

На правах рукописи

УДК 621.372.543.2

Семерня Роман Евгеньевич

**АНАЛИЗ И РАЗРАБОТКА МИКРОВОЛНОВЫХ  
КВАЗИЭЛЛИПТИЧЕСКИХ ПОЛОСОВЫХ ФИЛЬТРОВ С  
ЧАСТОТНЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ СПЕЦИАЛЬНОГО ВИДА**

Специальность 05.12.07 – Антенны, СВЧ устройства и их технологии

**АВТОРЕФЕРАТ**

диссертации на соискания ученой степени

кандидата технических наук

Москва, 2019 г.

Работа выполнена в Федеральном государственном бюджетном образовательном учреждении высшего образования «Московский государственный технический университет имени Н.Э. Баумана (национальный исследовательский университет)» (МГТУ им. Н.Э. Баумана)

Научный руководитель: **Чернышев Сергей Леонидович**, доктор технических наук, профессор МГТУ им. Н.Э. Баумана

Официальные оппоненты: **Аристархов Григорий Маркович**, доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой «Электроника» Московского технического университета связи и информатики

**Петров Александр Сергеевич**, доктор технических наук, профессор, главный научный сотрудник АО «Научно-производственное объединение им. С.А. Лавочкина»

Ведущая организация: Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет)»

Защита диссертации состоится «26» сентября 2019 г. в 14:30 час. на заседании диссертационного совета Д 212.141.11 при Московском государственном техническом университете им. Н.Э. Баумана по адресу: 105005, г. Москва, ул. 2-я Бауманская, д.5, стр. 1.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке МГТУ им. Н.Э. Баумана и на сайте <http://www.bmstu.ru>.

Ваш отзыв на автореферат в 2 экз., заверенный печатью учреждения, просим направлять по адресу 105005, Москва, 2-я Бауманская улица, д.5, стр.1

Ученому секретарю диссертационного совета Д 212.141.11.

Автореферат разослан «\_\_\_» \_\_\_\_\_ 2019г

Ученый секретарь  
диссертационного совета Д 212.141.11  
доктор технических наук, профессор

И.Б. Власов

## ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

**Актуальность работы.** Являясь неотъемлемым базовым элементом таких устройств, как генераторы, синтезаторы частот, а также приемо-передающие модули антенных систем с электрическим сканированием, количество микроволновых фильтров в аналоговой части радиоэлектронных комплексов может достигать существенных значений, зачастую оказывая весомое влияние на общие электрические, массогабаритные, а также стоимостные параметры системы. При этом постоянно возрастающие требования к миниатюризации габаритов, минимизации вносимых потерь, а также повышению частотно-селективных свойств полосно-пропускающих фильтров (ППФ) обуславливают актуальность задачи поиска новых конструктивных решений и методов их расчета.

Вышеуказанным требованиям удовлетворяют квазиэллиптические фильтры (КЭФ) или фильтры Золоторева-Кауэра. Улучшение частотно-селективных свойств в требуемых диапазонах частот КЭФ обеспечивается за счет формирования амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) специального вида, содержащей полюса затухания.

Формирование полюсов затухания в нужных частотных диапазонах позволяет повысить гибкость настройки АЧХ под заданные требования, существенным образом увеличивая частотно-селективные свойства фильтра по сравнению, например, с фильтрами Чебышева того же порядка, при этом, обеспечивая сопоставимый уровень вносимых потерь.

Отмечается, что при разработке КЭФ целесообразно использовать алгоритмы синтеза, основанные на рекурсивных методах, позволяющих синтезировать матрицы связи полосового фильтра для требуемого вида АЧХ за  $N$  итераций синтеза, где  $N$  – порядок фильтра. Такой подход позволяет в замкнутой форме обобщить и алгоритмизировать задачу поиска и анализа структурной топологии связей полосового КЭФ с заданной формой АЧХ, что является несомненным достоинством метода по сравнению с оптимизационными алгоритмами и обуславливает актуальность его разработки.

Также стоит добавить, что, несмотря на наличие в настоящий момент большого количества мощных средств электродинамического и схемотехнического моделирования, таких как Ansoft HFSS, CST Microwave studio, AWR Design Environment их доступность сильно ограничена из-за высокой стоимости коммерческих пакетов прикладных программ (ППП).

Поэтому актуальной задачей является разработка приближенных методик расчета элементов КЭФ, совмещающих в себе электродинамический анализ и схемотехнический подход. В частности, как отмечалось выше, ввиду высокой потребности в компактных и малогабаритных КЭФ актуальным является задача разработки методов анализа и расчета коэффициентов связи резонаторов на МПЛ и фильтров на их основе, обладающими повышенными селективными свойствами.

Стоит отметить, что задача поиска новых конструктивных и топологических решений для повышения частотно селективных свойств полосовых фильтров остро стоит и для КЭФ на ВКР и МКБ, поэтому также является актуальной и рассматривается в данной работе.

**Объектом исследования** работы являются КЭФ на МПЛ, ВКР и МКБ обладающими повышенным числом полюсов затухания и, как следствие, повышенными частотно-селективными свойствами.

**Предмет исследования** – геометрические и электрические параметры, а также конструктивное исполнение КЭФ на МПЛ, ВКР и МКБ, позволяющие получать полосовые фильтры с перекрестными связями и повышенным числом полюсов затухания, а также методы структурного, электродинамического и схемотехнического анализа КЭФ.

**Цель работы** – анализ и разработка микроволновых квазиэллиптических полосовых фильтров с частотными характеристиками специального вида на МПЛ, МКБ и ВКР.

Для достижения указанных целей были поставлены и решались следующие задачи.

1. Синтез матрицы коэффициентов связи, основанный на рекурсивных соотношениях, позволяющий решить задачу поиска наиболее простой структурной схемы КЭФ с минимальным количеством перекрестных связей для упрощения физической реализации.

2. Проведение модового анализа в приближении теории длинных линий базовых блоков КЭФ, состоящих из связанных микрополосковых резонаторов с различным взаимным расположением и вывод собственных частот по методу поперечного резонанса.

3. Разработка метода анализа погонных характеристик связанных МПЛ на основе решения интегральных уравнений методом моментов в спектральной области, а также проведение электродинамического анализа и расчета коэффициентов связи для базовых блоков КЭФ.

4. Получение топологии КЭФ с повышенными частотно-селективными свойствами, а также с повышенными требованиями к повторяемости АЧХ, устойчивой к технологическим погрешностям серийного производства за счет проведения статистических исследований технологических особенностей производства печатных плат, а также влияния разброса собственной частоты отдельного резонатора на АЧХ фильтра.

5. Расчет коэффициентов связи в КЭФ на МКБ и ВКР с помощью программ электродинамического и схемотехнического моделирования.

6. Проведение электромагнитного моделирования для верификации полученных методов анализа коэффициентов связи, а также итогового расчета геометрических параметров полосовых фильтров на МПЛ, МКБ и ВКР.

**Научная новизна** квалификационной работы определяется следующими полученными в ней оригинальными результатами:

1. Предложен метод анализа коэффициентов связи микрополосковых резонаторов (МПР) с произвольным взаимным расположением на основе решения электродинамической задачи расчета погонных характеристик связанных МПЛ, позволивший учитывать эффект дисперсии в связанных линиях.

2. Разработана новая методика расчета геометрических параметров топологии полосовых КЭФ на МПЛ, объединяющая рекурсивный метод синтеза матриц связи и разработанный метод модового анализа собственных частот связанных МПР.

3. Обоснован принцип построения топологий КЭФ на МПЛ с использованием комбинации полуволновых и четвертьволновых резонаторов, позволяющий повысить процент выхода годных для серийных устройств за счет увеличения стабильности АЧХ к технологическим разбросам крупносерийного производства.

#### **Практическая значимость.**

1. Создан алгоритм синтеза матрицы связи для полосовых КЭФ на основе рекуррентных соотношений, а также алгоритм модового анализа собственных частот связанных микрополосковых резонаторов в программе математического моделирования Matlab, что позволило проводить структурный анализ, а также расчет геометрических параметров элементов топологии полосового КЭФ без применения пакетов электродинамического и схемотехнического моделирования.

2. Предложены оригинальные конструкции полосковых и микрополосковых полосовых КЭФ с повышенными частотно-селективными свойствами благодаря реализации АЧХ шестого порядка с четырьмя полюсами затухания.

