения проводника входной СЦ к шине экранирующего элемента все четыре изготовленных опытных образца диплексера имели короткое замыкание проводника СЦ на экран, приведшее к выходу из строя обоих каналов диплексера.

Основные характеристики синтезированного диплексера следующие: размеры  $35.0 \times 14 \times 4.3$  мм<sup>3</sup>; центральные частоты каналов 1221 МГц и 1595 МГц, их относительная ширина – 8.0 % и 3.8 % для НЧ- и ВЧ-каналов соответственно; минимальные вносимые потери в каналах 3.3 дБ и 4.3 дБ, максимальные вносимые потери в каналах 5 дБ для диплексеров; уровень обратных потерь не более минус 15 дБ во всем диапазоне и минус 18 дБ в рабочих полосах, минимальная развязка между каналами 58 дБ.

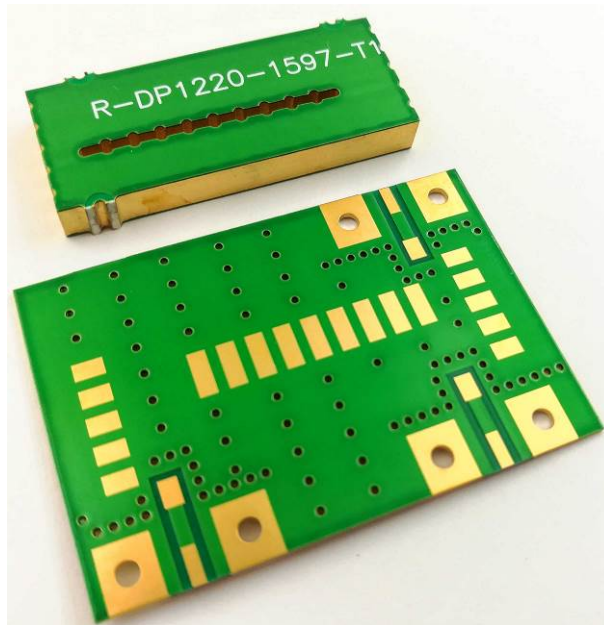


Рисунок 4.42 – Фотография изготовленного ММП-диплексера L1-L2L3-PT и его измерительного полигона

Наименьшие размеры будет иметь двухуровневый диплексер, конструкция которого, как и структура многослойной печатной платы, приведена в разделе 4.2.2. АЧХ диплексера и его конструкция приведены на рисунках 4.33 и 4.34 соответственно. Как уже было отмечено, в данной конструкции наблюдается значительное снижение уровня развязки по ВЧ-каналу. На рисунке 4.43 показано сравнение АЧХ модели двухуровневого ММП-диплексера (зеленая кривая), модели одноуровневого ММП-диплексера (синяя кривая) и характеристики серийного полоскового диплексера (красная кривая). Из рисунка видно, что у двухуровневого ММП-диплексера в ВЧ-канале при требуемой селективности минимальные потери в канале более чем на 2 дБ превышают потери ПР-диплексера. Максимальные потери на рабочих частотах ВЧ-канала для ММП-диплексера составляют 5.7 дБ, а для ПР-диплексера – 3.9 дБ: развязка на частотах НЧ-канала на 25 дБ уступает серийному устройству. В НЧ-канале даже при недостаточной селективности канала в ММП-диплексере минимальные потери в полосе пропускания превышают на 1 дБ потери в ПР-диплексере, в то время как в рабочей полосе это превышение составляет 2 дБ (5.7 дБ для ММП-диплексера и 3.7 дБ для ПР-диплексера). Хуже всего обстоит ситуация с развязкой НЧ-канала, где разница превышает 40 дБ, что делает фактически невозможным применение данного диплексера под указанную задачу. Необходимо отметить, что достигнуть требуемой селективности низкочастотного склона в НЧ-канале можно либо применением дополнительного резонатора, что приведет к росту потерь в полосе пропускания, либо, как сделано в ПР-диплексере, добавлением в структуру резонатора-режектора, но, как было установлено в



ходе исследований, это приводит к уменьшению уровня развязки в НЧ-канале еще на 3-5 дБ в зависимости от конфигурации резонатора.

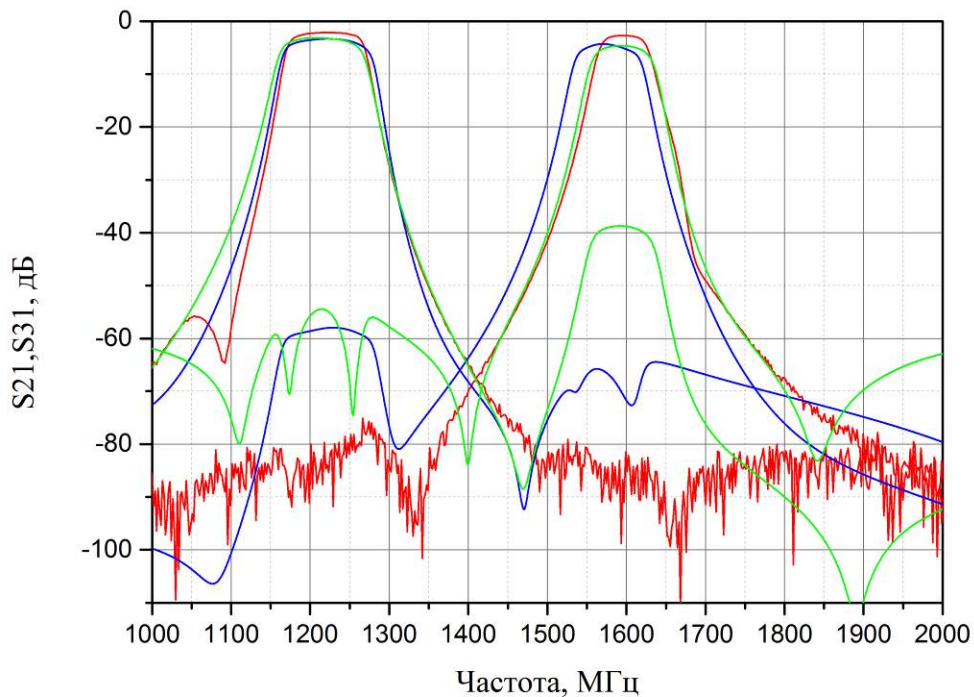


Рисунок 4.43 – Сравнение АЧХ диплексов радиотракта, синтезированных с применением ДППР (красная кривая), одноуровневого ММПР (синяя кривая) и двухуровневого МППР (зеленая кривая)

Исследование электрических характеристик двухуровневого ММП-диплексера подтвердило невозможность его использования в составе радиотракта беззапросной измерительной системы в силу значительного отличия характеристик от требуемых, однако синтезированный диплексер имеет размеры  $21 \times 9 \times 4.4 \text{ мм}^3$  против  $50.0 \times 11.4 \times 6.8 \text{ мм}^3$  у миниатюрного ПР-диплексера. Кроме того, он не требует настройки при производстве, что делает его перспективным для применения в гражданских системах.

В таблице 4.1 проведено сравнение всех пяти разработанных диплексов для систем, работающих по сигналам ГНСС ГЛОНАСС/GPS, которое проводится по основным электрическим характеристикам, размерам и массе устройств.

Таблица 4.1 – Сравнение характеристик диплексеров

Тип диплексера/ тип СЦ	$f_0$ , МГц/ $\Delta f/f_0$ , (%)		Вносимые потери, дБ		Развязка, дБ		Размер, мм <sup>3</sup>	Масса, г
	НЧ-канал	ВЧ-канал	НЧ-канал	ВЧ-канал	НЧ-канал	ВЧ-канал		
Диплексер на основе полуволновых МПР / нерезонансный отрезок МПЛ	1229/ 13	1583/ 13	0.84	0.95	36	39	36.0×25.3×9.7	25.0
Диплексер на основе четвертьволновых МПР / нерегулярный П-образный полосковый проводник	1249/ 4.8	1587/ 4.4	1.7	2.3	40	55	23.4×9.0×6.4	5.2
Диплексер на основе двухпроводниковых резонаторов / нерезонансный закороченный отрезок ПЛ	1221/ 7.9	1595/ 3.8	2.2	2.7	80	75	50.0×11.4×6.8	29.0
Одноуровневый диплексер на ММП-резонаторах / нерезонансный закороченный отрезок ПЛ*	1222/ 8.0	1585/ 3.8	3.3	4.3	58	65	35.0×14.0×4.3	3.9
Двухуровневый диплексер на ММП-резонаторах / нерегулярный П-образный полосковый проводник*	1223/ 8.5	1595/ 3.8	3.1	3.8	54	38	21.0×9.0×4.4	3.0

\* – характеристики приведены для моделей.

Таким образом, на основе разработанных конструкций резонаторов и согласующих цепей продемонстрированы примеры реализации диплексеров, которые предназначены для включения в состав систем, работающих с сигналами ГНСС ГЛОНАСС/GPS. Три разработанных диплексера и их вариации (всего 7 типов) уже внедрены в производство, еще два диплексера (ММП-диплексеры) будут внедрены в производство позднее. Разработанные диплексеры обладают высокой миниатюрностью, а также совокупностью высоких электрических характеристик, в частности, селективностью и развязкой каналов.



#### 4.4 Выводы к Главе 4

При разработке диплексеров, обладающих высокой миниатюрностью, а также селективностью каналов, одним из основных вопросов является вопрос конструирования согласующей цепи, обеспечивающей высокую независимость каналов диплексера, простоту его настройки, а также достижение требуемых уровней связи согласующей цепи с входными резонаторами каналов. Очевидным способом повысить миниатюрность диплексеров является применение материалов с высокой диэлектрической проницаемостью в качестве подложек для классических полосковых и микрополосковых конструкций резонаторов, применяемых в каналах диплексеров, а также построение каналов с применением резонаторов нового типа. При этом стоит отметить, что ранее не проводилось каких-либо значимых исследований диплексеров, построенных с применением материалов с высокой диэлектрической проницаемостью.

В настоящей работе были проведены исследования различных согласующих цепей и новых конструкций диплексеров и получены следующие результаты:

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

На основе одномерных моделей субструктур «СЦ/входной резонатор каналов диплексера» исследовано влияние параметров согласующей цепи на поведение их коэффициентов связи. Показано, что использование модифицированного энергетического подхода для расчета коэффициентов связи двух проводников различных конфигураций, резонансные частоты которых не совпадают, оправдано.

Установлено, что применение данного типа согласующей цепи позволяет разрабатывать микрополосковые диплексеры на полуволновых резонаторах с использованием подложек с высокой  $\epsilon_r$  (свыше 11) и с относительными полосами пропускания каналов вплоть до 15 %.

2. Разработана новая согласующая цепь в виде нерегулярного П-образного короткозамкнутого полоскового проводника для согласования общего порта с каналами микрополоскового диплексера на основе четвертьволновых резонаторов. Данный тип согласующей цепи обеспечивает высокую независимость каналов, что облегчает разработку диплексеров такой конструкции.

На основе одномерных моделей субструктур «СЦ/входной резонатор каналов диплексера» исследовано влияние параметров согласующей цепи на поведение коэффициентов связи. Показано, что использование в качестве согласующей цепи нерегулярного П-образного короткозамкнутого полоскового проводника позволяет разрабатывать миниатюрные микрополоско-

вые диплексеры на четвертьволновых резонаторах с использованием подложек с высокой  $\epsilon_r$  (свыше 11) и шириной полос пропускания каналов вплоть до 17 %.

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

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

4. Разработаны две конструкции диплексеров, основанные на применении многослойных многопроводниковых полосковых резонаторов.

Для одноуровневой конструкции, где каналы диплексера разделены экранирующим элементом, исследование влияния параметров экранирующего элемента на уровень развязки показало, что отсутствует необходимость физически разделять выходы каналов. Достичь значимых уровней развязки (более 50 дБ) можно на монолитной конструкции с большим (более 4) количеством звеньев в каналах.

Двухуровневая конструкция, где каналы диплексера разделены сплошным металлическим экраном, является наиболее миниатюрной и обеспечивает наибольший уровень развязки между каналами при малом количестве звеньев среди других рассмотренных конструкций. При этом добиться значимых уровней развязки (более 50 дБ) можно только в метровом и части дециметрового диапазона, так как, в силу особенностей конструкции, этот уровень определяется длиной резонаторов каналов.

Установлено, что диплексеры, разработанные с применением многослойных многопроводниковых полосковых резонаторов и изготовленные по технологии многослойных печатных плат, отличаются уникальной миниатюрностью: имеют размеры не менее чем в два раза меньшие и массу не менее чем в семь раз меньшую, чем их аналоги, спроектированные с применением высокодобротной керамики с высокой диэлектрической проницаемостью. В то же время из-за низкой собственной добротности резонаторов данные типы диплексеров будут иметь значительно более высокие вносимые потери в полосе пропускания.

5. Разработано девять конструкций диплексеров для применения в составе систем, работающих по сигналам ГНСС ГЛОНАСС/GPS, из которых семь внедрено в серийное произ-

водство на АО «НПП «Радиосвязь», что подтверждается актами о внедрении (приложение Б), остальные два войдут в номенклатуру предприятия после доработки конструкции.

Результаты исследования, описанного в главе, опубликованы в работах [338-346].

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Основные результаты работы заключаются в следующем:

1. Сформулирована концепция построения многослойных многопроводниковых полосковых резонаторов, в которых металлодиэлектрическая структура, содержащая отрезки полосковых проводников, разделенных тонкими диэлектрическими слоями и имеющих сильную электромагнитную связь друг с другом, окружена экранирующим металлическим слоем.

2. Проведены исследования зависимости характеристик многослойных многопроводниковых резонаторов от их конструктивных параметров. Установлено, что уменьшения частоты первой моды колебаний, ведущего к миниатюризации устройств, можно добиться увеличением количества полосковых проводников в структуре резонаторов, а также их сближением за счет утончения диэлектрического слоя. Последнее будет приводить также к увеличению расталкивания собственных частот резонаторов и позволит расширить высокочастотную полосу заграждения устройств, в основе которых лежат разработанные конструкции.

