



На правах рукописи

ДОВБЫШ

Иван Анатольевич

**РАЗРАБОТКА МЕТОДОВ ОПТИМИЗАЦИИ
ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ
НА ДВУХМОДОВЫХ МИКРОПОЛОСКОВЫХ РЕЗОНАТОРАХ**

Специальность 01.04.03 – радиоп физика

АВТОРЕФЕРАТ

диссертации на соискание ученой степени

кандидата технических наук

Красноярск 2010

Работа выполнена в Учреждении Российской академии наук
Институте физики им. Л.В. Киренского Сибирского отделения РАН

Научный руководитель: доктор технических наук, профессор
Тюрнев Владимир Вениаминович

Официальные оппоненты: доктор технических наук, профессор,
Рубан Анатолий Иванович

кандидат технических наук
Александровский Александр Анатольевич

Ведущая организация: Национальный исследовательский
Томский государственный университет,
г. Томск

Защита состоится 9 декабря 2010 г. в 16.00 часов на заседании
диссертационного совета Д212.099.04 при Сибирском федеральном универ-
ситете по адресу 660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 28, ауд. Б-228.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке Сибирского федерального
университета по адресу: 660074, г. Красноярск, ул. акад. Киренского, 26,
ауд. Г-274.

Автореферат разослан «___» ноября 2010 г.

Ученый секретарь
диссертационного совета



Ю.П. Саломатов

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность исследований. Важной задачей в технике сверхвысоких частот (СВЧ) является разработка миниатюрных фильтров с высокими селективными свойствами. Наилучшим образом эти качества сочетаются в микрополосковых фильтрах на двухмодовых резонаторах, называемых также двухмодовыми фильтрами. Отличие двухмодовых фильтров от обычных фильтров заключается в том, что их полоса пропускания формируется с участием не одной, а двух мод колебаний от каждого резонатора. Поэтому требуемую высокую избирательность фильтра можно получить при вдвое меньшем числе резонаторов и за счет этого уменьшить его габариты.

Большое количество публикаций посвящено исследованию микрополосковых фильтров на симметричных двухмодовых резонаторах, у которых ширина примерно равна длине (I. Wolff, J. A. Curtis, S. J. Fiedziuszko, J.-S Hong, M. Matsuo, H. Yabuki, M. Makimoto, S. Amari, A. Gorur и другие). Синтез и оптимизация таких фильтров мало отличается от синтеза и оптимизации обычных фильтров.

Большой миниатюрностью обладают двухмодовые фильтры, у которых ширина резонаторов существенно меньше длины (Б. А. Беляев, А. А. Лексиков, А. М. Сержантов, А. А. Александровский, L. Zhu, W. Menzel). Стандартные методы оптимизации таких квазиодномерных фильтров малоэффективны, а известные интеллектуальные методы напрямую не применимы (Б. А. Беляев, В. В. Тюрнев, М. И. Никитина).

Таким образом, в радиофизике существует техническая проблема повышения миниатюрности полосно-пропускающих фильтров СВЧ без ухудшения их селективных свойств. Для решения этой проблемы требуется решить научную проблему — разработать высокоэффективные методы проектирования полосно-пропускающих микрополосковых фильтров на двухмодовых резонаторах.

Объект исследования

Метод проектирования полосно-пропускающих микрополосковых фильтров на двухмодовых резонаторах.

Предмет исследования

Интеллектуальная оптимизация полосно-пропускающих микрополосковых фильтров на двухмодовых резонаторах.

Цель работы

Разработка высокоэффективных методов проектирования полосно-пропускающих микрополосковых фильтров на двухмодовых резонаторах.

В работе решаются следующие задачи:

- Выбор нескольких известных или оригинальных конструкций полосно-пропускающих микрополосковых фильтров на квазиодномерных двухмодовых резонаторах.
- Разработка оригинальных методов интеллектуальной оптимизации для выбранных конструкций и реализация их в программных продуктах.
- Тестирование программных продуктов и одновременное теоретическое исследование свойств выбранных конструкций фильтров.
- Экспериментальная проверка теоретических результатов.

Основная идея диссертации

Каждый тип искажения частотной характеристики в полосе пропускания фильтра поочередно устраняется коррекцией априорно определенного набора настраиваемых конструктивных параметров.

Методы исследований

В работе использовались универсальные знания о зависимости частотной характеристики фильтра в полосе пропускания от резонансных частот и связей его резонаторов, методы описания волн в многопроводных линиях передачи, методы схематического моделирования микрополосковых конструкций, уравнения Кирхгофа для узловых точек расчетной схемы, методы матричного описания многополюсников, методы написания программных продуктов на современных языках программирования, технология изготовления микрополосковых плат, методика измерения частотных характеристик фильтров СВЧ.

Основные результаты, выносимые на защиту

Принципы интеллектуальной оптимизации полосно-пропускающих микроволновых фильтров, применимые к миниатюрным высокоселективным фильтрам на квазиодномерных двухмодовых резонаторах.

Методы интеллектуальной оптимизации узкополосных двухзвенных микрополосковых фильтров на прямолинейных двухмодовых резонаторах, а также широкополосных двух- и трехзвенных микрополосковых фильтров на свернутых двухмодовых резонаторах, реализованные в программных продуктах для проектирования фильтров в автоматическом режиме.

Область допустимых значений диэлектрической проницаемости подложки для каждого фильтра, в которой требуемая относительная ширина полосы пропускания может быть реализована практически.