3. Разработана топология полосового КЭФ шестого порядка с четырьмя полюсами затухания на симметричных полосковых линиях (СПЛ) для сантиметрового диапазона длин волн, позволившая получить высокую повторяемость АЧХ при крупносерийном производстве.

4. Получена топология торцевой металлизации КЭФ четвертого порядка с 2 полюсами затухания на МКБ с возможностью настройки коэффициентов перекрестной связи в широком диапазоне за счет настройки емкостных зазоров между краевыми резонаторами, что позволило изменять частотное положение полюсов затухания в широкой полосе запираания.

5. Предложена оригинальная конструкция КЭФ на ВКР на основе подвешенной над резонаторами печатной платы с планарными проводниками, позволившая получать большое число перекрестных связей для формирования АЧХ с повышенными частотно-селективными свойствами при сохранении возможности получать высокие значения прямых коэффициентов связи и, соответственно, широких полос пропускания.

6. Разработанный алгоритм анализа связанным МПЛ на основе спектрального метода моментов также может быть использован для расчета элементов СВЧ тракта работающих на связанных линиях, таких как направленные ответвители, а также фазосдвигающие линий с компенсацией частотной дисперсией.

**Реализация и внедрение результатов исследований.** Практические результаты исследований, полученные в работе, внедрены в проведенных НИР и ОКР в ООО «Радиокомп» и НИИ «РЭТ» при МГТУ им. Н.Э.Баумана.

**Апробация работы.** Основные результаты работы докладывались на следующих конференциях: Международная конференция «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии», Севастополь 2014 и 2016; Международная конференция «Радиолокация, навигация и связь» Воронеж 2014 и 2015; Progress In Electromagnetics Research Symposium-Spring (PIERS), Санкт-Петербург, 2017.

**Публикации.** Материалы диссертационной работы в полной мере отражены в 8 печатных работах, из них 2 научные статьи, опубликованные в изданиях рекомендованных ВАК РФ и 2 в изданиях индексируемых в базах Scopus.

**Структура и объем диссертационной работы.** Диссертационная работа состоит из введения, четырех глав, общих выводов и заключения и списка источников. Объем диссертационной работы составляет 134 страниц машинописного текста при наличии 85 рисунков и 3 таблиц. Список источников насчитывает 60 наименований.

**Личный вклад автора** состоит в разработке и программной реализации алгоритма синтеза матриц связи КЭФ; разработке метода расчета коэффициентов связи МПР с произвольным взаимным расположением на основе решения электродинамической задачи поиска собственных волн в структуре связанных МПЛ и схемотехнического анализа продольной структуры резонаторов; в разработке новых конструкций и топологий КЭФ на МПЛ, ВКР и МКБ с повышенными частотно-селективными свойствами; в разработке топологии КЭФ на СПЛ удовлетворяющей повышенным требованиям к повторяемости АЧХ, устойчивой к технологическим погрешностям крупносерийного производства.

**Положения, выносимые на защиту квалификационной работы:**

1. Разработан метод анализа коэффициентов связи МПР, который позволяет учитывать дисперсию погонных характеристик связанных и одиночных МПЛ.
2. Предложенный метод разработки полосовых КЭФ на МПЛ, основанный на синтезе матрицы связи в сочетании с новым методом расчета коэффициентов связи МПР позволяет частично решать задачу синтеза и разработки КЭФ на МПЛ без применения пакетов программ электродинамического моделирования.
3. Проведенные исследования особенностей поведения величины и знака коэффициента связи для базовых блоков КЭФ на МПЛ позволяют обоснованно подбирать попарные взаимные расположения связанных МПР различных геометрических форм для получения полосовых КЭФ с АЧХ обладающими повышенными частотно-селективными свойствами за счет управления частотным положением полюсов затухания.
4. Получена топология КЭФ на МКБ четвертого порядка с возможностью настройки положений полюсов затухания в более широкой полосе заграждения по сравнению с классической топологией.

## ОСНОВНОЕ СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

**Во введении** обоснована актуальность диссертационной работы, в общем виде сформулирована цель работы, а также проблемы и задачи, которые необходимо решить для разработки новых методов анализа микроволновых полосовых КЭФ и создания новых конструкций и топологий КЭФ на МПЛ, ВКР и МКБ с повышенными частотно-селективными свойствами. Отмечается высокий вклад в разработку новых типов КЭФ, а также методов их расчета таких ученых как Аристархов Г. М., Беляев Б. А., Овечкин В.С., Тюрнев В, Сержантов А. М., Hong J. S., Lancaster M. J., Cameron R. J., и др.

**В первой главе** проведен обзор КЭФ на МПЛ, ВКР и МКБ (Рис. 1), а также КЭФ на других типах конструкций, позволяющих реализовывать большое

количество полюсов затухания в области режекции и, соответственно, обеспечивающие повышенные частотно-селективные свойства. Приводятся сравнение их основных достоинств и недостатков.

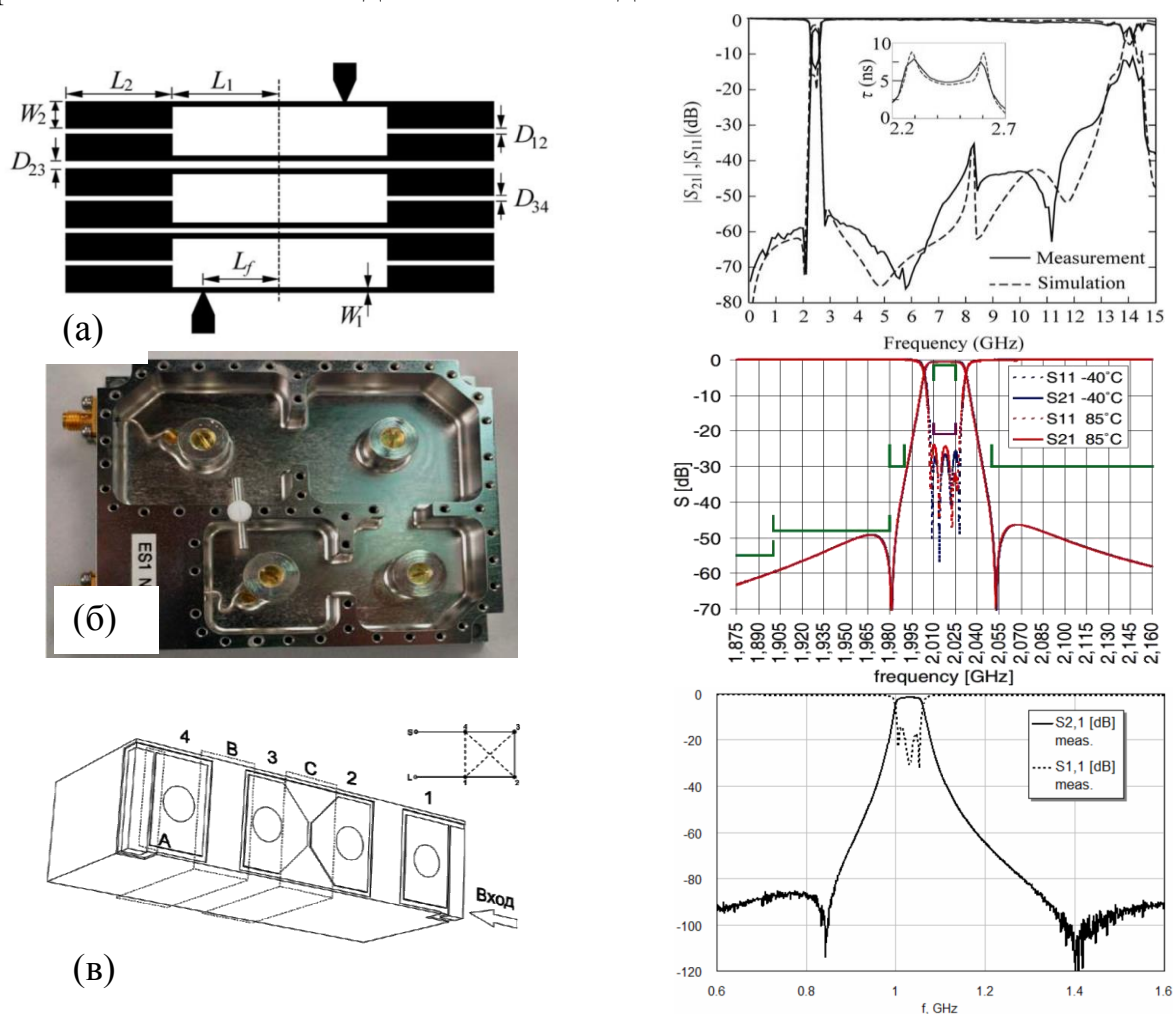


Рис. 1. Возможные варианты конструкций КЭФ на МПЛ (а), ВКР (б), МКБ (в) и их АЧХ

Далее в первой главе рассматриваются некоторые методы расчета ППФ. В частности приводится классический метод синтеза полосовых фильтров с чебышевской характеристикой на основе синтеза фильтра прототипа нижних частот. Однако отмечается, что для получения частотных характеристик специального вида с независимой настройкой уровней подавления в разных полосах заграждения (Рис. 2) требуется разработка алгоритма анализа КЭФ на основе синтеза матриц коэффициентов связи.