3. Установлено, что короткое замыкание свободных концов несоседних проводников в многослойной структуре приводит к запрету на возбуждение мод с промежуточными частотами и, как следствие, к разряжению спектра собственных частот в резонаторах с большим количеством проводников, что на практике позволяет значительно расширить высокочастотную полосу заграждения устройств.

4. Разработан метод расширения высокочастотной полосы заграждения устройств, который заключается в применении в конструкции фильтра резонаторов с разной шириной полосковых проводников. Разработанные полосно-пропускающие фильтры более чем в два раза превосходят по протяженности высокочастотной полосы заграждения обычные фильтры.

5. Показано, что интегральные полупроводниковые технологии являются перспективными для создания сверхминиатюрных полосно-пропускающих фильтров метрового и дециметрового диапазонов длин волн. Экспериментальные фильтры метрового диапазона длин волн имеют размеры  $15.8 \times 3.2 \text{ мм}^2$  ( $0.013\lambda_0 \times 0.002\lambda_0$ ) и протяженность высокочастотной полосы заграждения  $13.1f_0$  при средней ее глубине 38 дБ, а также хорошую повторяемость. Дальнейшее уменьшение размеров устройств может быть достигнуто переходом от двухпроводниковой конструкции резонаторов к многослойной многопроводниковой конструкции. Фильтр сантиметрового диапазона длин волн размерами  $4.4 \times 5.1 \text{ мм}^2$  ( $0.018\lambda_0 \times 0.021\lambda_0$ ) не уступает по характеристикам неинтегральным аналогам того же диапазона, имеющим при этом размеры на порядок большие.

6. Предложен и реализован способ, позволивший исключить влияние физических свойств препрега на характеристики частотно-селективных устройств, изготавливаемых по тех-

нологии многослойных печатных плат. Это позволило значительно повысить процент выхода в серии годных устройств, не требующих регулировки. Таким образом, исключив потребность в высококвалифицированном ручном труде.

7. Разработан способ экранировки (корпусирования) устройств, изготавливаемых по технологии многослойных печатных плат, заключающийся в осаждении на поверхность структуры слоя гальванической меди, что позволило на десятки процентов снизить массу и размеры устройств.

8. Показано, что создаваемые по технологии многослойных печатных плат устройства на основе многослойных многопроводниковых полосковых резонаторов сохраняют свою работоспособность в диапазоне температур от минус 50 до 60 градусов, и при постоянной входной мощности до 15 Вт.

9. Экспериментально было показано, что в рамках одной многослойной печатной платы можно реализовать устройства в широком диапазоне частот. Продемонстрировано, что применением только одного типа резонаторов можно полностью перекрыть дециметровый диапазон длин волн, а добавление в печатную плату фильтров на основе новых двухспиральных структур позволяет перекрыть и метровый диапазон.

10. Показана возможность применения нерезонансного отрезка микрополосковой линии для согласования общего порта с фильтрами каналов микрополоскового диплексера для реализации миниатюрных устройств на подложке с высокой  $\epsilon_r$ . Установлено, что применение данного типа согласующей цепи позволяет разрабатывать микрополосковые диплексеры на полуволновых резонаторах с использованием подложек с высокой  $\epsilon_r$  и с относительными полосами пропускания каналов вплоть до 15 %.

11. Разработана новая согласующая цепь в виде нерегулярного П-образного короткозамкнутого полоскового проводника для согласования общего порта с каналами микрополоскового диплексера на основе четвертьволновых резонаторов. Данная согласующая цепь обеспечивает высокую независимость каналов, что облегчает разработку диплексеров такой конструкции. Показано, что использование в качестве согласующей цепи нерегулярного П-образного короткозамкнутого полоскового проводника позволяет разрабатывать миниатюрные микрополосковые диплексеры на четвертьволновых резонаторах, с использованием подложек с высокой  $\epsilon_r$  и шириной полос пропускания каналов вплоть до 17 %.

12. Разработана согласующая цепь в виде короткозамкнутого отрезка полосковой линии для согласования каналов с общим портом в полосковом диплексере на подвешенной подложке на основе двухпроводниковых резонаторов. Использование подложки с высокой  $\epsilon_r$  и компактные размеры согласующего проводника позволили разработать миниатюрный диплексер. Показано, что использование такой согласующей цепи для согласования общего порта с

каналами позволяет разрабатывать полосковые диплексеры на подвешенной подложке и двухпроводниковых резонаторах с широкими (до 21 %) относительными полосами пропускания каналов.

13. Разработаны две конструкции диплексеров, основанные на применении многослойных многопроводниковых полосковых резонаторов. В одноуровневой конструкции, где каналы диплексера разделены экранирующим элементом, можно достичь значимых уровней развязки (более 50 дБ) увеличением количества звеньев. В двухуровневой конструкции, которая является наиболее миниатюрной, где каналы диплексера разделены сплошным металлическим экраном, обеспечивается наиболее высокий уровень развязки между каналами (до 40 дБ) среди всех исследованных конструкций. При этом добиться значимых уровней развязки (более 50 дБ), можно только в метровом и части дециметрового диапазонов длин волн, так как в силу особенностей конструкции уровень определяется длиной резонаторов каналов.

14. Установлено, что диплексеры, в которых применяются многопроводниковые многослойные полосковые резонаторы, изготовленные по технологии многослойных печатных плат, отличаются уникальной миниатюрностью: имеют размеры не менее чем в два раза меньше и массу не менее чем в семь раз меньше, чем их аналоги, спроектированные с применением подложек из керамики с высокой диэлектрической проницаемостью. Однако из-за сравнительно низкой собственной добротности резонаторов данные типы диплексеров характеризуются более высокими вносимыми потерями в полосах пропускания.

## СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

ALD	– атомно-слоевое осаждение
GPS	– Global Position System
IEEE	– Институт инженеров электротехники и электроники
IPD	– интегрированные пассивные устройства
LCP	– жидкокристаллический полимер
LTCC	– технология низкотемпературной совместно обжигаемой керамики
PCB	– печатная плата
SIW	– substrate integrated waveguide
ТКР	– коэффициент температурного расширения
АЧХ	– амплитудно-частотная характеристика
ВЧ	– высокочастотный
ГВЗ	– групповое время запаздывания
ГЛОНАСС	– Глобальная Навигационная Спутниковая Система
ГНСС	– глобальная навигационная спутниковая система
ДППР	– двухпроводниковый полосковый резонатор
ДР	– диэлектрический резонатор
ЕНОР	– емкостно-нагруженный объемный резонатор
КДР	– коаксиальный диэлектрический резонатор
КМОП	– технология металл-оксид-полупроводник
КСВН	– коэффициент стоячей волны напряжения
ММПР	– многослойный многопроводниковый полосковый резонатор
МПЛ	– микрополосковая линия
МПР	– микрополосковый резонатор
МПФ	– микрополосковый фильтр
МШУ	– малозумящий усилитель
МЭМС	– микроэлектромеханические системы
НЧ	– низкочастотный
ОАВ	– объемные акустические волны
ПАВ	– поверхностные акустические волны
ПЗФ	– полосно-заграждающий фильтр
ППФ	– полосно-пропускающий фильтр
ПР	– полосковый резонатор
ПЧ	– промежуточные частоты

СВС	– скачок волнового сопротивления
СВЧ	– сверхвысокие частоты
СЦ	– согласующая цепь
СШП	– сверхширокополосный
ТМПП	– технология многослойных печатных плат
УЧСС	– устройства частотной селекции сигналов
ФВЧ	– фильтр верхних частот
ФНЧ	– фильтр нижних частот
ФЧХ	– фазочастотная характеристика
ЧСУ	– частотно-селективное устройство
ЭМС	– электромагнитная совместимость



## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ieeexplore.ieee.org: научная электронная библиотека [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://ieeexplore.ieee.org/Xplore/home.jsp>, свободный.
2. Li, L., Shen, W., Ding, J. and Sun, X. Compact 60-GHz On-Chip Bandpass Filter With Low Insertion Loss // IEEE Electron Device Letters. – 2018 – Vol. 39. – № 1. – Pp. 12–14.
3. Vosoogh, A., Brazález, A. A. and Kildal, P. A V-Band Inverted Microstrip Gap Waveguide End-Coupled Bandpass Filter // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2016. – Vol. 26. – № 4. – Pp. 261–263.
4. Djoumessi, E. E. and Wu, K. Compact Packaged Diplexer Based on Highly Selective Dual-Mode Bandpass Filter // IEEE Microwave Magazine. – 2011 – Vol. 12. – № 1. – Pp. 89–93.
5. Беляев, Б. А., Лексиков, А. А., Тюрнев, В. В., Казаков, А. В. Полосно-пропускающий фильтр: патент РФ 2237320; опубл. 27.09.2004.
6. Pal, M. and Ghatak, R. A Distinctive Resonance: Multiband Bandpass Filter Design Techniques Using Multimode Resonators // IEEE Microwave Magazine. – 2015. – Vol. 16. – №11. – Pp. 36–55.
7. Hong, Jia-Sheng, McErlean, E. P. and Karyamapudi, B. M. A high-temperature superconducting filter for future mobile telecommunication systems // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2005. – Vol. 53. – № 6. – Pp. 1976–1981.
8. Geschke, R.-H., Jokanovic, B. and Meyer, P. Filter parameter extraction for triple band composite split-ring resonators and filters // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2011 – Vol. 59. – No. 6. – Pp. 1500–1508.
9. Земляков, В. В. Электродинамический анализ и синтез одно- и многомодовых селективных и направляющих СВЧ-устройств на волноводах сложного сечения и их развитие в структурах многослойных интегральных микросхем: автореф. дисс. д-ра физ.-мат. наук: 01.04.03 / В.В. Земляков; Южный федеральный университет. – Ростов-на-Дону. – 2015. – 48 с.
10. Гадзиева, А. А., Земляков В. В., Крутиев С. В. Полосно-пропускающий СВЧ-фильтр на волноводах сложного сечения, интегрированный в многослойную микросхему с применением SIW-технологии // Инженерный вестник Дона. – 2013. – № 1.
11. Szydlowski, L., Lamecki, A., Mrozowski, M. Design of Microwave Lossy Filter Based on Substrate Integrated Waveguide (SIW) // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2011. – Vol. 21. – № 5. – Pp. 249–251.
12. Sekar, V. Armendariz, M., Entesri, K. A 1.2-1.6-GHz Substrate-Integrated-Waveguide RF MEMS Tunable Filter // IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques. – 2011. – Vol. 59.

– № 4. – Pp. 866–876.

13. Тургалиев, В. М. Емкостно-нагруженные резонаторы и фильтры СВЧ на их основе: автореф. дисс... канд. техн. наук: 05.12.07 / В. М. Тургалиев; ЛЭТИ. – СПб., 2015. – 18 с.
14. Лапин, А. Ю., Крылов, Ю. В. Волноводные фильтры на основе частотно-селективной поверхности // Решетневские чтения. – 2014. – С. 190–192.
15. Masataka, O. et al. Novel waveguide filters with multiple attenuation poles using dual-behavior resonance of frequency-selective surfaces // IEEE transactions on microwave theory and techniques. – 2005. – Vol. 53. – № 11. – Pp. 3320–3326.
16. Безбородов, Ю. М., Нарытник, Т. Н., Федоров, В. Б. Фильтры СВЧ на диэлектрических резонаторах. – Киев: «Тэхника», 1989. – 184 с.
17. Патент СССР 853721, МКИ Н01Р 3/16. Диэлектрический волновод // М. Ю. Безбородов, Л. В. Скрыпник, Т. Н. Нарытник; опубл.– 1981.
18. Snyder, R. V. Resonator filter with wide stopbands. Patent US 5220300 A.; published 15.06.1993.
19. Попов, В. В., Одоевская, Л. А., Бичурин, М. И. Разработка малогабаритных полосовых СВЧ фильтров // Вестник новгородского государственного университета. – 2008. – № 46. – С. 45–48.
20. Hu, H. and Wu, K.-L. A TM<sub>11</sub> Dual-Mode Dielectric Resonator Filter With Planar Coupling Configuration // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2013. – Vol. 61. – № 1. – Pp. 131–138.
21. Орлов, С. И. Расчет и конструирование коаксиальных резонаторов. – М.: «Советское радио», 1970. – 256 с.
22. Yamashita, S., Makimoto, M. Miniaturized coaxial resonator partially loaded with high-dielectric-constant microwave ceramics // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1983. – Vol. MTT-31. № 9. – Pp. 697–703.
23. Sagawa, M., Makimoto, M., Yamashita, S. A design method of bandpass filters using dielectric-field coaxial resonators // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1985. – Vol. 33. – № 2. – Pp. 152–157.
24. Makimoto, M. et al. Compact duplexer for 400 MHz band land mobile radio equipment // 33rd IEEE Vehicular Technology Conference. – 1983. – Vol. 33. – Pp. 201–204.
25. Yunqiang, X. Quarter-wave coaxial filter. Patent CN 203039053U; published 03.07.2013.
26. Song, K., Fan, Y., Zhang, Y. Modelling and application of stepped impedance resonators with double coaxial structure // Microwave and Optical Technology Letters. – 2006. – Vol. 48. –

№ 11. – Pp. 2314–2317.