Научная новизна

Сформулированы физические принципы интеллектуальной оптимизации симметричных полосно-пропускающих фильтров СВЧ, в которых используются универсальные априорные знания о влиянии варьирования резонансных

частот и связей резонаторов на параметры полосы пропускания. В отличие от известных принципов, они применимы для случая фильтров на двухмодовых резонаторах.

Впервые разработаны методы интеллектуальной оптимизации для нескольких конструкций микрополосковых фильтров на квазиодномерных двухмодовых резонаторах, реализованные в программных продуктах.

Впервые для трех конструкций фильтра установлены области значений диэлектрической проницаемости подложки и относительной ширины полосы пропускания, в пределах которых задача синтеза имеет решение. В число трех конструкций входит двухзвенный микрополосковый фильтр на прямолинейных двухмодовых резонаторах, а также двух- и трехзвенные микрополосковые фильтры на свернутых двухмодовых резонаторах.

Значение для теории

Теоретические результаты расширяют область применения интеллектуальной оптимизации на случай полосно-пропускающих двухмодовых фильтров.

Значение для практики

Получена возможность систематического проектирования миниатюрных полосно-пропускающих микрополосковых фильтров с высокими селективными свойствами, которые ранее проектировались лишь на основе опыта разработчиков.

Достоверность результатов и выводов работы обеспечивается многократным тестированием на математических моделях микрополосковых фильтров, строгостью используемых математических методов, устойчивой сходимостью итерационных процессов в программных продуктах, а также проведенными экспериментами.

Практическая значимость работы заключается в том, что созданы программные продукты, позволяющие в составе существующей¹ экспертной системы *Filtex32* проводить скоростной автоматический синтез и исследование микрополосковых фильтров на квазиодномерных двухмодовых резонаторах. Внедрение программных продуктов в экспертную систему *Filtex32* подтверждено Актом о внедрении.

Обновленная версия экспертной системы *Filtex32*, дополненная конструкциями микрополосковых фильтров на двухмодовых резонаторах, внедрена в ЗАО «СКАРД Электроникс», г. Курск.

На оригинальную конструкцию широкополосного трехзвенного микрополоскового фильтра на свернутых двухмодовых резонаторах со скачком волнового сопротивления получен патент на изобретение.

¹ Свидетельство о государственной регистрации программы № 2008612877 от 11.06.2008.

Личный вклад автора

Соискатель совместно с научным руководителем сформулировал принципы интеллектуальной оптимизации симметричных полосно-пропускающих фильтров СВЧ. Предложил миниатюрную конструкцию широкополосного трехзвенного микрополоскового фильтра на свернутых двухмодовых резонаторах со скачком волнового сопротивления.

Соискатель лично разработал методы интеллектуальной оптимизации для конкретных конструкций микрополосковых фильтров на квазиодномерных двухмодовых резонаторах. Создал программные продукты для проектирования этих фильтров в автоматическом режиме.

Для одной из рассмотренных конструкций соискатель выполнил эксперимент и провел теоретическое исследование свойств фильтра совместно с соавторами его публикаций. Для остальных конструкций он выполнил ту же работу самостоятельно.

Апробация работы

Результаты работы докладывались на следующих научно-технических конференциях: XII конференция молодых ученых КНЦ СО РАН и Сибирского федерального университета, Красноярск, апрель 2009 г.; XI Всероссийская научно-техническая конференция молодых ученых и студентов «Современные проблемы радиоэлектроники», Красноярск, май 2009 г.; 26th Progress in Electromagnetic Research Symposium (PIERS), Moscow, August 2009; 3-я международная научно-практическая конференция актуальные проблемы радиофизики «АПР-2010», Томск, сентябрь 2010 г.

Публикации

По теме диссертации опубликовано 8 научных работ, из которых – 3 статьи по списку ВАК, 1 патент, 1 статья в зарубежном международном журнале, 1 статья в трудах международной конференции, 2 статьи в сборниках научных трудов.

Объем и структура работы

Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, шести приложений и библиографического списка использованной литературы. Работа содержит 107 страниц текста. Список использованных источников содержит 69 наименований.

СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Введение содержит общую характеристику диссертационной работы и раскрывает ее структуру.

Первая глава посвящена обзору известных конструкций микрополосковых фильтров на двухмодовых резонаторах и методов оптимизации, используемых для настройки обычных фильтров.

Полосковые проводники двухмодовых резонаторов чаще всего имеют форму кольца, треугольной или квадратной рамки, треугольного или квадратного патч-резонатора, иногда замкнутой меандровой петли. Двухмодовый режим работы таких симметричных резонаторов обеспечивается расщеплением резонансных частот его первых двух мод колебаний с помощью элемента связи, который выполняется в виде полосковой линии или стравленного края проводника и располагается, как правило, под углом 45° к осям резонатора. Благодаря пространственному разнесению пучностей полей двух мод симметричного резонатора, его можно рассматривать как два одномодовых резонатора, характеризующихся своими резонансными частотами, связями и портами. Поэтому оптимизация фильтров на двухмодовых резонаторах симметричной формы может выполняться теми же методами, что и фильтров на одномодовых резонаторах.

Более миниатюрными фильтрами являются фильтры на двухмодовых микрополосковых резонаторах, ширина которых существенно меньше длины. Благодаря квазиодномерной структуре, у них отсутствует пространственное разнесение, как пучностей, так и узлов для двух мод колебаний. Эта особенность сильно осложняет их оптимизацию, так как при настройке частоты и связей одной моды колебаний трудно избежать расстройки частоты и связей другой моды колебаний.