При этом подчеркивается, что синтез матрицы связи на основе оптимизационных методов не всегда приводит к желаемому результату, ввиду большего количества параметров оптимизации, а также локальных минимумов целевой функции вида



$$Er(\Omega_i, \Phi) = \sum_{i=1}^{N_\Omega} |S_{21}(\Omega_i, \Phi) - S_{21}^{Идеал}(\Omega_i)|^2 + \sum_{i=1}^{N_\Omega} |S_{11}(\Omega_i, \Phi) - S_{11}^{Идеал}(\Omega_i)|^2, \quad (1)$$

где  $\Phi = [m_{11}, m_{12} \dots m_{nn}, q_\epsilon]$  – вектор искомых перекрестных связей, настраиваемых при синтезе;  $S_{21}^{Идеал}(\Omega_i)$ ,  $S_{11}^{Идеал}(\Omega_i)$  – параметры рассеяния требуемого КЭФ.

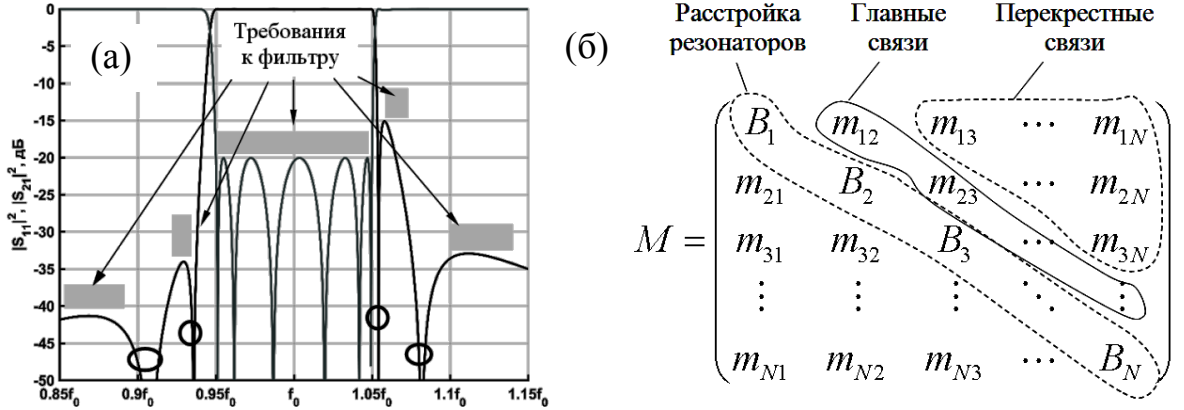


Рис. 2. Изображение требований к АЧХ КЭФ (а), а также общий вид матрицы связи (б)

Рассматриваются также методы расчета геометрических параметров элементов КЭФ на МПЛ, в частности связанных МПР. Отмечается, что применение алгоритмов расчета их погонных характеристик на основе квазистатических методов не позволяют корректно учитывать частотную дисперсию электрических характеристик, что приводит к появлению значительных ошибок расчета коэффициентов связи МПР на частотах выше 10 ГГц.

На основе вышесказанного и анализа имеющихся конструкций КЭФ в заключение первой главы предлагается методика разработки КЭФ на МПЛ, включающая новый метод модового анализа связанных МПР. Предложенный метод включает в себя схемотехнический анализ связанных МПР с произвольным взаимным расположением, а также электродинамический расчет их геометрии на основе метода моментов в спектральной области.

**Во второй главе** описывается алгоритм синтеза матрицы коэффициентов связи для обобщенной эквивалентной схемы прототипа КЭФ, включающей в себя перекрестные связи между всеми резонаторами (Рис. 3). Для задания начальных условий синтеза матрицы связи, таких как порядок фильтра  $N$ , число полюсов затухания  $N_z$ , а также их частоты  $\omega_n$ , которые определяют требуемый вид АЧХ, удобно воспользоваться представлением для S-параметров фильтра:

$$S_{21}^2(\omega) = \frac{1}{1 + \epsilon^2 C_N^2(\omega)}, \quad C_N(\omega) = \cosh \left[ \sum_{n=1}^N \cosh^{-1}(x_n) \right], \quad x_n = \frac{\omega - 1/\omega_n}{1 - \omega/\omega_n}, \quad (2)$$

где  $\omega$  – круговая частота,  $C_N(\omega)$  – фильтрующая функция для полосового фильтра с произвольным расположением полюсов затухания  $\omega_n$ .

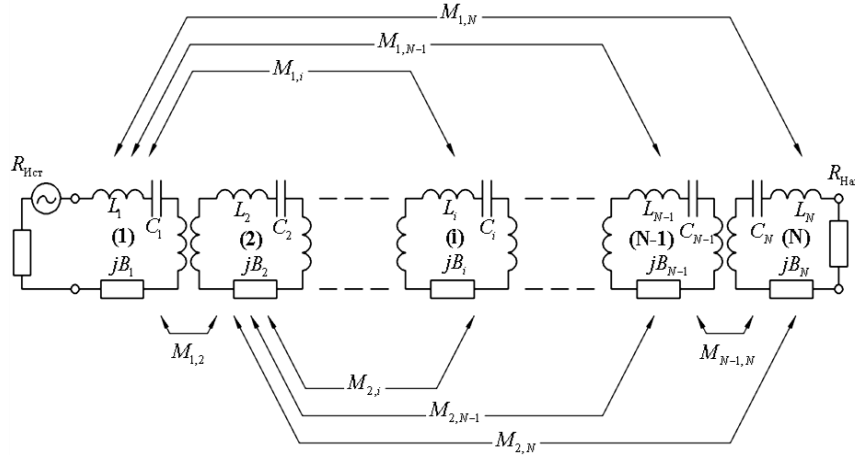


Рис. 3. Обобщенная схема полосового фильтра-прототипа КЭФ

Для расчета матрицы коэффициентов связи изначально решалась аппроксимационная задача поиска параметров рассеяния КЭФ в виде рациональных функций

$$S_{11}(s) = \frac{F(s)/\varepsilon_R}{E(s)}, \quad S_{21}(s) = \frac{P(s)/\varepsilon}{E(s)}, \quad (3)$$

где  $E(s)$ ,  $F(s)$  – искомые при синтезе полиномы  $N$ -го порядка (совпадает с порядком КЭФ) с коэффициентами  $[e_0, e_1, e_2, \dots, e_N]$ ,  $[f_0, f_1, f_2, \dots, f_N]$ ;  $P(s)$  – полином с коэффициентами  $[p_0, p_1, p_2, \dots, p_{N_z}]$ , порядок которого совпадает с числом заданных полюсов затухания  $N_z$ . Нули данного полинома задаются положениями полюсов затухания  $\omega_n$ ;  $\varepsilon$ ,  $\varepsilon_R$  – нормирующие коэффициенты, обеспечивающие условия  $|S_{21}(s)| \leq 1$  и  $|S_{11}(s)| \leq 1$  для любых  $s = j\omega$ , а также равенство единицы старших коэффициентов в полиномах  $E(s)$ ,  $F(s)$  и  $P(s)$ .

Поиск коэффициентов полиномов  $E(s)$ ,  $F(s)$  основан на преобразовании фильтрующей функции КЭФ (2) к более удобному виду, в результате которого получено следующее выражение

$$C_N(\omega) = \frac{F(s)}{P(s)} = \frac{1}{2} \frac{\overbrace{\prod_{n=1}^N (c_n + d_n)}^{G_N(\omega)} + \overbrace{\prod_{n=1}^N (c_n - d_n)}^{G'_N(\omega)}}{\prod_{n=1}^N \left(1 - \frac{\omega}{\omega_n}\right)} = \frac{1}{2} \frac{[G_N(\omega) + G'_N(\omega)]}{\prod_{n=1}^N \left(1 - \frac{\omega}{\omega_n}\right)}, \quad (4)$$

где  $c_n = \omega - \frac{1}{\omega_n}$ ,  $d_n = \omega' \left( \omega - \frac{1}{\omega_n^2} \right)^{1/2}$ ,  $\omega' = (\omega^2 - 1)^{1/2}$ .