27. Song, K., Fan, Y., Zhang, Y. Compact bandpass filters using double coaxial stepped impedance resonators for mobile communication // HKIE Transactions. – 2007. – Vol. 14. – № 2. – Pp. 31–34.
28. Snyder, R. V., Bastioli, S. Broad passband, wide stopband, high power evanescent mode filters using capacitively-loaded ridges // 42<sup>nd</sup> European Microwave Conference. – 2012. – Pp. 176–179.
29. Guohui, L., et al. Stepped impedance resonator (SIR) coaxial-cavity band-pass filter. Patent CN 102522617 A.; published 27.06.2012.
30. Беляев, Б. А. и др. Коаксиальный резонатор. Патент РФ 2449432; опубл. 27.04.2012.
31. Беляев, Б. А. и др. Полосно-пропускающий фильтр со сверхширокой полосой заграждения на миниатюризованных коаксиальных резонаторах // Радиотехника и электроника. – 2013. – Т. 58. – № 2. – С. 127–135.
32. Belyaev, B. A. et al. Bandpass filter with an ultra-wide stopband designed on miniaturized coaxial resonators // Journal of Communications Technology and Electronics. – 2013. – Vol. 58. – № 2. – Pp. 110–117.
33. Belyaev, B. A. et al. Miniature bandpass filter with a wide stopband up to  $40f_0$  // Microwave and Optical Technology Letters. – 2012. – Vol. 54. – № 5. – Pp. 1117–1118.
34. Бальва, Я. Ф. и др. Миниатюрный коаксиальный резонатор и полосно-пропускающий фильтр на его основе // Известия ВУЗов. Физика. – 2015. – Т. 58. – № 10/3. – С. 152–154.
35. Багдасарян, А. С. и др. Устройства частотной селекции на ПАВ в современных системах связи, радиолокации и телекоммуникации // Электроника. Наука. Технология. Бизнес. – 2013. – №8(00131). – С. 128–136.
36. Багдасарян, А. С., Гуляев, Ю. В. Фильтры на поверхностных акустических волнах: состояние и перспективы развития // Н.-тех. журнал «Радиотехника». – 2003. – № 8. – С.15–25.
37. Туркин, И. А., Тимошенко, С., Краснопольский, А. Отечественные сверхширокополосные фильтры на ПАВ // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – 2009. – № 8. – С. 28–31.
38. Багдасарян, А. С., Сеницына, Т. В. Устройства селекции частоты на ПАВ. Физико-технические принципы построения // Электроника: НТБ. – 2011. – №4. – С. 38–44.
39. Багдасарян, А. С. и др. Фильтры на поверхностных акустических волнах нового поколения для гибридных аналого-цифровых телевизионных приемников // Радиотехника и электроника. – 2004. – Т. 49. – №9. – С. 1140–1149.
40. Багдасарян, А. С., Сеницына, Т. В. Анализ ВШП методом связанных мод // Си-

стемы и средства связи, телевидения и радиовещания. – 2003. – №1–2. – С.11–14.

41. Машинин, О. В. и др. Патент РФ 2295193. Устройство на поверхностных акустических волнах; опубл.: 10.03.2007.
42. Багдасарян, А.С., Сеницына, Т.В., Машинин, О.В. ПАВ-фильтры с малыми потерями на основе U-образного ответвителя // Электросвязь. – 2004. – № 2. – С. 32–33.
43. Багдасарян, А. С. и др. Частотно-селективные СВЧ-модули на основе преобразователей веерного типа // Электроника: НТБ. – 2012. – № 2. – С. 66–71.
44. Туркин, И. А. Квазивеерные фильтры на ПАВ: частоты, полосы пропускания, корреляция АЧХ // Электроника. Наука. Технология. Бизнес. – 2015. – №7(00147). – С. 72–75.
45. Сеницына, Т. В., Орлов, М.М. Исследование влияния электродной структуры на параметры акустической волны в сильных пьезоэлектриках // Известия вузов. Сер. Материалы электронной техники. – 2004. – № 1. – С. 67–69.
46. Багдасарян, А. С., Сеницына, Т. В. Селективные акустоэлектронные приборы на основе однонаправленных структур поверхностных акустических волн систем. – М., 2004. – 103 с.
47. Багдасарян, А. С., Гуляев, Ю. В., Сеницына, Т. В. Резонаторные ПАВ-фильтры для современных телекоммуникационных систем // Тезисы докладов V Международной н.-т. конференции «Перспективные технологии в средствах передачи информации». – Владимир. – 2003. – С. 152–154.
48. Сеницына, Т. В., Багдасарян, А. С., Орлов М.М. Узкополосные ПАВ-фильтры с малыми потерями на основе поперечно-связанной структуры // Электронная промышленность. Наука. Технологии. Изделия. – 2004. – № 1. – С. 19–25.
49. Багдасарян, А. С. и др. Узкополосные фильтры на поверхностных акустических волнах в системах радиочастотной идентификации // Радиотехника и электроника. – 2008. – Т. 53. – №7. – С. 887–896.
50. Машинин, О. В. и др. Фильтр на поверхностных акустических волнах. Патент РФ 2308799; опубл.: 20.10.2007.
51. Сеницына, Т. В., Багдасарян, А. С., Егоров, Р. В. ПАВ-фильтры на основе продольно-связанных структур // Электронная промышленность. Наука. Технологии. Изделия. – 2004. – С. 14–19.
52. Сеницына Т. В. и др. Резонаторные ПАВ-фильтры для систем связи // Материалы 14-й Международной конференции КрыМиКо-2004 «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», Украина. – 2004. – С. 472–473.
53. Schaefer, G. M., Rothmund, R. and Fattinger, G. Process and Design Challenge for

SMR-type Bulk Acoustic Wave (BAW) Filters at Frequencies Above 5 GHz // 2019 IEEE International Ultrasonics Symposium (IUS). – 2019. – Pp. 1696–1699.

54. Беляев, Б. А. и др. Конструирование микрополосковых селективных устройств сверхвысоких частот: учебно-методическое пособие для практических занятий и самостоятельной работы для студентов направления 210400.68 «Радиотехника» [Электронный ресурс] – Красноярск: Сиб. федер. ун-т. – 2013. – 150 с.

55. Cohn, S. B. Parallel-coupled transmission-line-resonator filters // IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1958. – Vol. 6.– № 2. – Pp. 223–231.

56. Гупта, К., Гардж, Р., Чадха, Р. Машинное проектирование СВЧ-устройств. М.: Радио и связь, 1987.

57. Dell-Imagine, R. A. A parallel coupled microstrip filter design procedure // International Microwave Symposium Digest of Technical Papers. – 1970. – Pp. 29–32.

58. Vendelin, G. D. High-dielectric substrates for microwave hybrid integrated circuitry // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques– 1967. – № 15. – Pp. 750–752.

59. Wolters, K. C. and Clar, P.L. Microstrip transmission lines on high dielectric constant substrates for hybrid microwave integrated circuits // IEEE MTT-S Digest. – 1967. – Pp. 129–131.

60. Winter, F. J., Taub, J. J. and Marcelli, M. High dielectric constant strip line band pass filters // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1991. – Pp. 2182–2187.

61. Konno K. Small-size comb-line microstrip narrow BPF // IEEE MTT-S Digest. – 1962. – P. 917–920.

62. Pramanik, P. Compact 900-MHz hairpin-line filters using high dielectric constant microstrip line // IEEE MTT-S Digest. – 1993. – Pp. 885–888.

63. Hunter, I. C. et al. Miniature microwave filters for communication systems // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1995. – Pp. 1751–1757.

64. Sheta, A. F. et al. A new semi-lumped filter structure // IEEE MTT-S Digest. – 1995. – Pp. 383–386.

65. Sheta, A. F. et al. Miniature microstrip stepped impedance resonator bandpass filters and diplexers for mobile communications // IEEE MTT-S Digest. – 1996. – Pp. 607–610.

66. Murase, M. et al. Multi-chip transmitter/receiver module using high dielectric substrates for 5.8 GHz Its applications // IEEE MTT-S Digest. 1999. – Pp. 211–214.

67. Kundu, A.C. and Endou, K. TEM-mode planar dielectric waveguide resonator BPF for W-CDMA // IEEE MTT-S Digest. – 2000. – Pp. 191–194.

68. Заикин, В. А., Смыслов, Г. М. Выбор диэлектрической подложки при миниатюризации полосно-пропускающих фильтров дециметрового диапазона // Электронная техника. Сер.

1. Электроника СВЧ. – 1989. – Вып. 9(423). – С. 9–11.

69. Беляев, Б. А. и др. Исследование микрополосковых резонаторов и устройств СВЧ на их основе. Часть I // Препринт № 415Ф, ИФ СО АН СССР, Красноярск. – 1987. – 55 с.
70. Беляев, Б. А. и др. Исследование микрополосковых резонаторов и устройств СВЧ на их основе. Часть III // Препринт № 468Ф, ИФ СО АН СССР, Красноярск. – 1988 – 62 с.
71. Лифшиц, Ю. А., Симин, Г. С., Хрусталева, В. В. Высокодобротные термостабильные элементы СВЧ ИС // Микроэлектроника. – 1985. – Т. 14. – Вып. 3. – С. 281–284.
72. Ненашева, Е. А. и др. Керамические материалы для СВЧ-электроники // Физика твердого тела. – 1999. – Т. 41. Вып. 5. – С. 882–884.
73. Hong, J-S. Microstrip filters for RF/microwave applications // Hoboken: John Wiley & Sons, Inc. 2011.
74. Makimoto, M., Yamashita, S. Bandpass Filters Using Parallel Coupled Stripline Stepped Impedance Resonators // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1980. – Vol. 28. – № 12. – Pp. 1413–1417.
75. Makimoto, M., Yamashita, S. Compact Bandpass Filter Using Stepped Impedance Resonators // Proc. IEEE. – 1979. – Vol. 67. – № 1. – Pp. 16–19.
76. Chen, T.-A. et al. Parallel-coupled filters using stepped-impedance coupled lines // 2016 IEEE International Symposium on Radio-Frequency Integration Technology (RFIT). – 2016. – Pp. 1–3.
77. Беляев, Б. А., Лексиков, А. А., Тюрнев, В. В. Полосно-пропускающий фильтр. Патент РФ 2362241; опубл. 20.07.2009.
78. Lee, Y.-T. et al. A Compact-Size Microstrip Spiral Resonator and Its Application to Microwave Oscillator // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2002. – Vol. 12, № 10.
79. Беляев, Б. А. и др. Миниатюризованные микро-полосковые СВЧ фильтры. Препринт № 730Ф, ИФ СО РАН, Красноярск. – 1993. – 64 с.
80. Hejazi, Z. M. EM full-wave analysis and testing of novel quasi-elliptic microstrip filters for ultra-narrowband filter design // Progress In Electromagnetics Research. – 2008. – № 85. – Pp. 261–288.
81. Инуи, О., Нагаи, Да. Миниатюризация широкополосных фильтров СВЧ-диапазона путем использования спиральных резонаторов // ТИИЭР. – 1979 – Т. 67. – № 1. – С. 21–26.
82. Ying, Z. et al. A compact superconducting bandpass filter at 360 MHz with very wide stopband using modified spiral resonators // IEEE Transactions on Applied Superconductivity. – 2013. – Vol. 23. № 1 (1500706). – Pp. 1–6.
83. Tan, C. Y. et al. Cross-Coupled Dual-Spiral High-Temperature Superconducting Filter // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2003. – Vol. 13. № 6. – Pp. 247–249.

84. Mattheaei, G. Narrow-band filters with zig-zag hairpin resonator. Patent US 20030222732 A1; published: 04.12.2003.
85. Miljanović, D. M. et al. Design of miniaturized bandpass filters using quasi-lumped multilayer resonators // *Journal of Circuits, Systems, and Computers*. – 2014. – Vol. 23. – № 6 – Pp. 1450083-1–1450083-21.
86. Baliarda, C. et al. Fractal and space-filling transmission lines, resonators, filters and passive network elements. Patent US 20080011509 A1; published: 17.01.2008.
87. Лоткова, Е. Д. Фильтры на шпилечных резонаторах // *Техника средств связи. Сер. Техника радиосвязи*. – 1976. – Вып. 1. – С. 159–170.
88. Калинина, Т. И., Василенко, Е. В. Фильтры для интегральных схем СВЧ // *Обзоры по электронной технике. Сер. Электроника СВЧ*. – 1979. – Вып. 3(612). – 52 с.
89. Венедиктов, В. Б., Гребнев, В. Н. Расчет полосно-пропускающих фильтров СВЧ на свернутых полуволновых микрополосковых резонаторах // *Вопросы радиоэлектроники. Сер. Общетеχνическая*. – 1979. – Вып. 11. – С. 113–118.
90. Заикин, В. А., Смыслов, Г. М. Выбор диэлектрической подложки при миниатюризации полосно-пропускающих фильтров дециметрового диапазона // *Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ*. – 1989. – Вып. 9(423). – С. 9–11.
91. Sagawa, M., Takahashi, K., Makimoto, M. Miniaturized Hairpin Resonator Filters and Their Application to Receiver Front-End MIC's // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 1989. – Vol. 37. – № 12. – Pp. 1991–1997.
92. Newman, N., Lyons, W. G. High-Temperature Superconducting Microwave Device: Fundamental Issues in Materials, Physics, and Engineering // *Journal of Superconductivity*. – 1993. – Vol. 6. – № 3. – Pp. 119–160.
93. Tarasov, V. F. et al. Band-Pass Filters for 1.8 GHz Frequency Range Using Double-Sided YBCO/Au Films on CeO<sub>2</sub>-Buffered Sapphire // *Journal of Superconductivity.: Incorporating Novel magnetism*. – 2001. – Vol. 14. – № 1. – Pp. 115–125.
94. Vendik, I. et al. Design of Trimmingless Narrowband Planar HTS Filters // *Journal of Superconductivity.: Incorporating Novel magnetism*. – 2001. – Vol. 14. – № 1. – Pp. 21–28.
95. Дрокин, Н. А., Рачко, Л. Т. Влияние скачка ширины полоски резонаторов на характеристики шпилечных микрополосковых фильтров // *Труды Межд. научн.-практ. конф. «Спутниковые системы связи и навигации»*, Красноярск. – 1997. – Т.1. – С. 259–265.
96. Hong, J-S., Lancaster, M. J. Coupling of Microstrip Square Open-Loop resonators for Cross-Coupled Planar Microwave Filters // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 1996. – Vol. 44. – № 12. – Pp. 2099–2109.