Известные стандартные математические методы оптимизации такие, как метод случайного поиска, алгоритм Дэвидона-Флэтчера-Пауэлла, симплекс метод Нелдера-Мида и генетические алгоритмы, реализованы в виде подпрограмм-модулей во всех популярных программных продуктах для проектирования устройств СВЧ. Опытный пользователь этих продуктов может успешно оптимизировать фильтры на одномодовых резонаторах. Но стандартные математические методы, как показывает проверка, непригодны для оптимизации двухмодовых фильтров.

Известны интеллектуальные методы оптимизации фильтров. Одним из них является метод отображения областей (space-mapping optimization). В этом методе используются две расчетные модели. Одна модель является точной, но требующей длительного времени расчета. Вторая модель является грубой, но расчет по ней выполняется практически мгновенно. Правила настройки точной модели определяются в результате исследования свойств грубой модели и установления соответствия между настраиваемыми параметрами двух моделей. Использование информации о свойствах тонкой модели, извлекаемой из грубой модели, существенно ускоряет процесс оптимизации фильтров. Однако приме-

нение этого метода было продемонстрировано только на примере ручной настройки фильтра. В программных продуктах его не используют.

Другой известный интеллектуальный метод оптимизации фильтров реализован в экспертной системе *Filtex32*. Он использует априорные знания о влиянии варьирования резонансных частот и связей резонаторов в одномодовом фильтре на параметры полосы пропускания. Однако его нельзя было применять к двухмодовым фильтрам, так как априорные правила интеллектуальной оптимизации для них были не известны.

Вторая глава посвящена разработке метода интеллектуальной оптимизации двухмодовых фильтров без привязки к конкретной конструкции. В ней излагаются общие принципы интеллектуальной оптимизации симметричных двухмодовых фильтров, формулируются основные положения и правила, отмечаются существенные отличия от интеллектуальной оптимизации одномодовых фильтров.

Целью интеллектуальной оптимизации как одномодового, так и двухмодового симметричного фильтра является формирование амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) с заданными параметрами полосы пропускания. Полоса пропускания оптимизируемого фильтра n -го порядка характеризуется $n+1$ параметром. В одномодовом фильтре n равно числу резонаторов, а в двухмодовом фильтре n вдвое больше. Первые два параметра полосы пропускания, f_c и Δf_c , являются центральной частотой и шириной, измеренной по заданному уровню прошедшей мощности $L(f)$ ($L=20\lg |S_{21}|$, где \mathbf{S} – матрица рассеяния). Остальные параметры R_k ($k=1\dots n-1$) являются максимумами коэффициента отражения мощности $R(f)$ ($R=20\lg |S_{11}|$), выраженного в децибелах.

В качестве целевой функции используется вектор отклонений \mathbf{D} , имеющий размерность $n+1$. Вектор \mathbf{D} характеризует степень отклонения текущей полосы пропускания от требуемой полосы. Каждой компоненте D_i вектора \mathbf{D} ставится в соответствие свой оператор коррекции C_i , обнуляющий эту компоненту путем подстройки резонансных частот и связей резонаторов фильтра в определенной пропорции.

Интеллектуальная оптимизация представляет собой итерационный процесс. На каждом шаге итерации определяется максимальная по абсолютной величине компонента D_i , а затем осуществляется пропорциональная ей коррекция частот и связей резонаторов с помощью наперед известного оператора C_i . Итерационный процесс завершается, когда значение каждой из компонент вектора \mathbf{D} станет по абсолютной величине меньше заданной величины.

Очевидно, что итерационный процесс будет сходиться только в том случае, если операторы коррекции C_i , сопряженные компонентам D_i , будут квазиортогональными. Это значит, что обнуление максимальной компоненты

вектора отклонений не должно сопровождаться порождением других компонент, соизмеримых по абсолютной величине с обнуляемой компонентой.

Компоненты вектора отклонений \mathbf{D} для двухмодового фильтра можно задать теми же формулами, что и для одномодового фильтра

$$D_1 = (f_c - f_0) / f_0, \quad (1)$$

$$D_2 = (\Delta f_c - \Delta f_0) / \Delta f_0, \quad (2)$$

$$D_3 = \sum_{k=1}^{n-1} (R_k - R_{\max}) / (n-1), \quad (3)$$

где f_c , Δf_c и R_k – текущие значения, f_0 , Δf_0 и R_{\max} – требуемые.

Остальные компоненты вектора \mathbf{D} зависят только от порядка фильтра n . Для фильтра четвертого порядка ($n = 4$) остальные две компоненты вектора \mathbf{D} определяются формулами

$$D_4 = R_1 - R_3, \quad (4)$$

$$D_5 = R_2 - (R_1 + R_3) / 2. \quad (5)$$

Для фильтра шестого порядка ($n=6$) остальные четыре компоненты вектора \mathbf{D} определяются формулами

$$D_4 = (R_1 + R_2 - R_4 - R_5) / 2, \quad (6)$$

$$D_5 = (R_1 + R_4 - R_2 - R_5) / 2, \quad (7)$$

$$D_6 = R_3 - (R_1 + R_5) / 2, \quad (8)$$

$$D_7 = (R_1 + R_3 + R_5) / 3 - (R_2 + R_4) / 2. \quad (9)$$

Все типы искажений частотной характеристики в полосе пропускания, отвечающие компонентам D_i , разделяются на четные типы и нечетные. Для четных типов искажений смещения максимумов R_k от их среднего значения описываются четной функцией относительно центрального максимума или центральной пары максимумов, а для нечетных типов искажений — нечетной.