Расчет числителя выражения (4) позволяет определить коэффициенты полинома  $F(s)$ . Для этого  $N$  раз применяют рекурсивную методику для поиска функции  $G_N(\omega)$  (для  $G'_N(\omega)$  аналогично) показанную ниже

$$G_i(\omega) = G_{i-1}(\omega)[c_i + d_i], G_0(\omega) = 0, i = 0, 1 \dots N. \quad (5)$$

Зная коэффициенты полиномов  $F(s)$  и  $P(s)$ , а также учитывая тот, факт, что  $E(s)$  является полиномом Гурвица, коэффициенты  $E(s)$  находятся из уравнения  $\varepsilon_R P(s) + \varepsilon F(s) = 0$  при условии, что корни, лежащие в правой части комплексной плоскости будут перенесены в левую полуплоскость с помощью умножения действительной части на «минус» единицу.

Используя данный метод синтеза, были рассчитаны коэффициенты полиномов для параметров рассеяния некоторых КЭФ, соответствующие АЧХ представлены на Рис. 4.

Для расчета матрицы коэффициентов связи, найденные выражения для S-параметров КЭФ преобразуются к системе Y-параметров и далее, записывая уравнения для контурных токов эквивалентной схемы, показанной на Рис. 3, выводятся следующие соотношения

$$y_{21}(s) = \frac{i_N}{e_1} = [j\bar{\mathbf{M}} + s\mathbf{I}]_{N1}^{-1}, \quad y_{22}(s) = \frac{i_N}{e_N} = [j\bar{\mathbf{M}} + s\mathbf{I}]_{NN}^{-1}. \quad (6)$$

где  $\bar{\mathbf{M}}, \mathbf{M}$  – нормированная и ненормированная матрицы коэффициентов связи КЭФ;  $\bar{\mathbf{M}} = \mathbf{M} / FBW$ ;  $\mathbf{I}$  – единичная матрица.

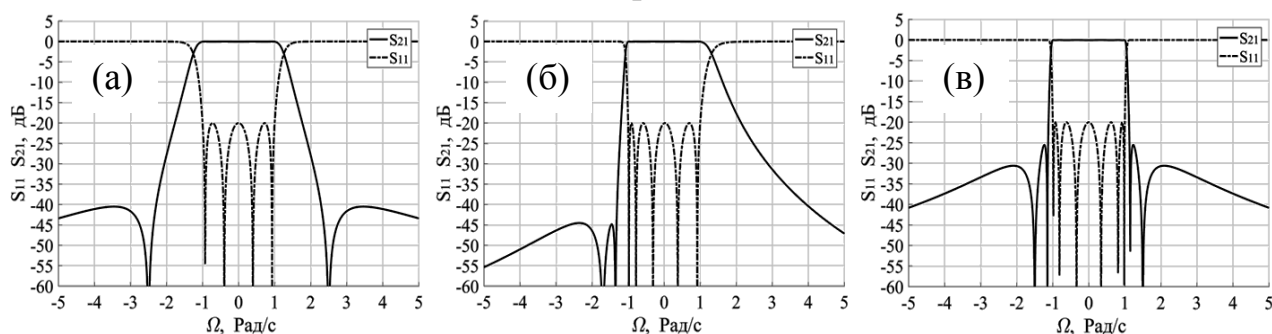


Рис. 4. АЧХ для КЭФ типа 4п2н (а), 5п2н (б) и 6п4н (в)

Выражения (6) являются ключевыми, так как позволяют связать параметры четырехполюсника  $S_{21}(s)$ ,  $S_{11}(s)$ ,  $y_{21}(s)$ ,  $y_{11}(s)$  и матрицу коэффициентов связи, определяющую физическую структуру электромагнитных связей резонаторов фильтра.

Следует отметить, что после описанной выше процедуры синтеза все элементы матрицы коэффициентов связи КЭФ в общем случае являются ненулевыми, что приводит к разветвленной структуре связей в КЭФ. Данная

особенность является нежелательной ввиду того, что в СВЧ диапазоне частот реализация множественных перекрестных связей от одного резонатора достаточно затруднительна. По этой причине матрицу связи обычно преобразовывают до так называемой «свернутой формы», в которой минимизируется число ненулевых элементов при сохранении собственных значений матрицы  $\mathbf{M}$ . Вид преобразования выглядит следующим образом

$$\mathbf{M}'_r = \mathbf{R}_r \cdot \mathbf{M}_{r-1} \cdot \mathbf{R}_r^T, \quad (7)$$

где  $r$  – номер проводимого преобразования,  $\mathbf{R}$  – оператор поворота.

В качестве примера упрощения структурных схем КЭФ с помощью представленного алгоритма на Рис. 5 приводятся матрицы связи до и после применения преобразования КЭФ типа **6п4н**, где «п» – обозначает порядок, а «н» – ноль коэффициента передачи (или полюс затухания).

Из приведенного ниже рисунка видно, что применение оператора поворота для преобразования матрицы коэффициентов связи позволило существенным образом упростить структурную схему связей КЭФ. Причем, с ростом порядка фильтра, а также с увеличением числа полюсов затухания, эффективность преобразования возрастает.

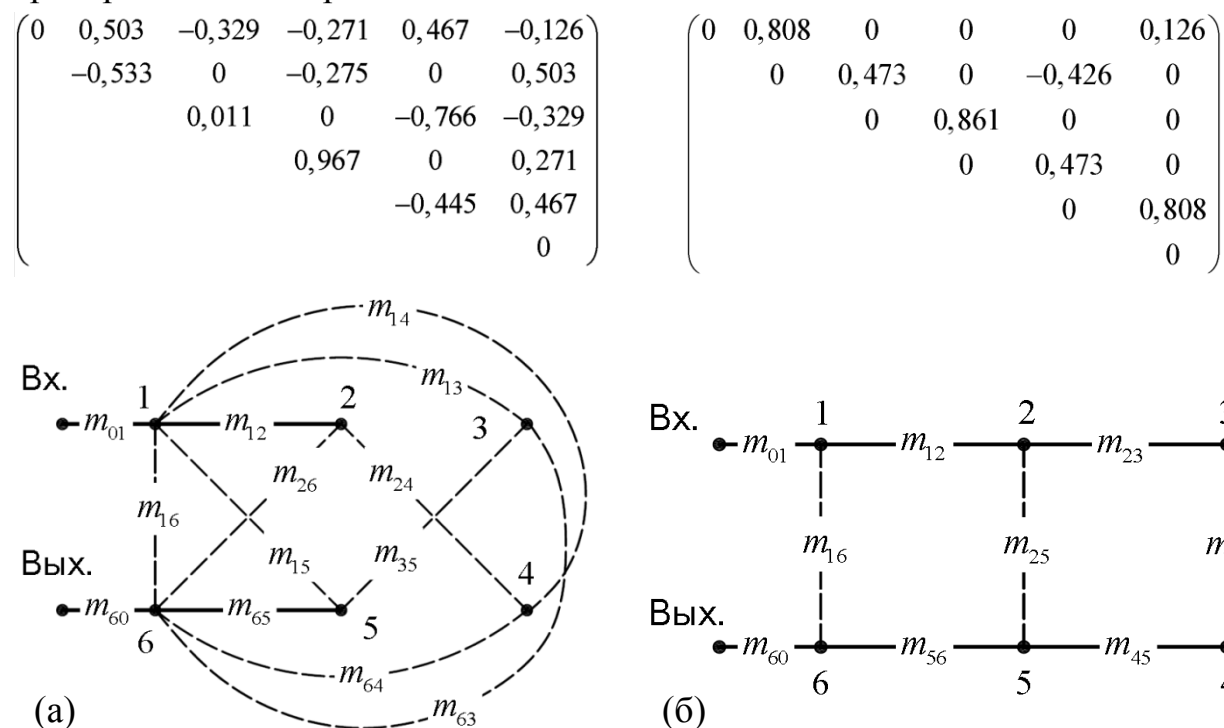


Рис. 5. Вид матрицы связи, а также структурной схемы для КЭФ типа **6п4н** до преобразования (а) и после (б)

В третьей главе проводится схемотехническое моделирование связанных МПР с произвольным взаимным расположением на основе приближения теории длинных линий. Исследуются базовые конструкции связанных короткозамкнутых

МПП (Рис. 6), основным элементом которых является связанные МПЛ и нагруженные шлейфы. Для составленных моделей исследуются типы получаемых электромагнитных связей при изменении электрической длины связанной области по отношению к длинам регулярных отрезков МПП.