97. Hong, J-S., Lancaster, M. J. Theory and Experiment of Novel Microstrip Slow-Wave Open-Loop Resonators Filters // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 1997. – Vol. 45. – № 12. – P. 2358–2365.
98. Bancui, M. G., Ramer, R., Ioachim, A. Microstrip Filters Using New Compact Resonators // *Electronics Letters*. – 2002. – Vol. 38. – Pp. 228–229.
99. Matthaei, G.L. Narrow-Band, Fixed-Tuned and Tunable Band-Pass Filters with Zig-Zag Hairpin-Comb Resonators // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 2003. – Vol. 51. – Pp. 1214–1219.
100. Nam, H., Lim, Y., Lee, H. Miniaturized Bandpass Filter with Improved Stopband Characteristics using Microstrip Interdigital-Loop Resonator // *Proc. Conf. on Convergent Technologies for Asia-Pacific Region, TENCON*. – 2003. – Pp. 635–642.
101. Беляев, Б. А., Никитина, М. И., Тюрнев, В. В. Экспертная система FILTEX для синтеза микрополосковых фильтров // *Труды Межд. научн.-практ. конф. «Спутниковые системы связи и навигации»*, Красноярск. – 1997. – Т. 1. – С. 241–249.
102. Ильченко, М. Е., Захаров, А. В., Сызранов, В. А. Малогабаритные микрополосковые фильтры с узкой полосой пропускания // *Изв. Вузов. Радиоэлектроника*. – 1993. – № 10. – С. 60–64.
103. Orellana, M. et al. Design of capacitively loaded coupled-line bandpass filters with compact size and spurious suppression // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2017. – Vol. 65. – № 4. – Pp. 1235–1248.
104. C. Tang and Y. Hsu. A Microstrip Bandpass Filter With Ultra-Wide Stopband // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – Vol. 56. – № 6. – Pp. 1468–1472.
105. Tu, Wen-Hua and Chang, Kai. Compact second harmonic-suppressed bandstop and bandpass filters using open stubs // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 2006. – Vol. 54. – № 6. – Pp. 2497–2502.
106. Mu, Yani, Ma, Zhewang and Xu, Deming. A novel compact interdigital bandpass filter using multilayer cross-coupled folded quarter-wavelength resonators // *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. – 2005. – Vol. 15. – № 12. Pp. 847–849.
107. Mu, Yani, Ma, Zhewang, Xu, Deming. Multilayered stripline interdigital-hairpin bandpass filters with small-size and improved stopband characteristics // *Microwave Conference Proceedings 2005. APMC 2005. Asia-Pacific Conference Proceedings*. – 2005. – Vol. 4. – Pp. 4.
108. Tang, W., He, J., Yang, X.-B. Miniaturized Mixed Electric and Magnetic Coupling Bandpass Filter Based on Interdigital Resonator // *Electromagnetics*. – 2014. – Vol. 34. – Pp. 1.
109. Шепов, В. Н. Полосно-пропускающий фильтр с высоким затуханием в широкой



полосе заграждения // Электронная техника. Сер. СВЧ-техника. – 2004. – Вып. 2(484).

110. Беляев, Б. А. и др. Микрополосковый полосно-пропускающий фильтр. Патент РФ 97867 U1; опубл. 20.09.2010.

111. Беляев, Б. А. и др. Полосковый фильтр. Патент РФ 2400874 С1, МПК H01P 1/203; опубл. 27.09 – 2010.

112. Нигматулина, Д. В. и др. Миниатюрный полосковый фильтр на подвешенной подложке // Сборник научных трудов «Современные проблемы радиоэлектроники», Красноярск: СФУ. – 2017. – С. 394–397.

113. Владимиров, В. М., Кулинич, С. Н., Шихов, Ю. Г. Микрополосковый полосовой фильтр гребенчатой структуры. Патент РФ 2209492 С1; опубл. 27.07.2003.

114. Левкин, Д. С. и др. Миниатюрные фильтры на двухпроводниковых полосковых резонаторах на подвешенных подложках // Сборник научных трудов «Современные проблемы радиоэлектроники», Красноярск: СФУ. – 2017. – С. 398–401.

115. Wolf, I. Microstrip Bandpass Filter Using Degenerate Modes of a Microstrip Ring Resonator // Electron Letters. – 1972. – Vol. 8. – № 12. – Pp. 163–164.

116. Fiedziuszko, S. J. et al. Low Loss Multiplexers with Planar Dual Mode HTS Resonators // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1996. – Vol. 44. – № 7. – Pp. 1248–1257.

117. Hong, J. S., Lancaster, M. J. Microstrip Bandpass Filter Using Degenerate Modes of a Novel Meander Loop Resonator // IEEE Microwave Guided Wave Letters. – 1995. – Vol. 5. – № 11. – Pp. 371–372.

118. Yabuki, H. et al. Stripline Dual-Mode Ring Resonators and Their Application to Microwave Devices // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1996. – Vol. 44. – № 5. – Pp. 723–729.

119. Weng, M.-H., Hung, C.-Y. Wu, H.-W. A Novel Compact Dual-Band Bandpass Filter Using Dual-Mode Resonators // IEICE Trans. Electron. – 2005. – Vol. E88-C. – № 1. – Pp. 146–148.

120. Cassinese, A. et al. Superconducting Planar Filters Using Dual-Mode Cross-Slotted Square Resonators // Journal of Superconductance: Incorp. Novel Magnetism. – 2001. – Vol. 14. – № 1. – Pp. 127–132.

121. Raihn, K. F., Hey-Shipton, G.L. Folded dual-mode HTS microstrip band pass filter // 2002 MTT-S International Microwave Symposium Digest. – 2002. – Vol. 3. – Pp. 1959–1962.

122. Görür, A. and Karpuz, C. Miniature Dual-Mode Microstrip Filters // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2007. – Vol. 17. – №. 1. – P. 37–39.

123. Görür, A. A novel dual-mode bandpass filter with wide stopband using the properties of

microstrip open-loop resonator // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2002. – Vol. 12, № 10. – Pp. 386–388.

124. Hong, J. S. and Lancaster, M. J. Edge-coupled microstrip loop resonators with capacitive loading // IEEE Microwave and Guided Wave Letters. – 1995. – Vol. 5. – № 3. – Pp. 87–89.

125. Zhu, L., Wecowski, P.-M. and Wu, K. New planar dual-mode filter using cross-slotted patch resonator for simultaneous size and loss reduction // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1999. – Vol. 47. – № 5. – Pp. 650–654.

126. Беляев, Б. А., Рачко, Л. Т., Сержантов, А. М. Микрополосковый широкополосный полосно-пропускающий фильтр. Патент РФ 2182738; опубл. 20.05.2002.

127. Беляев, Б. А., Лексиков, А. А., Сержантов, А. М. Широкополосный микрополосковый фильтр // Труды 11-й Международной конференции. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». Севастополь. – 2001. – С. 501–502.

128. Беляев, Б. А., Довбыш, И. А., Лексиков, А. А., Тюрнев, В. В. Частотно-селективные свойства микрополоскового фильтра на нерегулярных двухмодовых резонаторах // Радиотехника и электроника. – 2010. – Т. 55. – № 6. – С. 664–669.

129. Беляев, Б. А., Шихов, Ю. Г., Сергиенко, П. Н. Спектр собственных колебаний нерегулярного микрополоскового резонатора // Труды IV межд. научно-техн. конф. Актуальные проблемы электронного приборостроения АПЭП-98, Новосибирск. – 1998. – Т. 1. – С. 105–106.

130. Шихов, Ю. Г. Нерегулярные микрополосковые резонаторы и СВЧ устройства на их основе: диссертация канд. тех. наук. – Красноярск, 2000. – 125 с.

131. Беляев, Б. А. и др. Полосковый полосно-пропускающий фильтр. Патент РФ 2402121; опубл. 20.10.2010.

132. Li, Y. Compact and narrowband LTCC filter using vertically stacked end-coupled resonators // Microwave and Optical Technology Letters. – 2017. – Vol. 59. – № 1. – P. 86–89.

133. Chami, N. et al. A new miniature microstrip two-layer bandpass filter using aperture-coupled hairpin resonators // International Journal of Advanced and Applied Sciences. – 2017. – Vol. 4. – № 1. – P. 10–14.

134. Taniguchi, T. Multilayer bandpass filter. Patent US 8680950; published 03.25.2014.

135. Taniguchi, T. Multilayer bandpass filter. Patent EP 2312687; published 20.04.2011.

136. Taniguchi, T. Multilayer bandpass filter. Patent US 8482365; published 06.09.2013.

137. Борейко, Д. А., Тюменцев, А. И., Хроленко, Т. С. Проектирование многослойных интегральных LC-фильтров // Техника Радиосвязи. – 2014. – Vol. 22. – № 2 – Pp. 61–68.

138. Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств / под ред. А.Л. Фельдштейна. М.: Радио и связь, 1982.

139. Беляев, Б. А., Никитина, М. И., Тюрнев, В. В. // Электронная техника. Сер. СВЧ-техника. – 1993. – Вып. 5-6. – С. 11.
140. Беляев, Б. А., Лексиков, А. А., Тюрнев, В. В. Частотно-селективные свойства многозвенных фильтров на регулярных микрополосковых резонаторах // Радиотехника и электроника. – 2004. – Т. 49. – № 11. – С. 1315–1324.
141. Беляев, Б. А. и др. Селективные свойства микрополосковых фильтров на нерегулярных резонаторах // Радиотехника и электроника. – 2004. – Т. 49. – № 11. – С. 1397–1406.
142. Беляев, Б. А. и др. Селективные свойства микрополосковых фильтров на четвертьволновых сонаправленных шпильковых резонаторах // Радиотехника и электроника. – 2006. – Т. 51. – № 1. – С. 24–36.
143. Беляев, Б. А., Никитина, М. И., Тюрнев, В. В. // Электронная техника. Сер. СВЧ-техника. – 1993. – Вып. 5-6. – С. 13.
144. Беляев, Б. А., Сержантов, А. М. Исследование коэффициентов связи шпильковых резонаторов // Радиотехника и электроника. – 2004. – Т. 49. – № 1. – С. 24–31.
145. Александровский, А. А., Беляев, Б. А., Лексиков, А. А. Синтез и селективные свойства микрополосковых фильтров на шпильковых резонаторах со шлейфными элементами // Радиотехника и электроника. – 2003. – Т. 48. – № 4. – С. 398–405.
146. Александровский, А. А., Беляев, Б. А., Лексиков, А. А. // Труды XI международной конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», Севастополь. – 2001. – С. 458.
147. Беляев, Б. А. и др. Селективные свойства лестничных микрополосковых фильтров на нерегулярных резонаторах // Радиотехника и электроника. – 2000. – Т. 45. – № 8. – С. 910–917.
148. Huang, T. et al. Size-miniaturized and selectivity-enhanced bandpass filter using folded stepped-impedance resonators // Microwave and Optical Technology Letters. – 2017. – Vol. 59. – № 1. – Pp. 60–62.
149. Петренко, В. П. Микрополосковый полосно-пропускающий фильтр. Патент РФ 171355; опубл. 29.05.2017.
150. Stripline SIR bandpass filter with high selectivity / K. Li [et al.] // 2016 IEEE International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT). – 2016. – Vol. 1. – Pp. 404–406.
151. Беляев, Б. А., Ходенков, С.А., Галеев, Р.Г. Широкополосный полосно-пропускающий фильтр. Патент РФ 2584342; опубл. 20.05.2016.
152. Беляев, Б. А., Ходенков, С. А., Шабанов, В. Ф. Исследование частотно-селективных устройств, построенных на основе микрополоскового двумерного фотонного кри-

сталла // Доклады Академии Наук. – 2016. – Т. 467. – № 4. – С. 400–404.

153. Sánchez-Martínez, J. J., Márquez-Segura, E., and Lucyszyn, S. Synthesis and design of high-selectivity wideband quasi-elliptic bandpass filters using multiconductor transmission lines // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2015. – Vol. 63. – № 1. – Pp. 198–208.

154. Marimuthu, J., Abbosh, A.M. and Henin, B. Bandpass filter with wide stopband using loaded shortsection of parallel-coupled lines // Microwave and Optical Technology Letters. – 2015. – Vol. 57. – № 12. – Pp. 2824–289.

155. Ma, X.-B. and Jiang, T. Wideband bandpass filter with controllable bandwidth and high selectivity using two different types of resonators // Microwave and Optical Technology Letters. – 2015. – Vol. 57. – № 6. – Pp. 1319–1323.

156. Song, C., Wang, Y., Wang, X. Wide stopband ultra-wideband suspended stripline filter // 16th International Conference on Electronic Packaging Technology. – 2015. – Pp. 1402–1405.

157. Беляев, Б. А., Галеев, Р. Г., Ходенков, С. А. Микрополосковый широкополосный полосно-пропускающий фильтр. Патент РФ 2543933; опубл. 10.03.2015.

158. Беляев, Б. А. и др. Исследование микрополосковых конструкций широкополосных полосно-пропускающих фильтров // Доклады Академии Наук. – 2015. – Т. 461. – № 1. – С. 27–33.

159. Belyaev, B. A. et al. Implementation of cross couplings in microwave bandpass filters // Microwave and Optical Technology Letters. – 2014. – Vol. 56. – № 9. – Pp. 2021–2025.

160. Lin, L. et al. Ultra-wideband bandpass filter using multistub-loaded ring resonator // Electronics Letters. – 2014. – Vol. 50. – № 17 – Pp. 1218–1220.

161. Chu, Q., Wu, X. Ultra-wideband filter with high selectivity and ultra-high stopband restraining effect. Patent CN 202434678; published: 12.09. 2012.