Действие операторов коррекции в одномодовом фильтре хорошо известно. Например, в фильтре четвертого порядка оператор C_4 при $D_4 > 0$ повышает частоту внутренних резонаторов и одновременно понижает частоту конечных резонаторов. Оператор C_5 при $D_5 > 0$ увеличивает связь между внутренними резонаторами и одновременно ослабляет связь между конечным и соседним внутренним резонатором.

Следовательно, каждый тип искажения формы АЧХ обусловлен расстройкой определенных физических параметров одномодовых резонаторов. Поэтому операторы коррекции C_i будут применимы для настройки двухмодовых фильтров, если каждому реальному двухмодовому резонатору сопоставить такую мнимую пару связанных одномодовых резонаторов, частоты свя-

занных колебаний f_1 и f_2 которой совпадают с частотами первых двух мод колебаний реального двухмодового резонатора (Рис. 1).

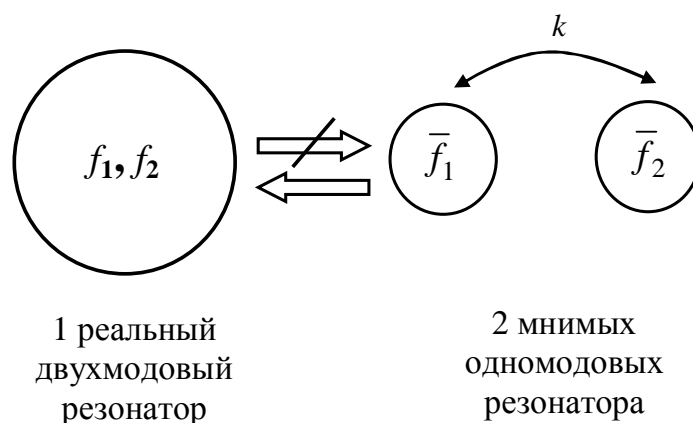


Рис. 1. Схема сопоставления двухмодовому резонатору двух мнимых одномодовых

Тогда каждому оператору в одномодовом фильтре, осуществляющему определенную коррекцию резонансных частот реальных резонаторов, можно сопоставить оператор в двухмодовом фильтре, осуществляющий определенную коррекцию резонансных частот мнимых резонаторов.

Аналогично, каждому оператору в одномодовом фильтре, осуществляющему определенную коррекцию связей реальных резонаторов, можно сопоставить оператор в двухмодовом фильтре, осуществляющий определенную коррекцию межрезонаторных связей реальных двухмодовых резонаторов совместно с коррекцией связей между мнимыми одномодовыми резонаторами.

Другими словами, между операторами коррекции одномодовых и двухмодовых фильтров можно установить однозначное соответствие, если их действие описывать в терминах коррекции резонансных частот и связей, соответственно, реальных или мнимых одномодовых резонаторов.

В этом состоит физический смысл действия операторов коррекции, используемых в интеллектуальном методе синтеза.

В одномодовых фильтрах, как известно, все четные типы искажений АЧХ в полосе пропускания устраняются операторами, выполняющими одновременную коррекцию нескольких связей резонаторов, а все нечетные типы искажений устраняются операторами, выполняющими одновременную коррекцию нескольких резонансных частот.

Важной отличительной особенностью фильтров на двухмодовых резонаторах, как будет видно ниже, является то, что для устранения четных типов искажений требуются операторы, выполняющие одновременную коррекцию не только нескольких связей резонаторов, но и нескольких резонансных частот.

Чтобы перейти от коррекции частот и связей резонаторов к коррекции настраиваемых конструктивных параметров фильтра, рассмотрим свойства двухмодового резонатора и сопоставляемой ему мнимой пары связанных резонаторов. Мнимую пару связанных резонаторов, как и любую другую пару одно-

довых резонаторов, можно характеризовать резонансными частотами \bar{f}_1, \bar{f}_2 и коэффициентом связи k (рис. 1). Как известно, эти три величины связаны с частотами связанных колебаний f_1 и f_2 формулой

$$|k| = \frac{1}{2} \left(\frac{\bar{f}_2}{f_1} + \frac{\bar{f}_1}{f_2} \right) \sqrt{\left(\frac{f_2^2 - f_1^2}{f_2^2 + f_1^2} \right)^2 - \left(\frac{\bar{f}_2^2 - \bar{f}_1^2}{\bar{f}_2^2 + \bar{f}_1^2} \right)^2}. \quad (10)$$

Очевидно, что для настройки двух резонансных частот \bar{f}_1, \bar{f}_2 и одного коэффициента связи k нужны три различных настроечных конструктивных параметра. Один параметр должен эффективно управлять синфазной перестройкой частот f_1, f_2 , сохраняющей их разность постоянной, а два других параметра должны эффективно и альтернативно управлять противофазной перестройкой частот f_1, f_2 , сохраняющей их сумму постоянной. Тогда первый параметр следует использовать для коррекции суммы частот $\bar{f}_1 + \bar{f}_2$, а два других параметра для коррекции разности частот $\bar{f}_1 - \bar{f}_2$ и коэффициента связи k .