При этом коэффициент связи произвольно расположенных синхронно настроенных резонаторов определяется через собственные частоты связанной колебательной системы из соотношения

$$m = \frac{f_{p2}^2 - f_{p1}^2}{f_{p2}^2 + f_{p1}^2}, \quad (8)$$

где  $f_{p1}$  и  $f_{p2}$  – собственные частоты (моды) связанных синхронно настроенных резонаторов.

Анализ базовых элементов КЭФ на собственные моды проводится по методу поперечного резонанса, при котором находятся нули мнимой составляющей входной проводимости  $\text{Im}(Y_{\text{вх}}) = 0$  в любом сечении колебательной системы (Рис. 7, а).

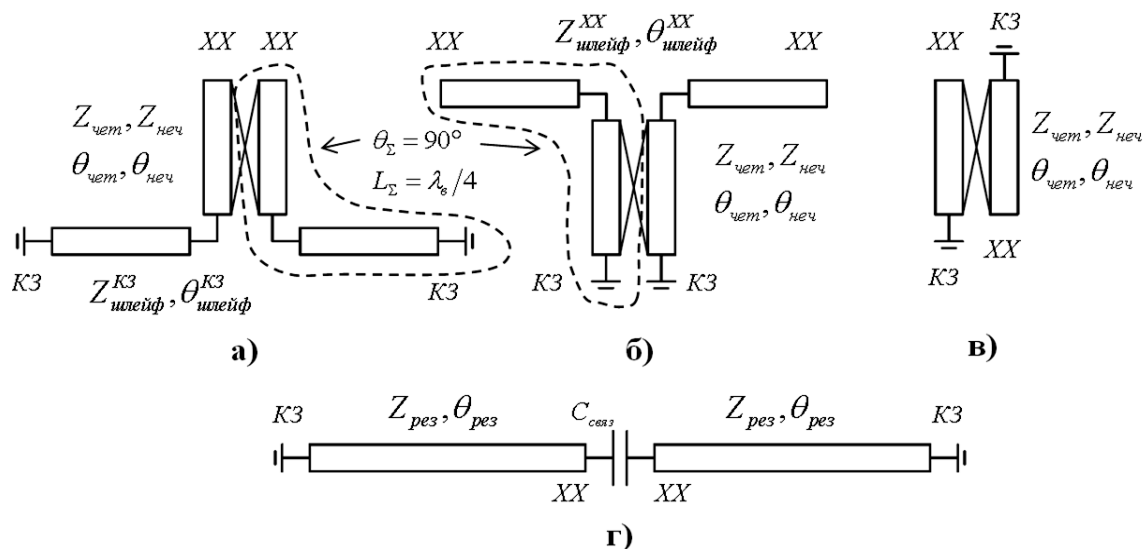


Рис. 6. Исследуемые базовые элементы полосового КЭФ

При этом тип электромагнитной связи между МПП определяется в соответствии с фазовым сдвигом коэффициента передачи от одного резонатора к другому при опыте со слабосвязанных портами (Рис. 7, б).

Следует отметить, что на данном этапе искомый коэффициент связи МПП определяется как некоторая функция от электрических параметров эквивалентной схемы, показанной на Рис. 7, а

$$m = f(Z_{\text{чет}}, Z_{\text{неч}}, Z_{\text{шлейф}}, \theta_{\text{чет}}, \theta_{\text{неч}}, \theta_{\text{шлейф}}), \quad (9)$$

где  $Z_{\text{чет}}, Z_{\text{неч}}, \theta_{\text{чет}}, \theta_{\text{неч}}$  – волновые сопротивления и электрические длины для четного и нечетного типа возбуждения связанных МПЛ;  $Z_{\text{шлейф}}, \theta_{\text{шлейф}}$  – волновое сопротивление и электрическая длина нагруженных шлейфов.

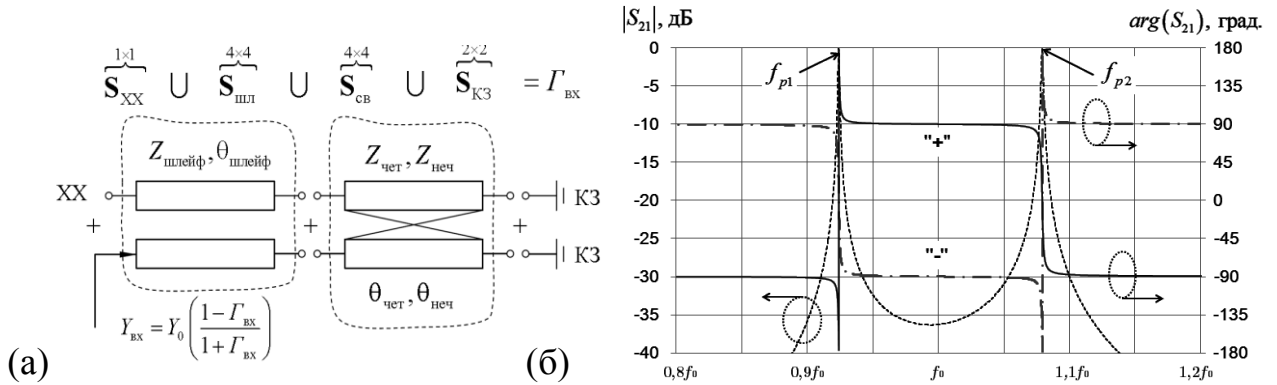


Рис. 7. Эквивалентная схема для определения входной проводимости  $Y_{\text{BX}}$  (а), определение типа связи по методу слабосвязанных портов (б)

Определение электрических характеристик связанных и одиночных МПЛ, входящих в рассматриваемые базовые элементы КЭФ связанных МПР (Рис. 6), происходит при решении задачи отыскания постоянной распространения  $\beta$ , а также распределения токов собственных волн связанных МПЛ (Рис. 8, а) по методу интегральных уравнений

$$\begin{aligned} \int [Z_{zz}(x-x', d)J_z(x') + Z_{zx}(x-x', d)J_x(x')] dx' &= E_z(x), \\ \int [Z_{xz}(x-x', d)J_z(x') + Z_{xx}(x-x', d)J_x(x')] dx' &= E_x(x), \end{aligned} \quad (10)$$

где  $Z_{zz}, Z_{zx}, Z_{xz}$  и  $Z_{xx}$  – двумерные функции Грина,  $J_z, J_x$  – продольная и поперечная составляющая поверхностных токов полосков линии.

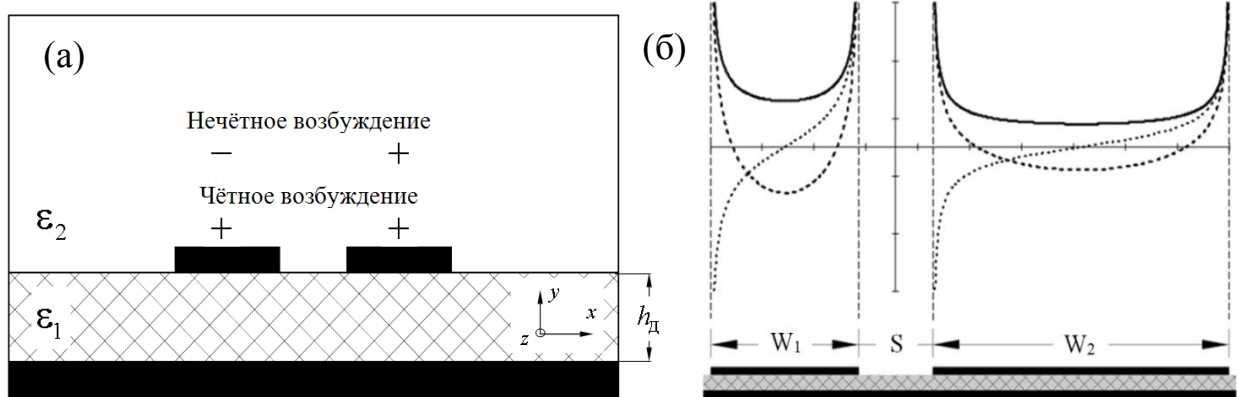


Рис. 8. Поперечное сечение структуры связанных МПЛ (а), а также вид базисных функций для продольных токовых компонент (б)