162. Беляев, Б. А., Лексиков, А. А., Сержантов, А. М. Полосковый фильтр. Патент РФ 2390889; опубл. 27.05.2010.

163. Беляев, Б. А. и др. Микрополосковый трёхмодовый резонатор и миниатюрный фильтр на его основе со сверхширокой полосой пропускания // Доклады Академии Наук. – 2017. – Т. 474. – № 6. – С. 682–686.

164. Бальва, Я. Ф., Беляев, Б. А. Исследование особенностей взаимодействия нерегулярных микрополосковых резонаторов типа «гантель» в конструкциях полосно-пропускающих фильтров четвертого порядка // Известия ВУЗов. ФИЗИКА. – 2012. – Т. 55. – № 9/2. – С. 55–57.

165. Sheikhi, A., Alipour, A. and Mir, A. Design and Fabrication of an Ultra-Wide Stopband Compact Bandpass Filter // IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs. Vol. 67. – № 2. Pp. 265–269, Feb. 2020.

166. Xu, J., Ji, Y., Wu, W. and Miao, C. Design of Miniaturized Microstrip LPF and Wide-

band BPF With Ultra-Wide Stopband // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2013 – Vol. 23. – № 8. – Pp. 397–399.

167. Gan, H., Lou, D. and Yang, D. Compact microstrip bandpass filter with sharp transition bands // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2006 – Vol. 16. – №3. –Pp. 107–109.

168. Сержантов, А. М. и др. Миниатюрный полосковый резонатор. Патент РФ 2470418; опубл. 20.12.2012.

169. Chu, P., Guo, L., Zhang, L. and Wu, K. Wide Stopband Bandpass Filter Implemented by Stepped Impedance Resonator and Multiple In-Resonator Open Stubs // IEEE Access. – 2019. – Vol. 7. – Pp. 140631–140636, 2019.

170. Б. А. Беляев [и др.]. Полосковый резонатор на двойной подвешенной подложке. Полезная модель к патенту РФ 99248 U1, H01P 7/08; опубл. 10.11 – 2010.

171. Беляев, Б. А., Лексиков, А. А., Сержантов, А. М. Полосковый резонатор. Патент РФ 2352032; опубл. 10.04.2009.

172. Yu, B. et al. High-performance suspended stripline wideband bandpass filter with new miniaturisation technology // Electronics Letters. – 2015. – Vol. 51. –№ 8. – P. 638–640.

173. Xu, Z.-X. et al. Suspended stripline low-loss bandpass filter with four transmission zeros // Electronics Letters. – 2015. – Vol. 51. – № 25. – P. 2121–2123.

174. Belyaev, B. A. et al. Planar bandpass filter with 100-dB suppression up to tenfold pass-band frequency // Progress In Electromagnetics Research C. – 2014. – Vol. 48. – P. 37–48.

175. Belyaev, B. A. et al. Stripline bandpass filter with wide stopband and rejection level up to 100 dB // Microwave and Optical Technology Letters. – 2013. – Vol. 55. – № 12. – P. 2866–2869.

176. Tang, C., Tseng, C., Chiu, S. and Wu, P. Design of Wide Passband/Stopband Microstrip Bandpass Filters with the Stepped Coupled Line // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2013. – Vol. 61. – № 3. – Pp. 1095–1103.

177. Hsu, K.-W., Tu, W.-H. Design of compact microstrip band-pass filter with ultra-wide stopband // Microwave and Optical Technology. – 2010. – Vol. 52. – № 7. – Pp. 1603–1606.

178. Ho, M.-H., Lin, W.-C. Design of stepped-impedance hairpins band-pass filter with wide stopband performance // Microwave and Optical Technology Letters. – 2010. – Vol. 52. – № 6. – Pp. 1405–1408.

179. Sahu, B. et al. Investigation on compact modified wideband interdigital bandpass filter with wide stopband using spurlines and defected ground structures // Microwave and Optical Technology Letters. – 2016. – Vol. 58. – № 11. – Pp. 2634–2639.

180. Sheen, J., Cheng, Y.-H. and Liu, W. Design of a microwave bandpass filter with compact size and wide stopband // Microwave and Optical Technology Letters. – 2013. – Vol. 55. – № 8. –

Pp. 1860–1863.

181. Shaman, H. N. et al. Compact ultra-wideband (UWB) bandpass filter with wideband harmonic suppression // 21<sup>st</sup> International Conference on Microwave, Radar and Wireless Communications (MIKON). – 2016.

182. Беляев, Б. А., Ходенков, С. А. Микрополосковый полосно-пропускающий фильтр. Патент РФ 2607303; опубл. 10.01.2017.

183. Chen, Fu-C., Hu, H.-T., Li, R.-S., Chen, J.-F., Luo, D., Chu, Q.-X., and Lancaster, M. J. Design of wide-stopband bandpass filter and diplexer using uniform impedance resonators // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2016. – Vol. 64. – № 12. – Pp. 4192–4203.

184. Zhou, B. et al. Wide upper stopband and nonorthogonal I/O feed dual-mode LTCC filter // 2016 IEEE International Symposium on Radio-Frequency Integration Technology (RFIT). – 2016. – Pp. 1–3.

185. Deng, K. and Feng, W. Wideband bandpass filter with multiple transmission zeros and compact size // Microwave and Optical Technology Letters. – 2016. – Vol. 58. – № 10. – Pp. 2452–2456.

186. Lee, S.-H. et al. A simple method for improving the stopband response for unequal-length microstrip coupled-line filters with stubs // Microwave and Optical Technology Letters. – 2016. – Vol. 58. – № 10. – Pp. 2477–2481.

187. Aksoy, S. C., Çubukçu, A. İ., Yıldız, İ. A multilayered combline filter with high harmonic suppression // 2016 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS). – 2016. – Pp. 1–3.

188. Xiao, J.-K. et al. High selective microstrip bandpass filter and diplexer with mixed electromagnetic coupling // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2015. – Vol. 25. – № 12. – Pp. 781–783.

189. Malherbe, J. A. G. and Mphiwe, C. Bandpass filter with stepped impedance subharmonic stubs // Microwave and Optical Technology Letters. – 2014. – Vol. 56. – № 12. – Pp. 3012–3015.

190. Zhang, X. Y. et al. Compact LTCC bandpass filter with wide stopband using discriminating coupling // IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology. – 2014. – Vol. 4. – № 4. – Pp. 656–663.

191. Chu, P. et al. Miniaturized wide stopband bandpass filter using in-resonator stub // 2013 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (IMS). – 2013. – Pp. 1–3.

192. Yuxue, J. Jin, X. Microwave and micro band band-pass filter for miniature and ultra-width stop band. Patent CN 103151588. published 12.06.2013.

193. Belyaev, B. A., Bal'va, Ya.F., Serzhantov, A.M. A miniature stripline filter with a wide stop band // 23rd Int. Crimean Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMi-

Со'2013). – 2013. – Pp. 673–674.

194. Беляев, Б. А. и др. Миниатюрный полосно-пропускающий СВЧ-фильтр с подавлением уровня помех более 100 dB в широкой полосе заграждения // Письма в ЖТФ. – 2013. – Т. 39. – № 15. – С. 47–55.

195. Беляев, Б. А. и др. Полосно-пропускающий СВЧ фильтр. Патент РФ 2528148; опубл. 10.09.2014.

196. Hsieh, L. H., Chang, K. New Microstrip Diplexers Using Open-Loop Ring Resonators with Two Transmission Zeros // Microwave and Optical Technology Letters. – 2005. – Vol. 44. – Pp. 396–398.

197. Yang, R. Y., Hsiung, C. M., Huang, C. Y., Lin C. C. Design of A High Band Isolation Diplexer for GPS and WLAN System Using Modified Stepped-Impedance Resonator // Progress In Electromagnetics Research. – 2010. – Vol. 107. – Pp. 101–114.

198. Shi, J. Diplexers Based on Microstrip Line Resonators with Loaded Elements / J. Shi, J.-X. Chen, Z.-H. Bao // Progress in Electromagnetics Research. – 2011. – Vol. 115. – Pp. 423–439.

199. Hsu, C.-H. Microstrip Diplexer Using High Permittivity Substrate / C.-H. Hsu, H.-H. Tung, C.-K. Hsu, J.-S. Lin, H.-W. Yang // Progress in Electromagnetics Research Symposium Proceedings, Suzhou. – 2011. – Pp. 497–500.

200. Le, T.-H., Zhu, X.-W., Gai, C., Duong, T.-V. A Novel Diplexer Integrated with a Shielding Case Using High Q- Factor Hybrid Resonator Bandpass Filters // IEEE Microwave Wireless Components Letters. – 2018. – Vol. 28. – Pp. 215–217.

201. Tsao, Y.-F., Huang, T. J., Hsu, H.-T., Wu, C.-W. Planar Diplexer Design Using Hairpin Resonators Loaded with External Capacitors for Improvement of Isolation and Stopband Rejection Levels // Proceedings of the 49th European Microwave Conference (EuMC). – 2019. – Pp. 368–371.

202. Yang, T., Chi, P.-L., Itoh, T. High Isolation and Compact Diplexer Using the Hybrid Resonators // IEEE Microwave Wireless Components Letters. – 2010. – Vol. 20. – Pp. 551–553.

203. Zhou, Y.-G., Deng, H.-W., Zhao, Y.-J. High Isolation Microstrip Diplexer with Enhanced Stopband Characteristics for GSM and WLAN Application // Microwave and Optical Technology Letters. – 2013. – Vol. 55. – P. 2990–2993.

204. Xu, W.-Q., Ho, M.-H., Hsu, C.-I. G. Quasi-Lumped Design of UMTS Diplexer Using Combined CPW and Microstrip // Microwave and Optical Technology Lett. – 2009. – Vol. 51. – № 1. – Pp. 150–152.

205. Zakharov, A. V., Rozenko, S. A. Duplexer Designed on the Basis of Microstrip Filters

Using High Dielectric Constant Substrates // Journal of Communications Technology and Electronics. – 2012. – Vol. 57. – № 6. – Pp. 649–655.

206. Qiao, D. C., Dai, Y. S., Liu, Y. Design and Implementation of a Compact LTCC Diplexer at SHF-Band // IEEE International Conference on Microwave and Millimetre Wave Technology (ICMMT), Beijing. – 2016. – Pp. 327–329.

207. Collado, C., Pozo, J., Mateu, J., O'Callaghan, J. M. Compact Duplexer with Miniaturized Dual Loop Resonator // Proceedings of the European Microwave Conference. – 2005. – Vol. 1. – Pp. 1–3.

208. Djoumessi, E. E. Compact Packaged Diplexer Based on Highly Selective Dual-Mode Bandpass Filter // IEEE Microwave Magazine. – 2011. – Vol. 12. – № 1. – P. 89–93.

209. Chen, C.-F., Huang, T.-Y., Chou, C.-P., Wu, R.-B. Microstrip Diplexers Design with Common Resonator Sections for Compact Size, But High Isolation // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2006. – Vol. 54. – P. 1945–1952.

210. Tantivivat, S., Intarawiset, N., Jeenawong, R. Wide-Stopband, Compact Microstrip Diplexer with Common Resonator Using Stepped-Impedance Resonators // TENCON Spring Conference, Sydney. – 2013. – Pp. 174–177.

211. Chen, C.-F., Huang, T.-Y., Shen, T.-M., Wu, R.-B. A Miniaturized Microstrip Common Resonator Triplexer without Extra Matching Network // Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference (APMC). – 2006. – Pp. 1439–1442.

212. Yang, T., Rebeiz, G. M. Three-Pole 1.3–2.4-GHz Diplexer and 1.1–2.45-GHz Dual-Band Filter With Common Resonator Topology and Flexible Tuning Capabilities // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2013. – Vol. 61. – № 10. – Pp. 3613–3624.

213. Chen, D., Zhu, L., Bu, H., Chen, C. A Novel Planar Diplexer Using Slotline-Loaded Microstrip Ring Resonator // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2015. – Vol. 25. – Pp. 706–708.

214. Weng, M.-H., Shu, H.-W., Wu, K. Design of Compact Microstrip Diplexer with Simple Coupled Resonators // Microwave and Optical Technology Letters. – 2007. – Vol. 49. – № 5. – Pp. 1222–1225.

215. Belyaev, B. A., Serzhantov, A. M., Tyurnev, V. V. A Dual-Mode Split Microstrip Resonator and Its Application in Frequency Selective Devices // Microwave and Optical Technology Letters. – 2013. – Vol. 55. – Pp. 2186–2190.

216. Беляев, Б. А., Тюрнев, В. В., Сержантов, А. М. Микрополосковый диплексер: патент РФ 248820; опубл. 20.07.2013.

217. Chuang, M.-L., Wu, M.-T. Microstrip Diplexer Design Using Common T-Shaped Reso-



nator // *Microwave and Optical Technology Letters*. – 2011. – Vol. 21. – Pp. 583-585.

218. Yahya, S. I., Rezaei, A., Noori, L., Jamaluddin, M. H. Wide Stopband Microstrip Diplexer Using a Novel Configuration for Frequency Division Duplex and GSM-4G Applications // *International Conference on Engineering, Science, and Industrial Applications (ICESI)*, Tokyo. – 2019. – Pp. 1–5.

219. Guan, X., Yang, F., Liu, H., Zhu, L. Compact and High-Isolation Diplexer Using Dual-Mode Stub-Loaded Resonators // *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. – 2014. – Vol. 24. – Pp. 385–387.

220. Yang, T. P., Chi, L., Itoh, T. Compact quarter-wave resonator and its applications to miniaturized diplexer and triplexer // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 2011. – Vol. 59. – № 2. – Pp. 260–269.

221. Chen, X., Yu, X., Sun, S. Design of High-Performance Microstrip Diplexers with Stub-Loaded Parallel-Coupled Lines // *Electronics Letters*. – 2017. – Vol. 53. – № 15. – Pp. 1052–1054.