Конкретно, какой из двух альтернативных параметров позволяет корректировать разность $\bar{f}_2 - \bar{f}_1$, а какой — величину коэффициента k устанавливается прямой проверкой действия оператора коррекции.

Следовательно, коррекция двух резонансных частот f_1, f_2 одного резонатора в двухмодовом фильтре требует варьирования трех настроечных конструктивных параметров.

Для установления соответствия между физическими и конструктивными параметрами двухмодового резонатора необходимо провести предварительное исследование в два этапа. Это может быть моделирование или эксперимент.

На первом этапе исследуются свойства двухмодового резонатора, который слабо связывают с входным и выходным портом и рассматривают как четырехполюсник. По наблюдаемым пикам прохождения мощности СВЧ на АЧХ четырехполюсника определяют резонансные частоты f_1, f_2 и строят зависимости $f_2 + f_1$ и $f_2 - f_1$ от различных конструктивных параметров двухмодового резонатора.

По результатам анализа построенных зависимостей выбирают один конструктивный параметр, варьирование которого позволяет наиболее эффективно управлять суммой частот $f_2 + f_1$ при незначительном изменении разности $f_2 - f_1$. Этот параметр следует использовать для настройки суммы частот мнимых резонаторов $\bar{f}_2 + \bar{f}_1$.

Затем по результатам анализа зависимостей выбирают два других конструктивных параметра, варьирование каждого в отдельности из которых позво-

ляет наиболее эффективно управлять разностью частот $f_2 - f_1$ при незначительном изменении суммы $f_2 + f_1$. Эти два альтернативных параметра следует использовать для настройки коэффициента связи k и разности частот $\bar{f}_2 - \bar{f}_1$ мнимых резонаторов.

На втором этапе исследуется уже пара связанных двухмодовых резонаторов, имеющая связи с входным и выходным портом. Она рассматривается как двухзвенный полосно-пропускающий фильтр четвертого порядка, требующий настройки. Для такого фильтра определяется АЧХ и по ней вычисляются компоненты вектора отклонений \mathbf{D} . Затем строятся зависимости компонент D_4 и D_5 от двух уже выбранных альтернативных параметров. По результатам анализа этих зависимостей, один из параметров, варьирование которого в наибольшей степени влияет на компоненту D_4 и в наименьшей степени на компоненту D_5 , выбирают для настройки разности частот $\bar{f}_2 - \bar{f}_1$. Другой параметр, варьирование которого в наибольшей степени влияет на компоненту D_5 и в наименьшей степени на компоненту D_4 , выбирают для настройки коэффициента связи k .

Таким образом, предварительное исследование свойств одиночного двухмодового резонатора и пары связанных двухмодовых резонаторов позволяют установить соответствие между конструктивными параметрами двухмодового резонатора и физическими параметрами соответствующей ему мнимой пары связанных одномодовых резонаторов.

Третья глава посвящена применению разработанного метода оптимизации к трем микрополосковым двухмодовым фильтрам, различающимся как числом резонаторов, так и конструкцией.

Расчет АЧХ выполняется в рамках 1D модели, содержащей соединенные между собой отрезки одиночных и связанных микрополосковых линий. Учитываются только волны основного типа. Их параметры рассчитываются в квазистатическом приближении. Амплитуды волн находятся решением системы уравнений Кирхгофа для всех узловых точек модели.

Топология полосковых проводников первого микрополоскового фильтра изображена на Рис. 2. Фильтр содержит два прямых параллельных резонатора, кондуктивно подключенных к входному и выходному порту. Все концы полосковых проводников разомкнуты, а их центральная часть соединена с экраном проводником круглого сечения, проходящим через отверстие в подложке. Разность частот двух резонансов в резонаторе может управляться как варьированием отношения диаметра заземляющего проводника к ширине полоскового проводника d/w , так и величиной его смещения относительно центра полоскового проводника l_g .

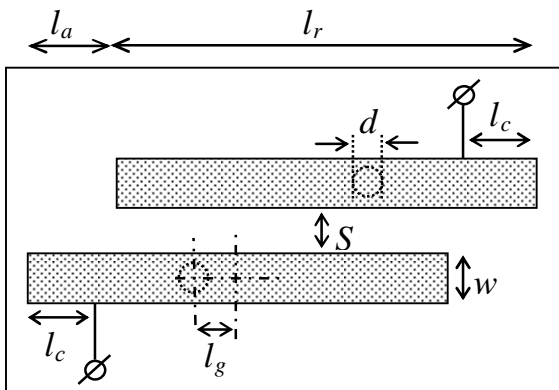


Рис. 2. Двухзвенный микрополосковый фильтр

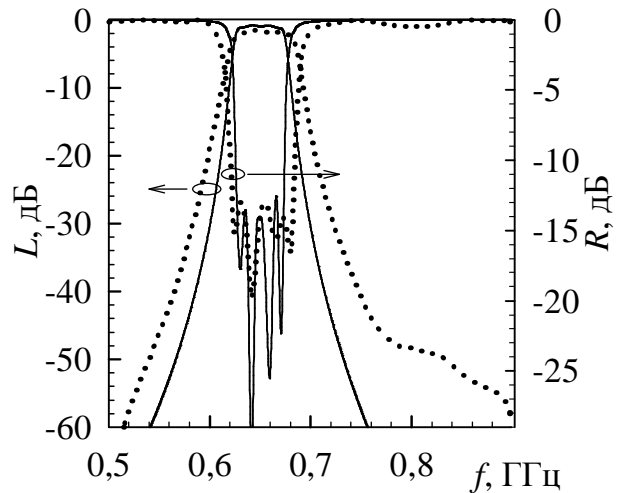


Рис. 3. Сравнение расчета (сплошная) с экспериментом (точки)

В первом фильтре, оператор C_1 , обеспечивающий пропорциональную коррекцию всех резонансных частот, управляет длиной резонаторов l_r .