Численное решение уравнений (10) производится методом моментов, что позволяет свести задачу к системе линейных однородных уравнений. Для увеличения скорости расчета применяется метод Бубнова-Галёркина в

спектральной области. Переход осуществляется через преобразование Фурье приведенных выше выражений по оси  $x$

$$\tilde{\phi}(\alpha) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi(x) e^{j\alpha x} dx \rightarrow \begin{cases} \tilde{Z}_{zz}(\alpha, d) \tilde{J}_z(\alpha, d) + \tilde{Z}_{zx}(\alpha, d) \tilde{J}_x(\alpha, d) = \tilde{E}_z(\alpha, d) \\ \tilde{Z}_{xz}(\alpha, d) \tilde{J}_z(\alpha, d) + \tilde{Z}_{xx}(\alpha, d) \tilde{J}_x(\alpha, d) = \tilde{E}_x(\alpha, d) \end{cases} \quad (11)$$

Поиск функций Грина для плоскостойких структур проводится на основе метода спектральных иммитансов, представленного в работе Т.Ито.

Для ускорения численного расчета и повышения скорости сходимости, была выбрана система базисных функций, удовлетворяющих условиям Мейкснера на ребрах МПЛ, а также имеющих аналитическую форму преобразования Фурье. В настоящей работе мы использовали распространенную систему функций вида

$$i_i^{z,j}(x) = \frac{2}{\pi w_j} T_i \left( \frac{2x}{w_j} - (-1)^j \frac{s + w_j}{w_j} \right) / \sqrt{1 - \left( \frac{2x}{w_j} - (-1)^j \frac{s + w_j}{w_j} \right)^2}, \quad (12)$$

$$i_i^{x,j}(x) = \frac{2}{\pi w_j} \sqrt{1 - \left( \frac{2x}{w_j} - (-1)^j \frac{s + w_j}{w_j} \right)^2} U_i \left( \frac{2x}{w_j} - (-1)^j \frac{s + w_j}{w_j} \right),$$

где  $T_i$ ,  $U_i$  – многочлены Чебышева первого и второго рода соответственно; индексы  $i$  и  $j$  соответствуют номеру базисной функции и номеру полоска. Вид базисных функций для продольных компонент тока приводится на Рис. 8, б.

Решение электродинамической задачи позволило получать и анализировать значения постоянных распространения, распределения токов (Рис. 9), а также волновые сопротивления для четной и нечетной моды связанных МПЛ.

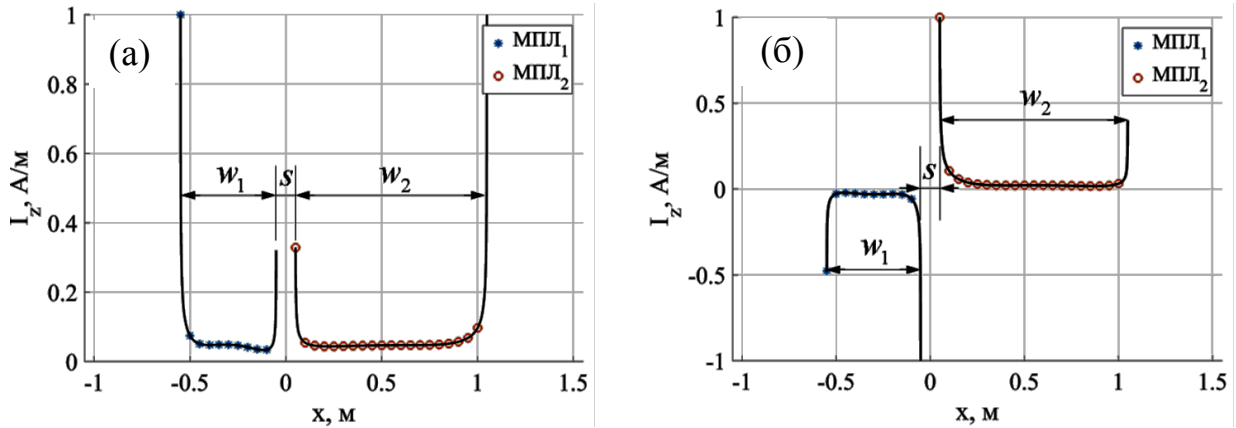


Рис. 9. Рассчитанные продольные компоненты плотности токов для четной (а) и нечетной моды (б)

Проверка на сходимость разработанного численного метода (Рис. 10) показала, что результаты расчета погонных характеристик обладают достаточной точностью при использовании базиса из трех функций для продольной и поперечной компоненты тока.

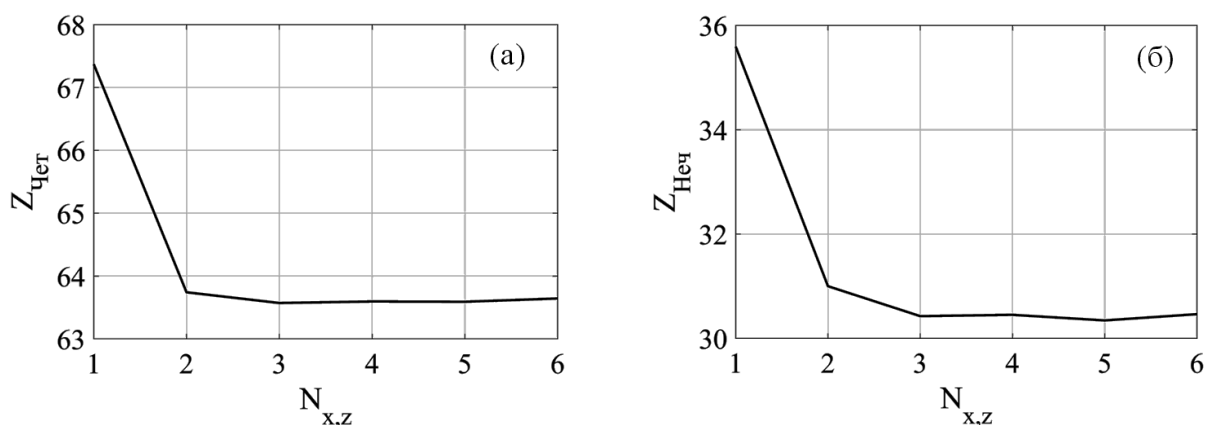


Рис. 10. Сходимость расчета импедансов четной (а) и нечетной (б) моды

Используя предложенный алгоритм поиска погонных электрических характеристик связанных МПЛ, а также асимптотические выражения, описывающие в квазистатическом приближении поведение емкости в торцевом зазоре МПЛ, были рассчитаны зависимости коэффициентов связи МПР от величины зазора между МПЛ при различном соотношении электрических длин связанной области и суммарной электрической длины МПР (Рис. 11).