222. Jiang, W., Wang, T., Shen, W., Zhou, L., Wang, G. Compact Microstrip Diplexer Based on A Novel Coupling Topology // *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Phoenix. – 2015. – Pp. 1–3.

223. Zeng, S.-J., Wu, J.-Y., W.-H. Tu. Compact and High-Isolation Quadruplexer Using Distributed Coupling Technique // *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. – 2011. – Vol. 21. – № 4. – Pp. 197–199.

224. Brown, A. R., Rebeiz, G. M. A High-Performance Integrated K-Band Diplexer // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 1999. – Vol. 47. – № 8. – Pp. 1477–1481.

225. Packiaraj, D., Kalghatgi, A. T., Ramesh, M., Reddy, V. S. Design of Wideband Diplexer in Suspended Substrate Stripline Medium // *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*. – 2006. – Vol. 16. – № 6. – Pp. 625–628.

226. Mezaal, Y. S., Hashim, S. A., Alfatlawi, A. H., Hussein, H. A. New Microstrip Diplexer for Recent Wireless Applications // *International Journal of Engineering and Technology*. – 2018. – Vol. 7. – Pp. 96–99.

227. Weng, S.-C., Hsu, K.-W., Tu, W.-H. Switchable and High-Isolation Diplexer with Wide-Stopband // *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. – 2014. – Vol. 24. – № 6. – Pp. 373–375.

228. Gao, L., Lin, T. W., Rebeiz, G. R. Design of Tunable Multi-Pole Multi-Zero Bandpass Filters and Diplexer with High Selectivity and Isolation // *IEEE Transactions on Circuits and Systems–I: Regular Papers*. – 2019. – Vol. 66. – № 10. – Pp. 3831–3842.

229. Theerawisitpong, S., Pinpathomrat, P. A. Microstrip Diplexer Using Folded Single

Stepped- Impedance Resonator for 3G Microcell Stations // International Journal of Information and Electronics Engineering. – 2016. – Vol. 6. – № 3. – P. 171–174.

230. Tantivivat, S., Ibrahim, S. Z., Razalli, M. H. Miniature Triple-Mode Diplexer with Good Selectivity // Progress In Electromagnetics Research Letters. – 2017. – Vol. 70. – P. 75–80.

231. Choocadee, S., Intarawiset, N., Tantivivat, S. Compact Microstrip Diplexer Using Triple-mode Stub Loaded Resonators // IEEE MTT-S International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility (ICMIM). – 2017. – Pp. 9–12.

232. Srisathit, S., Patisang, S., Phromlounsri, R., Bunnjaweht, S. Kosulvit, S., Chongcheawchamnan, M. High Isolation and Compact Size Microstrip Hairpin Diplexer // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2005. – Vol. 15. – № 2. – Pp. 101–103.

233. Weng, M.-H., Hung, C.-Y., Su, Y.-K. A Hairpin Line Diplexer for Direct Sequence Ultra-Wideband Wireless Communications // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2007. – Vol. 17. – № 7. – Pp. 519–521.

234. Xiao, J. K., Zhu, M, Li, Y., Tian, L., Ma, J. G. High Selective Microstrip Bandpass Filter and Diplexer with Mixed Electromagnetic Coupling // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2015. – Vol. 25. – № 12. – Pp. 781–783.

235. Chen, Y.-W., Ho, M.-H. Design of Microstrip Filter And Diplexer with A Multiple Harmonics Suppression for Mobile Communication // Microwave and Optical Technology Letters. – 2006. – Vol. 48. – Pp. 1812–1816.

236. Velidi, V. K., Prabhakaran, U., Subramanyam, A. V. G. Design of Compact Microstrip Diplexer with High Selectivity // International Conference on Signal Processing and Communications (SPCOM), Bangalore. – 2012. – Pp. 1–4.

237. Huang, C.-Y., Weng, M.-H., Ye, C.-S., Xu, Y.-X. A High Band Isolation and Wide Stopband Diplexer Using Dual-Mode Stepped-Impedance Resonators // Progress In Electromagnetics Research. – 2010. – Vol. 100. – Pp. 299–308.

238. Sugchai, T., Rattapon, J., Sommart, K. Design of Wide-Stopband Microstrip Diplexers with Multiorder spurious-mode Suppression Using Stepped-Impedance Resonators // Spring World Congress on Engineering and Technology. – 2012. – Pp. 1–4.

239. Chinig, A. A., Zbitou, J, Errkik, A., Elabdellaoui, L., Tajmouati, A. New Microstrip Diplexer Using Open-Loop Resonators // Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications. – 2014. – Vol. 13. – № 2. – Pp. 185–196.

240. Peng, H.-S., Chiang, Y.-C. Microstrip Diplexer Constructed with New Types of Dual-Mode Ring Filters // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2015. – Vol. 25. – № 1. – Pp. 7–9.

241. Wang, R., Xu, J., Wang, M.-Y., Dong, Y.-L. Synthesis of Microwave Resonator Diplexers Using Linear Frequency Transformation and Optimization // *Progress in Electromagnetics Research*. – 2012. – Vol. 124. – Pp. 441–455.
242. Wu, Y., Wang, Y., Ogbodo, E. A. Microstrip Wideband Diplexer with Narrow Guard Band Based on All-Resonator Structures // *46th European Microwave Conference (EuMC)*, London. – 2016. – Pp. 1163–1166.
243. Wu, Y., Wu, R., Wang, Y. A Compact Coupling Structure for Diplexers and Filtering Power Dividers // *Progress in Electromagnetics Research M*. – 2018. – Vol. 69. – Pp. 161–170.
244. Zhoua, J., Lia, J.-L., Suna, C.-G, Lia, H., Gaob, S.-S. A Novel Microstrip Diplexer Based on Coupled Line // *Electromagnetics*. – 2018. – Vol. 38. – № 2. – Pp. 1–9.
245. Rezaeia, A., Noorib, L. Compact Low-Loss Microstrip Diplexer Using Novel Engraved Semi-Patch Cells for GSM and WLAN Applications // *International Journal of Electronics and Communications*. – 2018. – Vol. 87. – P. 158–163.
246. Беляев, Б. А., Тюрнев, В. В. Частотно-зависимые коэффициенты связи микрополосковых резонаторов // *Электронная техника. Серия 1: СВЧ-техника*. – 1992. – №4. – С. 23–28.
247. Беляев, Б. А., Лалетин, Н. В., Лексиков, А. А., Сержантов, А. М. Особенности коэффициентов связи регулярных микрополосковых резонаторов // *Радиотехника и электроника*. – 2003. – Т. 48. – № 1. – С. 39–46.
248. Беляев, Б. А., Казаков, А. В., Лексиков, А. А., Макиевский, И. Я. Установка для изготовления рисунков металлических полосок СВЧ-устройств // *ПТЭ № 1*. – 1998. – С. 167–168.
249. Chu, P., Hong, W., Dai, L. et al. Wide Stopband Bandpass Filter Implemented with Spur Stepped Impedance Resonator and Substrate Integrated Coaxial Line Technology // *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. – 2014. – Vol. 24. – № 4. – Pp. 218–220.
250. Ho Kim, C. and Chang, K. Wide-Stopband Bandpass Filters Using Asymmetric Stepped-Impedance Resonators // *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. – 2013. – Vol. 23. – № 2. – Pp. 69–71.
251. Dai, X., Xiu Yin Zhang, X-Y., Kao, H.-L. et al. LTCC Bandpass Filter With Wide Stopband Based on Electric and Magnetic Coupling Cancellation // *IEEE Transaction on Component Packaging Manufacturing Technology*. – 2014. – Vol. 4. – № 10. – Pp. 1705–1713.
252. Hepburn, L. and Hong, J. Compact Integrated Lumped Element 257 Filter // *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. – 2016. – Vol. 26. – № 1. – Pp. 19–21.
253. Та Н. Н., and Pham, A.-V. Compact Wide Stopband Bandpass Filter on Multilayer Organic Substrate // *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. – Vol. 24. – № 3. – Pp. 161–163.
254. Belyaev, B. A., Serzhantov, A. M., Leksikov, A. A., Bal'va, Y. F. and Leksikov, An. A.

Novel High-Quality Compact Microstrip Resonator and its Application to Bandpass Filter // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2015. – Vol. 25. – № 9. – Pp. 579–581.

255. Ni, J., Hong, J. and Martin Iglesias, P. Compact Microstrip IF Lossy Filter With Ultra-Wide Stopband // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2018. – Vol. 66. – № 10. – Pp. 4520–4527.

256. Qian, S., Brand, G., Hong, J. and Meyer, P. The Design of Miniature Multilayer Bandpass Filters with Mixed Couplings // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2013. – Vol. 61. – № 12. – Pp. 4072–4078.

257. Ta, H. H. and Pham, A. Dual Band Band-Pass Filter With Wide Stopband on Multilayer Organic Substrate // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2013. – Vol. 23. – № 4. – Pp. 193–195.

258. Zhang, Y., Shi, S, Martin, R. D. and Prather, D. W. Slot-Coupled Directional Filters in Multilayer LCP Substrates at 95 GHz // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2017. – Vol. 65. – № 2. – Pp. 476–483.

259. Hsiao, C., Hsu, S. S. H., and Chang, D. A Compact V-Band Bandpass Filter in IPD Technology // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2011. – Vol. 21. – № 10. – Pp. 531–533.

260. Wong, K. W., Mansour, R. R. and Weale, G. Reconfigurable Bandstop and Bandpass Filters with Wideband Balun Using IPD Technology for Frequency Agile Applications // IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology. – 2017. – Vol. 7. – № 4. – Pp. 610–620.

261. Kim, D., Min, B. and Yook, J. Compact mm-Wave Bandpass Filters Using Silicon Integrated Passive Device Technology // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2019. – Vol. 29. – № 10. – Pp. 638–640.

262. Zhang, Q.-X. et al. Full ALD Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>/ZrO<sub>2</sub>/SiO<sub>2</sub>/ZrO<sub>2</sub>/Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> Stacks for High-Performance MIM Capacitors // IEEE Electron Device Letters. – 2014. – Vol. 35. – № 11. – Pp. 1121–1123.

263. Shin, J. H., Wang, Q. and W. D. Lu. Self-Limited and Forming-Free CBRAM Device With Double Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> ALD Layers // IEEE Electron Device Letters. – 2018. – Vol. 39. – № 10. – Pp. 1512–1515.

264. Corrión, A. L. et al. High-Speed AlN/GaN MOS-HFETs With Scaled ALD Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> Gate Insulators // IEEE Electron Device Letters. – 2011. – Vol. 32. – № 8. – Pp. 1062–1064.

265. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.onsemi.com/products/product-taxonomy/soc-sip-custom-products/integrated-passive-devices>, свободный. – Загл. с экрана.

266. [Электронный ресурс]. – Режим доступа:

[https://www.jcetglobal.com/uploads/606c1c52/20200110152704\\_94820.pdf](https://www.jcetglobal.com/uploads/606c1c52/20200110152704_94820.pdf)

267. Brzezina, G., Roy, L., and MacEachern, L. Design enhancement of miniature lumped-element LTCC bandpass filters // *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* – 2009. – Vol. 57. – № 4. – Pp. 815–823.
268. Zheng, Y. and Sheng, W. Compact Lumped-Element LTCC Bandpass Filter for Low-Loss VHF-Band Applications // *IEEE Microwave and Wireless Components Letters.* – 2017. –ol. 27. № 12. Pp. 1074–1076.
269. Lopez-Villegas, J. M., Samitier, J., Cane, C., Losantos, P. and Bausells, J. Improvement of the quality factor of RF integrated inductors by layout optimization // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.* – 2000. – Vol. 48. № 1. Pp. 76–83.
270. Leferink, F. B. J. Inductance calculations; methods and equations // *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility.* – 1995. – Pp. 16–22.
271. Jung, W., Misiuk, A., Bak-Misiuk, J. and Rozental, M. Effect of stress exerted by Si<sub>3</sub>N<sub>4</sub> and SiO<sub>2</sub> insulation layers on donor generation in surface layer of Czochralski-grown silicon // *Proc. SPIE 3725, International Conference on Solid State Crystals '98: Epilayers and Heterostructures in Optoelectronics and Semiconductor Technology.* – Apr. 1999.
272. Технические данные на устройство BPF-A1600+ [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.minicircuits.com/pdfs/BPF-A1600+.pdf>
273. Технические данные на устройство ZX75BP-1500-S+ [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.minicircuits.com/pdfs/ZX75BP-1500-S+.pdf>
274. Технические данные на устройство BFCN-1690+ [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.minicircuits.com/pdfs/BFCN-1690+.pdf>
275. Технические данные на устройство SYBP-1420+ [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.minicircuits.com/pdfs/SYBP-1420+.pdf>
276. Belyaev, B. A., Bal'va, Y. F., Serzhantov, A. M., Leksikov, A. A. Multilayered Multi-conductor Stripline Resonator and Its Application to Bandpass Filter With Wide Stopband // *Microwave and Optical Technology Letters.* – 2017. – Т. 59. – № 9. – С. 2212–2216.
277. Беляев, Б. А., Сержантов, А. М., Бальва, Я. Ф., Лексиков, А. А., Галеев, Р. Г. Новая конструкция миниатюрного микрополоскового резонатора на основе встречно-штыревой структуры // *Письма в Журнал технической физики.* 2014. – Т. 40. – № 22. – С. 52–60.
278. Беляев, Б. А., Сержантов, А. М., Бальва, Я. Ф., Лексиков, А. А., Галеев, Р. Г. Новая конструкция миниатюрного фильтра на микрополосковых резонаторах со встречно-штыревой структурой проводников // *Письма в Журнал технической физики.* – 2015. – Т. 41. – № 10. – С. 89–96.