Оператор C_2 , обеспечивающий пропорциональную коррекцию всех связей, выполняет противофазное варьирование зазора S и смещения l_g . При $D_2 > 0$ он увеличивает S и уменьшает в меньшей степени l_g . При $D_2 < 0$ выполняет противоположные действия.

Оператор C_3 , обеспечивающий коррекцию связи резонаторов с входной и выходной линиями передачи, управляет расположением точки кондуктивного подключения резонатора. При $D_3 > 0$ он уменьшает l_c , а в противоположном случае — увеличивает.

Оператор C_4 , обеспечивающий коррекцию разности частот для двух мод колебаний резонатора, противофазно варьирует ширину w и смещение l_g . При $D_4 > 0$ он увеличивает w и уменьшает l_g , сохраняя постоянным их произведение. При $D_4 < 0$ выполняет противоположные действия. Коррекция w , во избежание нежелательного изменения величины связи между резонаторами, должна сопровождаться противофазной коррекцией S . Вместо коррекции w можно выполнять противоположное действие над d . К альтернативной коррекции требуется прибегать в случае, когда ширина полоскового проводника становится неприемлемо узкой или широкой.

Оператор C_5 , меняющий соотношение величины связи между мнимыми одномодовыми резонаторами к величине связи между реальными двухмодовыми резонаторами, осуществляет пропорциональную коррекцию зазора S и смещения l_g . При $D_5 > 0$ он увеличивает произведение $S \cdot l_g$, а при $D_5 < 0$ — уменьшает.

Результаты синтеза двухзвенного фильтра с $f_0 = 650$ МГц и $\Delta f_0 = 52$ МГц приведены на Рис. 3. При относительной диэлектрической проницаемости $\epsilon_r = 80$ подложка фильтра имеет размеры $46 \times 10 \times 1$ мм³.

Топология полосковых проводников второго микрополоскового фильтра изображена на Рис. 4. Здесь же приведены обозначения настраиваемых параметров конструкции. Фильтр содержит два электромагнитно связанных свернутых резонатора, кондуктивно подключенных к входному и выходному порту. Широкими концами резонаторы замкнуты на экран на краю подложки. Узкие концы резонаторов разомкнуты. Сближение частот первого и второго резонансов в нерегулярном резонаторе может достигаться как уменьшением отношения w_1/w_2 , так и сужением зазора S_1 .

Во втором фильтре оператор C_1 , обеспечивающий пропорциональную коррекцию всех резонансных частот, управляет длиной резонаторов l_r .

Оператор C_2 , обеспечивающий пропорциональную коррекцию всех связей, выполняет варьирование отношения зазоров S_2/S_1 . При $D_2 > 0$ он увеличивает это отношение, а в противоположном случае — уменьшает. Вместо варьирования отношения S_2/S_1 можно выполнять варьирование отношения ширин w_1/w_2 . К альтернативной коррекции требуется прибегать в случае, когда один из зазоров становится неприемлемо узким.

Оператор C_3 , обеспечивающий коррекцию связи резонаторов с входной и выходной линиями передачи, управляет расположением точки кондуктивного подключения резонатора. При $D_3 > 0$ он уменьшает l_c , а в противоположном случае — увеличивает.

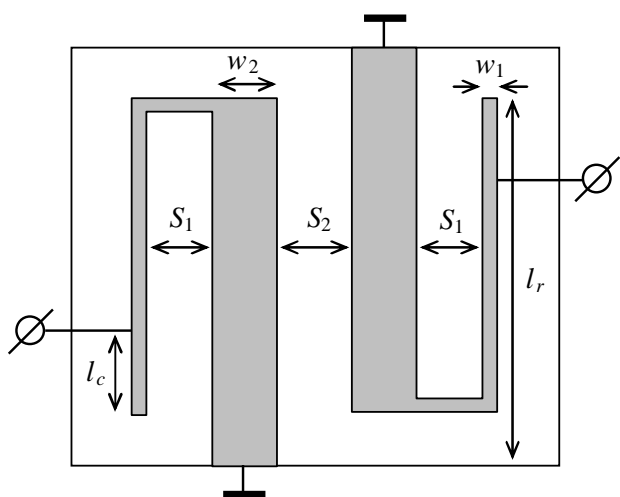


Рис. 4. Двухзвенный микрополосковый фильтр

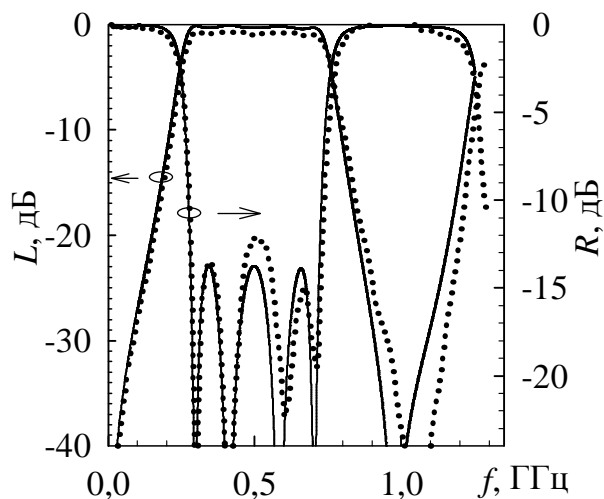


Рис. 5. Сравнение расчета (сплошная) с экспериментом (точки)

Оператор C_4 , обеспечивающий коррекцию разности частот для двух мод колебаний резонатора, пропорционально варьировать ширины w_1 и w_2 . При $D_4 > 0$ он уменьшает произведение $w_1 \cdot w_2$, а при $D_4 < 0$ — увеличивает.