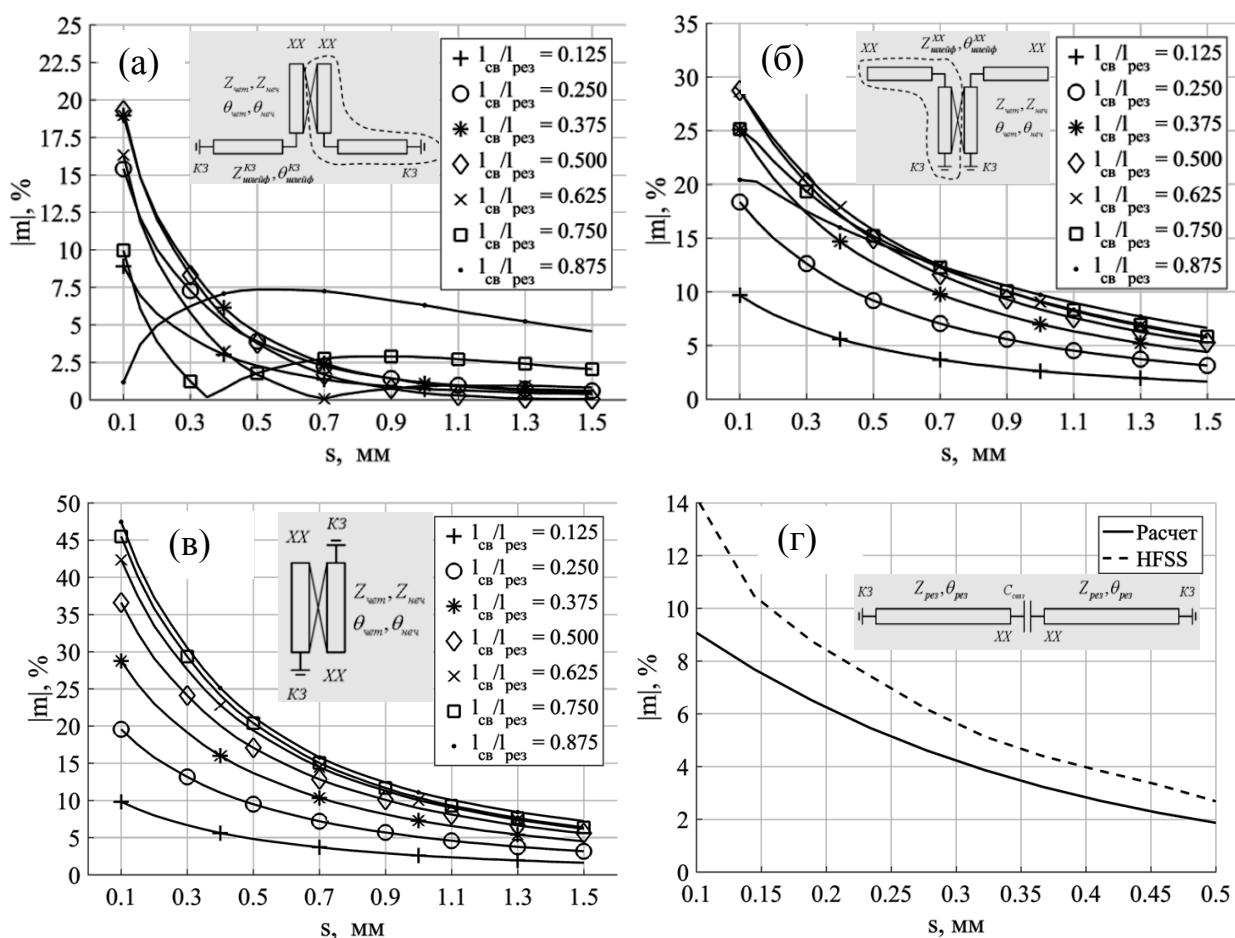


Рис. 11. Зависимости коэффициентов связи МПР от зазора между МПЛ для базовых элементов КЭФ



В заключение третьей главы проводится верификация разработанного численного метода расчета коэффициентов связи МПР с результатами моделирования в HFSS. Отмечается, что при использовании алгоритма на частоте 10 ГГц ошибка определения зазора между связанными МПЛ составила менее 100 мкм, что позволяет использовать данную методику для анализа эквивалентных схем КЭФ на МПЛ, а также построения первого приближения геометрии их топологии.

В заключительной **четвертой главе** приводятся результаты электродинамического моделирования, а также результаты экспериментальных исследований полученных новых конструкций и топологий КЭФ на МПЛ, ВКР и МКБ (Рис. 12 – Рис. 14)

Отмечается, что измеренные АЧХ изготовленных макетов КЭФ показали хорошее совпадение с расчетными характеристиками, показанными на Рис. 4. Достигнуты заданные положения полюсов затухания, а также требуемые уровни режекции. Полученные фильтры с высокой точностью реализуют АЧХ соответствующие синтезированным матрицам коэффициентов связи.

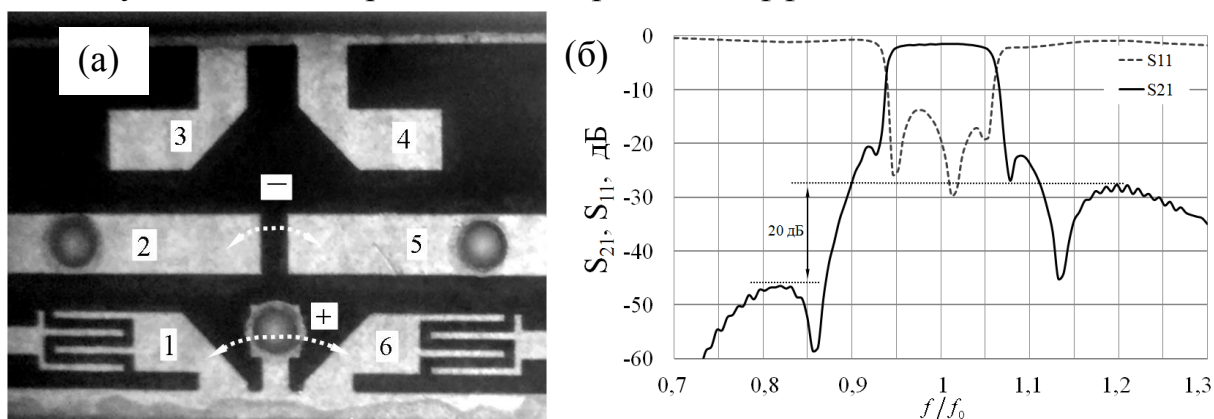


Рис. 12. Вид макета КЭФ на МПЛ с характеристикой типа **6п4н** (а), измеренные частотные зависимости параметров рассеяния (б)

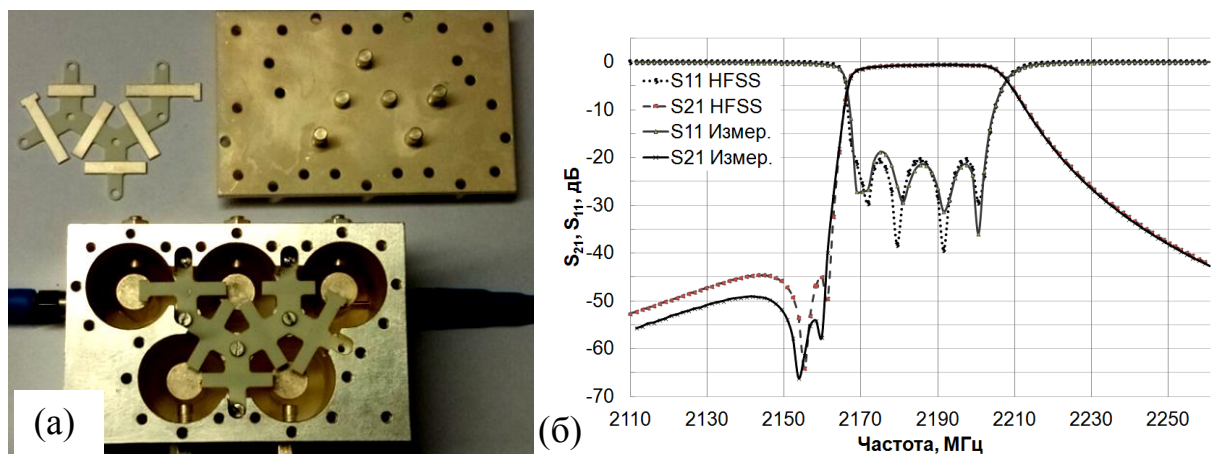


Рис. 13. Вид макета КЭФ на ВКР с характеристикой типа **5п2н** (а), измеренные частотные зависимости параметров рассеяния (б)

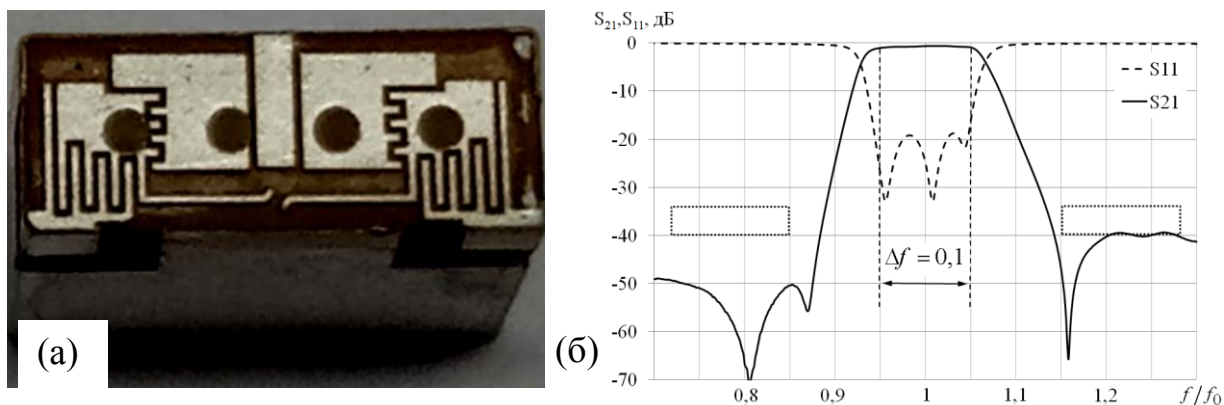


Рис. 14. Вид макета КЭФ на МКБ с характеристикой типа  $4\pi 2н$  (а), измеренные частотные зависимости параметров рассеяния (б)

В дополнении к полученным экспериментальным результатам в четвертой главе проводится анализ влияния технологических разбросов изготовления КЭФ на СПЛ, реализующих характеристику типа  $6\pi 4н$ , на повторяемость АЧХ при крупносерийном производстве.