279. Беляев, Б. А., Сержантов, А. М., Бальва, Я. Ф., Лексиков, А. А., Грушевский, Е. О. Высокоселективный полосно-пропускающий фильтр на резонаторах с двухсторонним рисунком полосковых проводников на подвешенной подложке // Письма в Журнал технической физики. – 2019. – Т. 45. – № 10. – С. 13–16.
280. Belyaev, B. A., Serzhantov, A. M., Bal'va, Y. F., Leksikov, A. A. Quasi-lumped Multi-mode Stripline Resonator and Filter With Good Stopband Performance // Microwave and Optical Technology Letters. – 2020. – Т. 62. – № 3. – С. 1183–1187.
281. Belyaev, B., Bal'va, Y., Serzhantov, A., Leksikov, A. High-quality Compact Interdigital Microstrip Resonator and Its Application to Bandpass Filter // Progress in Electromagnetics Research C. – 2017. – Т. 72. – С. 91–103.
282. Leksikov, A. A., Serzhantov, A. M., Govorun, I. V., Afonin, A. O., Ugryumov, A. V. Leksikov, A.A. A Method of Stopband Widening in BPF Based on Two-conductor Suspended-substrate Resonators // Progress in Electromagnetics Research Letters. – 2018. – Т. 72. – С. 11–16.
283. Leksikov, A. A., Serzhantov, A. M., Govorun, I. V., Afonin, A. O., Ugryumov, A. V. Leksikov, A. A. Miniaturized Suspended-substrate Two-conductors Resonator and a Filter on Its Base // Progress in Electromagnetics Research M. – 2019. – Т. 84. – С. 127–135.
284. Бальва, Я. Ф., Лексиков, А. А., Грушевский, Е. О., Савишников, М. О., Денисенко, В. С. Сверхширокополосный полосно-пропускающий фильтр с протяженной полосой заграждения на основе многомодового полоскового резонатора новой конструкции // Успехи современной радиоэлектроники. – 2018. – № 12. – С. 30–35.
285. Belyaev, B. A., Serzhantov, A. M., Balva, Y. F., Galeev, R. G, Lemberg, K. V., Leksikov, A. A. ALD Stripline Resonator and Bandpass Filters for VHF and UHF Bands // IEEE MTT-S International Microwave Filter Workshop. – 2021. – С. 65–68.
286. Беляев, Б. А., Бальва, Я. Ф., Сержантов, А. М., Лексиков, А. А., Галеев, Р. Г. Исследование миниатюрного микрополоскового резонатора со встречно-штыревой структурой полосковых проводников // Известия высших учебных заведений. Физика. – 2015. – Т. 58. – № 10-3. – С. 156–158.
287. Беляев, Б. А., Бальва, Я. Ф., Сержантов, А. М., Лексиков, А. А., Галеев, Р. Г. Миниатюрный многопроводниковый полосковый резонатор на многослойной подвешенной подложке // Известия высших учебных заведений. Физика. – 2015. – Т. 58. – № 10-3. – С. 159–161.
288. Бальва, Я. Ф., Сержантов, А. М., Лексиков, А. А. Фильтры со сверхширокой полосой заграждения на основе многопроводникового полоскового резонатора на составной подвешенной подложке // Известия высших учебных заведений. Физика. – 2015. – Т. 58. – № 8-2. – С. 331–333.

289. Сержантов, А. М., Бальва, Я. Ф., Лексиков, А. А. Исследование коэффициентов связи многопроводниковых резонаторов // Известия высших учебных заведений. – Физика. – 2015. – Т. 58. – № 8-2. – С. 334–336.
290. Дмитриев, Д. Д., Тяпкин, И. В., Гладышев, А. Б., Лексиков, А. А. Применение микрополосковых фильтров при построении адаптивной антенной решетки // Антенны. – 2018. – № 3 (247). – С. 24–29.
291. Podshivalov, I. V., Savishnikov, M. O., Leksikov, A. A., Dmitriev, D. D., Kartsan, I. N. Multi-mode resonator for ultra-wide bandpass filter with good stopband performance // IOP Conference Series-Materials Science and Engineering. –Т. 537. – С. 052025
292. Лексиков, А. А., Грушевский, Е. О., Рыжков, Д. Н., Савишников, М. О., Тяпкин, И. В., Шемяков, А. О. Сверхширокополосные полосно-пропускающие фильтры на основе многомодового полоскового резонатора новой конструкции // Научные технологии. – 2018. – Т. 19. – № 12. – С. 82–86.
293. Беляев, Б. А., Денисенко, В. С., Сержантов, А. М., Лексиков, А. А., Лексиков, А. А., Бальва, Я. Ф. Миниатюрный полосковый фильтр. Патент РФ. №2659321. Опубликовано: 29.06.2018. Бюл. № 19.
294. Беляев, Б. А., Сержантов, А. М., Лексиков, А. А., Угрюмов, А. В., Бальва, Я. Ф., Лексиков, А.А. Широкополосный полосковый фильтр. Патент РФ. №2626224. Опубликовано: 24.07.2017. Бюл. № 21.
295. Беляев, Б. А., Галеев, Р. Г., Сержантов, А. М., Лексиков, А. А., Бальва, Я. Ф., Лексиков, А. А. Полосковый резонатор. Патент РФ. №2577485. Опубликовано 20.03.2016. Бюл. № 8.
296. Беляев, Б. А., Галеев, Р. Г., Лексиков, А. А., Сержантов, А. М., Бальва, Я. Ф., Лексиков, А. А. Миниатюрный микрополосковый резонатор. Патент на полезную модель №157847. Опубликовано: 20.12.2015. Бюл. № 35.
297. Du, C., Ma, K., Feng, T. and Mou, S. A self-packaged bandpass filter with controllable transmission zeros using Substrate Integrated Suspended Lines // 2016 IEEE International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT). – 2016. – Pp. 317–319.
298. Угрюмов, А.В. Полосковые резонаторы на подвешенной подложке и частотно-селективные устройства на их основе: автореф. дисс. канд. техн. наук: 01.04.03; Сибирский федеральный университет. – Красноярск. – 2020. – 24 с.
299. Технология производства печатных плат в картинках [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.rezonit.ru/directory/baza-znaniy/tekhnologiya-izgotovleniya-pechatnykh-plat-v-kartinkakh/mnogosloynye-pechatnye-platy-poparnoe-pressovanie/>
300. Aliqab, K. and Hong, J. UWB Balanced BPF Using a Low-Cost LCP Bonded Multilayer

PCB Technology // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2019. – Vol. 67. – № 3. Pp. 1023–1029.

301. Tu, W.-H. Compact Microstrip Bandpass Filter Using Modified Stepped-Impedance Hairpin Resonator // Microwave and Optical Technology Letters. – 2008. – Vol. 50. – № 08. Pp. 2007–2010.

302. Qing, X. M., Chia, Y. W. M., Sun, J. A Novel Miniaturized Microstrip Bandpass Filter Using a Meander-line Resonator // Microwave and Optical Technology Letters. – 2002. – Vol. 32. – № 04. – Pp. 319–321.

303. Song, K., Zhang, F., Zhuge, Ch., Fan, Y. Compact Dual-band Bandpass Filter Using Spiral Resonators and Short-circuited Stub-loaded Resonator // Microwave and Optical Technology Letters. – 2013. – Vol. 55. – № 06. – Pp. 1393–1398.

304. Cao, K., Li, Q. and Cheng, C. A Fourth-Order Lumped-Element Bandpass Filter Constructed on Multilayer Substrates // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2014. – Vol. 24. № 11. Pp. 745–747.

305. Zhou, B., Sheng, W. and Zheng, Y. Miniaturized Lumped-Element LTCC Filter With Spurious Spikes Suppressed Vertically-Interdigital-Capacitors // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2014. – Vol. 24. – №10. – Pp. 692–694.

306. Sim, D.-U., Ju, J. H., Kwon, J.-H., Park, S.-O. An Ultracompact CRLH-TL Bandpass Filter for VHF Applications // Microwave and Optical Technology Letters. – 2016. – Vol. 58. – № 03. Pp. 694–696.

307. Qian, S. and Hong, J. A compact multilayer liquid crystal polymer VHF bandpass filter // 2013 European Microwave Conference. – 2013. –p. 1207–1210.

308. Wu, C.-H., Lin, Y.-S., Wang, C.-H. and Chen, C. H. A compact LTCC ultra-wideband bandpass filter using semi-lumped parallel-resonance circuits for spurious suppression // 2007 European Microwave Conference. – Munich, 2007. – Pp. 532–535.

309. Dai, Y., Han, Q., Xie, Q., Guo, F., Wang, L. and Wei, C. A novel compact LTCC UWB bandpass filter using semi-lumped highpass filter // 2012 Asia Pacific Microwave Conference Proceedings. – Kaohsiung, 2012. – Pp. 502–504.

310. Qian, S. and Hong, J. Miniature Quasi-Lumped-Element Wideband Bandpass Filter at 0.5–2-GHz Band Using Multilayer Liquid Crystal Polymer Technology // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2012. – Vol. 60. – № 9. – Pp. 2799–2807.

311. Podshivalov, I. V., Savishnikov, M. O., Leksikov, A. A., Dmitriev, D. D., Kartsan, I. N. Multi-mode resonator for ultra-wide bandpass filter with good stopband performance // IOP Conference Series-Materials Science and Engineering. – T. 537. – C. 052025.



312. Лексиков, А. А., Грушевский, Е. О., Рьжков, Д. Н., Савишников, М. О., Тяпкин, И. В., Шемяков, А. О. Сверхширокополосные полосно-пропускающие фильтры на основе многомодового полоскового резонатора новой конструкции // *Научные технологии*. – 2018. – Т. 19. – № 12. – С. 82–86.
313. Lee, H.-S., Lim, W.-G., Kim, C.-Y. Compact Wideband Bandstop Filters with Electrically Coupled Open Stubs // *Microwave and Optical Technology Letters*. – 2013. – Vol. 55. – № 11. – Pp. 2701–2703.
314. Hsieh, M.-Y. and Wang, S.-M. Compact and wideband microstrip bandstop filter // *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. – 2005. – Vol. 15. – № 7. – Pp. 472–474.
315. Menzel, W. and Balalem, A. Quasi-lumped suspended stripline filters and diplexers // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 2005. – Vol. 53. – № 10. – Pp. 3230–3237.
316. Беляев, Б. А., Сержантов, А. М., Лексиков, А. А., Бальва, Я. Ф., Грушевский, Е. О. Полосковый сверхширокополосный полосно-пропускающий фильтр с уровнем подавления помех более 100 дБ // *Письма в Журнал технической физики*. – 2020. – Т. 46. – № 16 (163). – С. 7–11.
317. Moro, E. N., Ma, K., Luo, Y., Yan, N. and Tang, B. H-Plane Cross-Polarization Reduction of a Rectangular Patch Antenna Using SISL Technology // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. – 2021. – Vol. 20. – № 8. – Pp. 1532–1536.
318. Wang, Y., Ma, K. and Mou, S. A Low-Loss Self-Packaged Magic-T With Compact Size Using SISL Technology // *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. – 2018. – Vol. 28. № 1. – Pp. 13–15.
319. Chu, Y., Ma, K., Wang, Y. and Meng, F. A Self-Packaged Low-Loss and Compact SISL DBBPF With Multiple TZs // *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. – 2019. – Vol. 29. – № 3. – Pp. 192–194.
320. 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 дБ в широкой полосе // *Письма в Журнал технической физики*. – 2020. – Т. 46. – № 8. – С. 10–13.
321. Gao, X., Feng, W. and Che, W. Compact Ultra-Wideband Bandpass Filter With Improved Upper Stopband Using Open/Shorted Stubs // *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. – 2017. – Vol. 27. – № 2. – Pp. 123–125.
322. Honari, M. M., Mirzavand, R., Saghlatoon, H. and Mousavi, P. Two-Layered Substrate Integrated Waveguide Filter for UWB Applications // *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. – 2017. – Vol. 27. – № 7. – Pp. 633–635.
323. Abbosh, A. M. Planar Bandpass Filters for Ultra-Wideband Applications // *IEEE Trans-*

actions on Microwave Theory and Techniques. – 2007. – Vol. 55. – № 10. – Pp. 2262–2269.

324. Kuo, T., Lin, S. and Chen, C. H. Compact Ultra-Wideband Bandpass Filters Using Composite Microstrip–Coplanar-Waveguide Structure // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2006. – Vol. 54. – № 10. – Pp. 3772–3778.

325. Hao, Z. and Hong, J. UWB Bandpass Filter Using Cascaded Miniature High-Pass and Low-Pass Filters with Multilayer Liquid Crystal Polymer Technology // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2010. – Vol. 58. № 4. – Pp. 941–948.

326. Беляев, Б. А., Сержантов, А. М., Лексиков, Ан. А., Бальва, Я. Ф., Галеев, Р. Г. Монолитный миниатюрный полосно-пропускающий фильтр на многопроводниковых полосковых резонаторах // Письма в Журнал технической физики. – 2021. – Т. 47. – № 13. – С. 16–20.

327. Belyaev, B. A., Serzhantov, A. M., Bal'va, Y. F., Leksikov, A. A. Design for a Self-Packaged All-PCB Wideband Filter with Good Stopband Performance // IEEE MTT-S International Microwave Symposium. – 2021. – С. 581–584.

328. Самсонов, М. С., Лексиков, А. А., Бальва, Я. Ф., Лемберг, К. В., Савишников, М. О., Грушевский, Е. О., Галеев, Р. Г. Монолитный высокоселективный полосно-пропускающий фильтр на основе новой конструкции многопроводникового полоскового резонатора // Успехи современной радиоэлектроники. – 2019. – № 12. – С. 173–178.

329. Беляев, Б. А., Сержантов, А. М., Лексиков, А. А., Бальва, Я. Ф., Галеев, Р. Г. Миниатюрный полосно-пропускающий фильтр на двойных спиральных полосковых резонаторах // Ural Radio Engineering Journal. – 2021. – Т. 5. – № 1. – С. 21–31.