Оператор C_5 , меняющий пропорцию соотношения связи между мнимыми одномодовыми резонаторами к связи между реальными двухмодовыми резонаторами, выполняет синфазную коррекцию зазоров S_1 и S_2 . При $D_5 > 0$ он увеличивает произведение $S_2 \cdot S_1$, а при $D_5 < 0$ — уменьшает.

Результаты синтеза двухзвенного фильтра с $f_0 = 0.5$ ГГц и $\Delta f_0 = 0.5$ ГГц приведены на Рис. 5. При относительной диэлектрической проницаемости $\epsilon_r = 80$ подложка фильтра имеет размеры $23.6 \times 3.5 \times 1$ мм³.

Топология оригинального третьего микрополоскового фильтра изображена на Рис. 6. Третий фильтр отличается от второго наличием дополнительного нерегулярного резонатора в центре конструкции. Этот резонатор дважды симметрично свернут. Оба его конца замкнуты на экран. Сближение частот первого и второго резонансов в центральном нерегулярном резонаторе может достигаться как уменьшением отношения w_4/w_3 , так и сужением зазора S_3 .

В третьем фильтре, как и в остальных, оператор C_1 , обеспечивающий пропорциональную коррекцию всех резонансных частот, управляет длиной резонаторов l_r .

Оператор C_2 , обеспечивающий пропорциональную коррекцию всех связей, выполняет противофазную настройку межрезонаторного зазора, с одной стороны, и внутрирезонаторных зазоров, с другой стороны. При $D_2 > 0$ он уширяет S_2 и одновременно сужает S_1 и S_3 , а при $D_2 < 0$ выполняет противоположные действия.

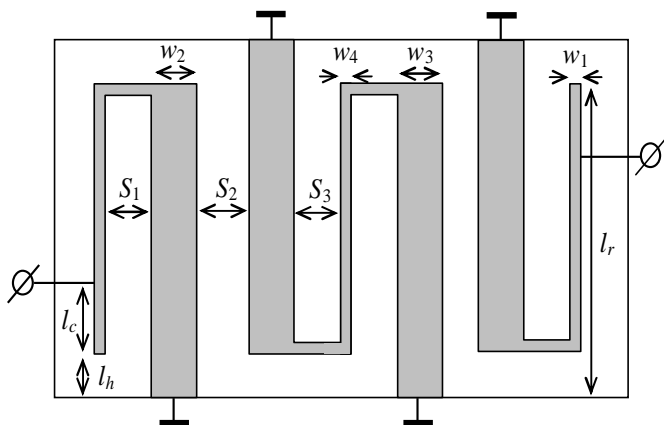


Рис. 6. Трехзвенный микрополосковый фильтр

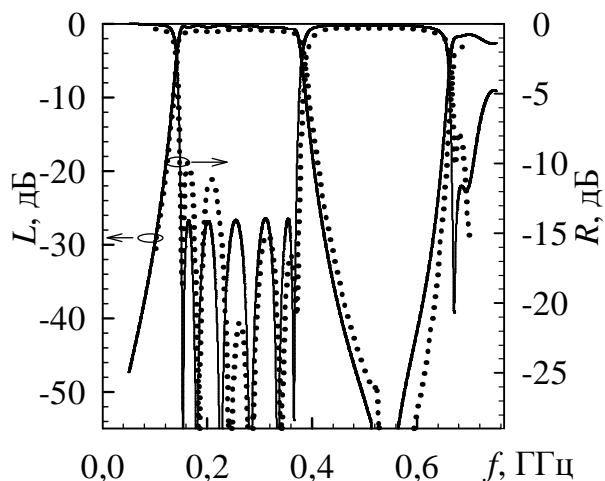


Рис. 7. Сравнение расчета (сплошная) с экспериментом (точки)

Оператор C_3 , обеспечивающий коррекцию связи оконечного резонатора с входной или выходной линией передачи, управляет расположением точки кондуктивного подключения резонатора. При $D_3 > 0$ он уменьшает l_c , а в противоположном случае — увеличивает.

Оператор C_4 , обеспечивающий коррекцию одной из частот оконечного резонатора и одновременную противоположную коррекцию в меньшей степени всех остальных резонансных частот, управляет шириной проводников. При $D_4 > 0$ он уменьшает в равной степени w_2 и w_3 и одновременно уменьшает в меньшей степени w_4 . При $D_4 < 0$ выполняет противоположные действия.

Оператор C_5 , обеспечивающий одинаковую коррекцию обеих частот внутреннего резонатора и противоположную коррекцию одной из частот оконечного резонатора, управляет шириной проводников. При $D_5 > 0$ он уменьшает в равной степени w_3 и w_4 и увеличивает в меньшей степени w_2 . При $D_5 < 0$ выполняет противоположные действия.