Отмечается, что АЧХ для топологии КЭФ с короткозамкнутыми резонаторами сильно подвержены частотным сдвигам при погрешностях позиционирования металлизированных отверстий. Поэтому была предложена модифицированная топология с центральными полуволновыми МПР (Рис. 15, б).

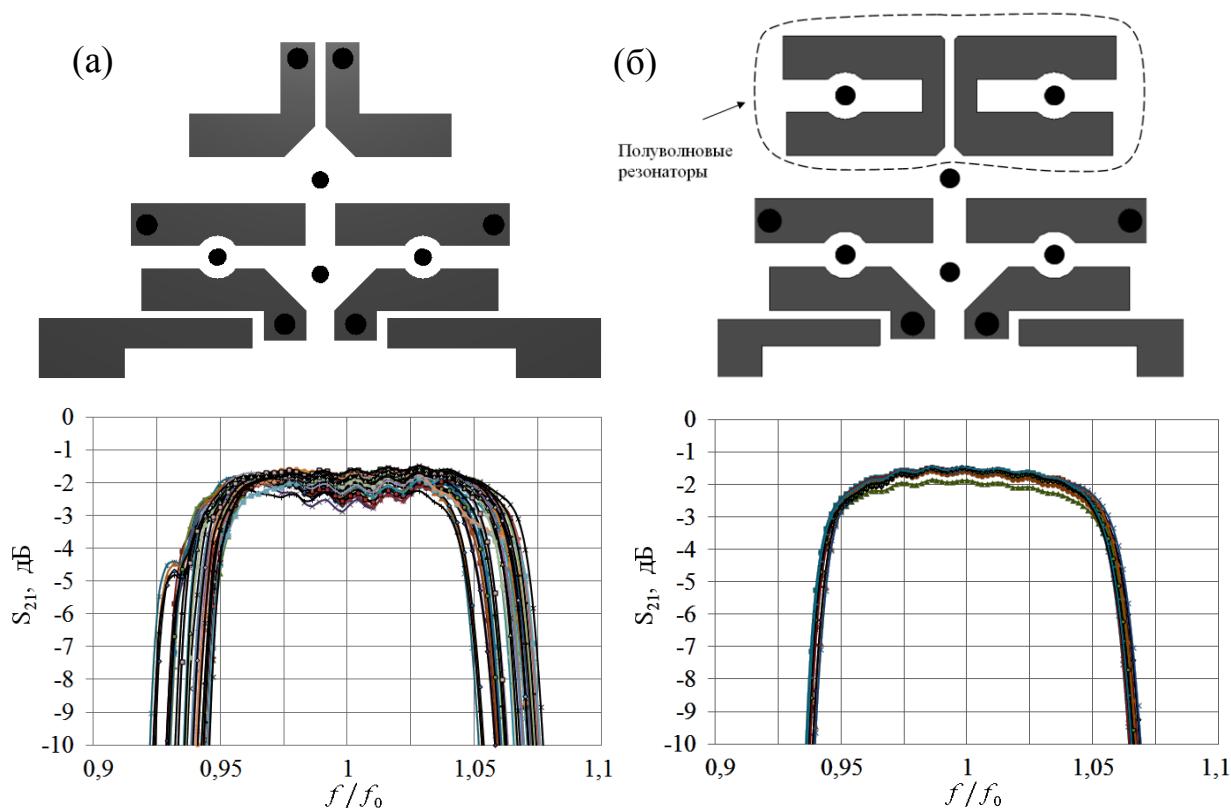


Рис. 15. Вид топологии КЭФ на СПЛ с короткозамкнутыми МПР (а) и модифицированной топологии на комбинированных резонаторах (б), а также их АЧХ измеренные для 50 образцов

Предложенная модифицированная топология КЭФ на СПЛ позволила улучшить процент выхода годных изделий при крупносерийном (от 10 тыс. шт.) производстве до 80 %.

**В общих выводах и заключении** приведены следующие основные результаты работы.

1. Разработан алгоритм синтеза матриц коэффициентов связи, основанный на рекурсивных соотношениях, позволяющий решить задачу поиска наиболее простой структурной схемы КЭФ с минимальным количеством перекрестных связей для упрощения физической реализации КЭФ.

2. Предложен алгоритм модового анализа в приближении теории длинных линий базовых элементов КЭФ, состоящих из связанных микрополосковых резонаторов с различным взаимным расположением, а также представлен вывод собственных частот связанных резонаторов по методу поперечного резонанса.

3. Разработан алгоритм анализа погонных характеристик связанных МПЛ на основе решения интегральных уравнений методом моментов в спектральной области и на его основе проведен электродинамический анализ и расчет коэффициентов связи для базовых элементов КЭФ.

4. На основе предложенной методики расчета КЭФ, а также электродинамического моделирования был проведен поиск новых топологий на МПЛ, новых конструкций на ВКР и МКБ с повышенными частотно-селективными свойствами. Получена топология КЭФ на СПЛ с повышенными требованиями к повторяемости АЧХ, устойчивая к технологическим погрешностям крупносерийного производства (более 10 тыс. шт.).

5. Благодаря разработанному алгоритму анализа связанных МПЛ были получены полезные семейства зависимостей, позволяющие повысить автоматизацию процесса разработки мостов Ланге и, соответственно, устройств на их основе, таких как проходные дискретные фазовращатели.

#### **Основные публикации по теме диссертации:**

1. R.E. Semernya, Vilenskiy A. R., Litun V. I. Microstrip filters design using a spectral domain method of moments. 2014 24th International Crimean Conference Microwave & Telecommunication Technology. IEEE, 2014. P. 594-595. Scopus. DOI: 10.1109/CRMICO.2014.6959543.

2. R.E. Semernya, et al. Design approach for microstrip PIN-diode phase shifters with equalized losses. 2017 Progress In Electromagnetics Research Symposium-Spring (PIERS). IEEE, 2017. P. 3835-3841. Scopus. DOI: 10.1109/PIERS.2017.8262428.

3. Семерня Р.Е., Чернышев С.Л., Виленский А.Р., Можаров Э.О. Разработка топологии компактных квазиэллиптических полосовых микрополосковых фильтров. Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. 2018. №. 6. С. 41-53. DOI: 10.32603/1993-8985-2018-21-6-41-53.

4. Семерня Р.Е., Чернышев С.Л., Виленский А.Р., Кувшинов В.В. Разработка полосового квазиэллиптического фильтра на воздушных коаксиальных резонаторах для LTE диапазона частот. Антенны. 2018. №. 10. С. 44-53. DOI: 10.18127/j03209601-201810-05.

5. Семерня Р. Е., Виленский А. Р., Чернышев С. Л., Литун В. И. Микрополосковый полосовой фильтр с квазиэллиптической характеристикой на короткозамкнутых резонаторах. 26-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». 2016. С. 1266-1272.

6. Семерня Р. Е. и др. Анализ плоско-слоистых волноведущих структур с проводниками конечной проводимости и толщины. Радиолокация, навигация, связь. 2015. С. 1505-1511.

7. Семерня Р. Е., Виленский А. Р., Литун В. И. Разработка микрополосковых фильтров с применением метода моментов в спектральной области. Радиолокация, навигация, связь. 2014. С. 720-727.

8. Семерня Р. Е. Упрощенная методика расчета микрополосковых полосовых фильтров х-диапазона частот. Молодежный научно-технический вестник. 2013. №. 10. С. 52-52.