330. Беляев, Б. А., Сержантов, А. М., Бальва, Я. Ф., Лексиков, А. А., Лексиков, А. А., Подшивалов, И. В., Шумилов, Т. Ю. Полосковый двухспиральный резонатор. Патент РФ. №2755294. Опубликовано 14.09.2021. Бюл. № 26.

331. Беляев, Б. А., Сержантов, А. М., Лексиков, А. А., Дмитриев, Д. Д., Бальва, Я. Ф., Лексиков, А. А., Савишников, М. О., Лемберг, К. В., Говорун, И. В. Высокоселективный полосковый фильтр верхних частот. Патент РФ. №2715358. Опубликовано 26.02.2020. Бюл. № 6.

332. Беляев Б. А., Сержантов А. М., Лексиков А. А., Дмитриев Д. Д., Бальва Я. Ф., Лексиков А. А., Савишников М. О., Угрюмов А. В., Подшивалов И. В. Высокоселективный полосковый фильтр нижних частот. Патент РФ. №2708342. Опубликовано: 05.12.2019. Бюл. № 34.

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

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

335. Афонин А.О. Полосковые диплексеры для навигационных систем ГЛОНАСС/GPS

и исследование коэффициентов связи согласующих цепей с входными резонаторами фильтров каналов: диссертация канд. тех. наук. – Красноярск, 2021. – 135 с.

336. Беляев Б. А., Бальва Я.Ф., Лексиков А.А., Сержантов А.М., Сухин Ф.Г. Полосковый фильтр. Патент РФ. № 2400874. Опубликовано: 27.09.2010. Бюл. № 27

337. Oshima S., Oshima T. and Wada K. A design method of matching circuits for a compact diplexer using SAW filters // 2016 International Conference on Electronics Packaging (ICEP), 2016, pp. 23-26

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

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

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

341. Лексиков А. А., Лексиков Ан. А., Говорун И. В., Афонин А. О., Угрюмов А. В., Гребенников А. В. Микрополосковый Диплексер для Радионавигационных Систем ГЛОНАСС/GPS // Известия высших учебных заведений. Физика. – 2015. – Т. 58, № 8/2. – С. 325–327.

342. Leksikov A. A., Leksikov An. A., Govorun I. V., Afonin A. O., Ugryumov A. V., Grebennikov A. V. The Compact Microstrip Diplexer for Radionavigation Systems GPS/GLONASS / A. A. Leksikov // 25th International Crimean Conference «Microwave and Telecommunication Technology» (CriMiCo'2015), Sevastopol. – 2015. – P. 543–544.

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

344. Беляев Б. А., Афонин А. О., Лексиков Ан. А., Сержантов А. М., Лексиков А. А., Говорун И. В. Микрополосковый диплексер: Патент РФ №2691999. Опубликовано 19.06.2019, Бюл. №17.

345. Лексиков А. А., Лексиков Ан. А., Говорун И. В., Афонин А. О., Угрюмов А. В.,

Гребенников А. В. Миниатюрный полосковый диплексер на подвешенной подложке для радионавигационных систем ГЛОНАСС/GPS // Известия высших учебных заведений физика. – 2015. – Т. 58, №10/3. – С. 150– 152.

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

## **Приложение А. Патенты на изобретения**

## РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## ПАТЕНТ

НА ПОЛЕЗНУЮ МОДЕЛЬ

№ 157847

## МИНИАТЮРНЫЙ МИКРОПОЛОСКОВЫЙ РЕЗОНАТОР

Патентообладатель(ли): **ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ  
БЮДЖЕТНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ НАУКИ ИНСТИТУТ  
ФИЗИКИ им. Л.В. Киренского Сибирского отделения  
Российской академии наук (RU)**

Автор(ы): *см. на обороте*

Заявка № 2014128730

Приоритет полезной модели **11 июля 2014 г.**

Зарегистрировано в Государственном реестре полезных  
моделей Российской Федерации **23 ноября 2015 г.**

Срок действия патента истекает **11 июля 2024 г.**

*Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности*

*Г.П. Ивлиев* Г.П. Ивлиев



Автор(ы): *Беляев Борис Афанасьевич (RU), Галеев Ринат  
Гайсеевич (RU), Лексиков Александр Александрович (RU),  
Сержантов Алексей Михайлович (RU), Бальва Ярослав  
Федорович (RU), Лексиков Андрей Александрович (RU)*



## РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## ПАТЕНТ

НА ПОЛЕЗНУЮ МОДЕЛЬ

№ 189237

## СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЙ ПОЛОСКОВЫЙ ФИЛЬТР

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

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

Заявка № 2019102432

Приоритет полезной модели 07 февраля 2018 г.

Дата государственной регистрации в

Государственном реестре полезных моделей Российской Федерации 16 мая 2019 г.

Срок действия исключительного права на полезную модель истекает 07 февраля 2028 г.

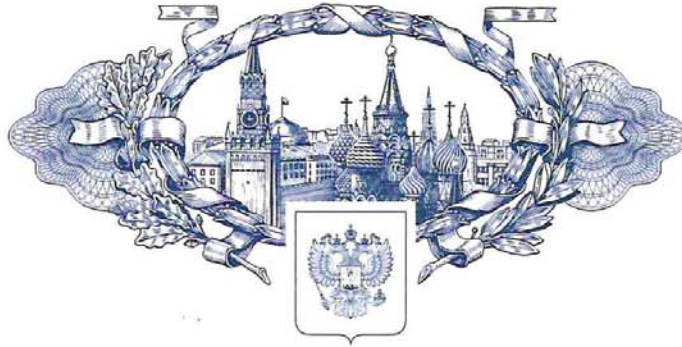
Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности

Г.П. Иблиев





## РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2577485

## ПОЛОСКОВЫЙ РЕЗОНАТОР

Патентообладатель(ли): **ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ  
БЮДЖЕТНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ НАУКИ ИНСТИТУТ  
ФИЗИКИ им. Л.В. Киренского Сибирского отделения  
Российской академии наук (RU)**

Автор(ы): *см. на обороте*


Заявка № 2014148211

Приоритет изобретения **28 ноября 2014 г.**

Зарегистрировано в Государственном реестре  
изобретений Российской Федерации **15 февраля 2016 г.**

Срок действия патента истекает **28 ноября 2034 г.**

Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности

 Г.П. Ильин



Автор(ы): *Беяев Борис Афанасьевич (RU), Галеев Ринат  
Гайсеевич (RU), Сержантов Алексей Михайлович (RU),  
Лексиков Александр Александрович (RU), Бальва Ярослав  
Федорович (RU), Лексиков Андрей Александрович (RU)*



## РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2626224

## Широкополосный полосковый фильтр

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

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

Заявка № 2016138653

Приоритет изобретения 29 сентября 2016 г.

Дата государственной регистрации в

Государственном реестре изобретений

Российской Федерации 24 июля 2017 г.

Срок действия исключительного права

на изобретение истекает 29 сентября 2036 г.

Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности

*Г.П. Ивлиев* Г.П. Ивлиев





## РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2659321

## МИНИАТЮРНЫЙ ПОЛОСКОВЫЙ ФИЛЬТР

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

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

Заявка № 2017133881

Приоритет изобретения 28 сентября 2017 г.

Дата государственной регистрации в

Государственном реестре изобретений

Российской Федерации 29 июня 2018 г.

Срок действия исключительного права

на изобретение истекает 28 сентября 2037 г.

Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности

*Г.П. Излиев* Г.П. Излиев





## РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2675206

МИКРОПОЛОСКОВЫЙ ШИРОКОПОЛОСНЫЙ  
ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЙ ФИЛЬТР

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

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

Заявка № 2018104764

Приоритет изобретения 07 февраля 2018 г.

Дата государственной регистрации в


Государственном реестре изобретений

Российской Федерации 17 декабря 2018 г.

Срок действия исключительного права

на изобретение истекает 07 февраля 2038 г.

Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности

 Г.П. Ивлиев





## РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2691999

## МИКРОПОЛОСКОВЫЙ ДИПЛЕКСЕР

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

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

Заявка № 2018107089

Приоритет изобретения 26 февраля 2018 г.

Дата государственной регистрации в

Государственном реестре изобретений

Российской Федерации 19 июня 2019 г.

Срок действия исключительного права

на изобретение истекает 26 февраля 2038 г.

Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев





## РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2755294

## ПОЛОСКОВЫЙ ДВУХСПИРАЛЬНЫЙ РЕЗОНАТОР

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

Авторы: *Беляев Борис Афанасьевич (RU), Сержантов Алексей Михайлович (RU), Бальва Ярослав Федорович (RU), Лексиков Александр Александрович (RU), Лексиков Андрей Александрович (RU), Подшивалов Иван Валерьевич (RU), Шумилов Тимофей Юрьевич (RU)*

Заявка № 2020143641

Приоритет изобретения 28 декабря 2020 г.

Дата государственной регистрации  
в Государственном реестре изобретений

Российской Федерации 14 сентября 2021 г.

Срок действия исключительного права  
на изобретение истекает 28 декабря 2040 г.

Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев





## РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2684438

## ПОЛОСКОВЫЙ ФИЛЬТР

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

Авторы: *Беляев Борис Афанасьевич (RU), Сержантов Алексей Михайлович (RU), Лексиков Александр Александрович (RU), Денисенко Валерий Сергеевич (RU), Бальва Ярослав Федорович (RU), Лексиков Андрей Александрович (RU), Дмитриев Дмитрий Дмитриевич (RU)*

Заявка № 2018122402

Приоритет изобретения 18 июня 2018 г.

Дата государственной регистрации в Государственном реестре изобретений Российской Федерации 09 апреля 2019 г.

Срок действия исключительного права на изобретение истекает 18 июня 2038 г.

Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности

*Г.П. Ивлиев*





## РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2688826

МИКРОПОЛОСКОВЫЙ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЙ  
ФИЛЬТР

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

Авторы: *Беляев Борис Афанасьевич (RU), Сержантов Алексей Михайлович (RU), Лексиков Александр Александрович (RU), Денисенко Валерий Сергеевич (RU), Бальва Ярослав Федорович (RU), Лексиков Андрей Александрович (RU), Дмитриев Дмитрий Дмитриевич (RU)*

Заявка № 2018122357

Приоритет изобретения 18 июня 2018 г.

Дата государственной регистрации в

Государственном реестре изобретений

Российской Федерации 22 мая 2019 г.

Срок действия исключительного права

на изобретение истекает 18 июня 2038 г.



Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности

*Г.П. Ивлиев* Г.П. Ивлиев



## РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2708342

**ВЫСОКОСЕЛЕКТИВНЫЙ ПОЛОСКОВЫЙ ФИЛЬТР  
НИЖНИХ ЧАСТОТ**

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

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

Заявка № 2019110183

Приоритет изобретения 05 апреля 2019 г.

Дата государственной регистрации в

Государственном реестре изобретений

Российской Федерации 05 декабря 2019 г.

Срок действия исключительного права

на изобретение истекает 05 апреля 2039 г.

Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности

*Г.П. Ивлиев* Г.П. Ивлиев





## РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2715358

**ВЫСОКОСЕЛЕКТИВНЫЙ ПОЛОСКОВЫЙ ФИЛЬТР  
ВЕРХНИХ ЧАСТОТ**

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

Авторы: *Беляев Борис Афанасьевич (RU), Сержантов Алексей Михайлович (RU), Лексиков Александр Александрович (RU), Дмитриев Дмитрий Дмитриевич (RU), Бальва Ярослав Федорович (RU), Лексиков Андрей Александрович (RU), Савишиников Максим Олегович (RU), Лемберг Константин Вячеславович (RU), Говорун Илья Валерьевич (RU)*

Заявка № 2019115939

Приоритет изобретения 23 мая 2019 г.

Дата государственной регистрации в

Государственном реестре изобретений

Российской Федерации 26 февраля 2020 г.

Срок действия исключительного права

на изобретение истекает 23 мая 2039 г.



Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности

*Г.П. Ивлиев*

## **Приложение Б. Акт внедрения**

УТВЕРЖДАЮ  
 Генеральный директор  
 АО «НПП «Радиосвязь»



Р. Г. Галеев

2021 г.

**АКТ**  
**о внедрении (использовании) результатов**  
**диссертационной работы Лексикова Андрея Александровича на тему**  
**«Многослойные многопроводниковые полосковые резонаторы и устройства**  
**частотной селекции сигналов на их основе»**

«29» декабря 2021 г.

г. Красноярск

Мы, нижеподписавшиеся, комиссия в составе председателя комиссии – технического директора Богатырева Е.В., членов комиссии: начальника сектора 4101 Гребенникова А.В., начальника отдела 4000 Стифиенко Д.А. составили настоящий акт о том, что материалы диссертационной работы Лексикова Андрея Александровича внедрены в серийное производство на предприятии АО «НПП «Радиосвязь» при выпуске следующей продукции:

1. изделие ИК МРЛ-А УЭ1.241.048;
2. изделие БИК СБИС-А УЭ1.241.049;
3. изделие УНАП-П УЭ2.517.033;
4. изделие УНАП-О УЭ2.517.034;
5. изделие УНАП-Б УЭ2.517.035;
6. изделие 83т332 УЭ1.101.066;
7. конвертер К-ПРМ-10-12Т УЭ2.206.256
8. станция Р-446-АМ УЭ1.201.111;
9. станция Р-446-АМ1 УЭ1.201.111-01;
10. станция Р-446-АП УЭ1.201.112;
11. станция Р-444-ВР УЭ1.201.132;

12.станция Сфера-УК-Б УЭ1.101.071;

Председатель комиссии



Е.В. Богатырев

Технический директор

Члены комиссии:

Начальник сектора 4101



А.В. Гребенников

Начальник отдела 4000

Д.А. Стифиенко