Оператор C_6 , обеспечивающий коррекцию связи мнимых резонаторов реального оконечного резонатора и противоположную коррекцию в меньшей степени всех остальных связей, управляет одновременно всеми зазорами. При $D_6 > 0$ он уменьшает S_1 и одновременно в меньшей степени уменьшает S_2 и увеличивает S_3 . При $D_6 < 0$ выполняет противоположные действия.

Оператор C_7 , обеспечивающий коррекцию связи мнимых резонаторов реального центрального резонатора и противоположную коррекцию в меньшей степени всех остальных связей, управляет одновременно всеми зазорами. При $D_7 > 0$ он уменьшает S_3 и одновременно в меньшей степени уменьшает S_2 и увеличивает S_1 . При $D_7 < 0$ выполняет противоположные действия.

Результаты синтеза трехзвенного фильтра с $f_0 = 260$ МГц и $\Delta f_0 = 234$ МГц приведены на Рис. 7. При относительной диэлектрической проницаемости $\epsilon_r = 80$ подложка фильтра имеет размеры $45.25 \times 14.24 \times 2$ мм³.

Правила оптимизации для каждой конструкции были реализованы в виде программного продукта на языке программирования *Intel® Fortran Compiler 10.1* и подключены к экспертной системе *Filtex32*. Эта система позволяет проводить скоростной синтез всех рассмотренных конструкций под требуемое техническое задание.

Четвертая глава посвящена исследованию возможностей всех рассмотренных конструкций с помощью дополненной экспертной системы *Filtex32*.

На Рис. 8 построена область значений диэлектрической проницаемости подложки и относительной ширины полосы пропускания, при которых возможна практическая реализация фильтра на прямых резонаторах. В фильтре выбрана толщина подложки $h_d = 1$ мм и диаметр заземляющего проводника $d = 0.5$ мм. Рассматривалась открытая микрополосковая структура (без экранирующей крышки). За пределами области нарушаются ограничения на максимальное соотношение ширины проводников w к диаметру перемычки d ($w/d > 16$), либо требуется нереализуемое дополнительное увеличение связи внешних линий с резонаторами, когда точка кондуктивного подключения уже находится на конце полоскового проводника ($l_c = 0$).

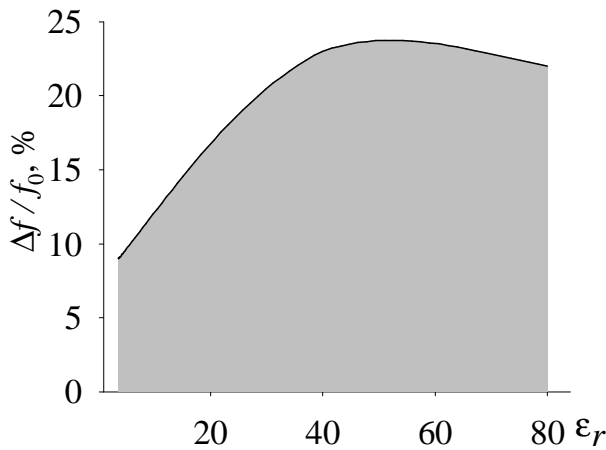


Рис. 8. Область реализуемости фильтра на прямых резонаторах

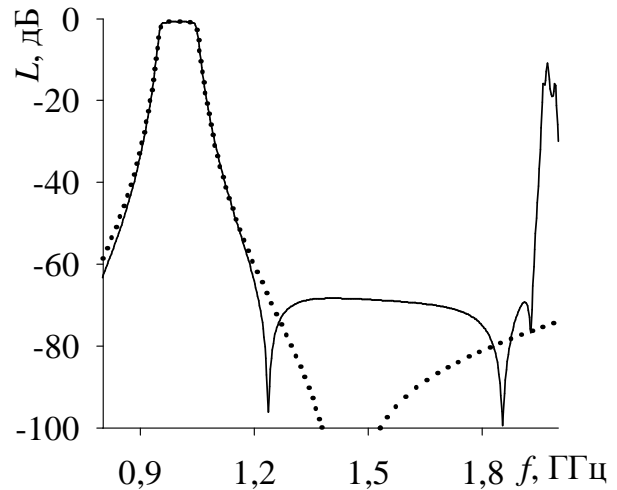


Рис. 9. Сравнение АЧХ фильтров 4-го порядка; сплошные линии – одномодовый фильтр, точки – двухмодовый

Видно, что при увеличении ϵ_r верхняя граница относительной ширины полосы пропускания растет, и достигает 23%. Таким образом, конструкция фильтра на прямых резонаторах пригодна для проектирования фильтров, как с узкой, так и средней шириной полосы пропускания.

На Рис. 9 приведены для сравнения АЧХ двух фильтров четвертого порядка, которые построены на подложках толщиной $h_d = 1$ мм с диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 80$ для относительной ширины полосы пропускания в 10%, измеренной по уровню -3 дБ. Одномодовый фильтр состоит из четырех прямых резонаторов, двухмодовый — из двух прямых резонаторов с заземленным центром. Видно, что двухмодовый фильтр имеет большее затухание в полосе заграждения, а ширина его первой высокочастотной полосы заграждения существенно выше, чем у второго фильтра. Размеры подложки двухмодового фильтра составили 28.53×10.24 мм², а одномодового — 40.86×15.09 мм². Фильтры имеют одинаковые вносимые потери в полосе пропускания при равных добротностях резонаторов. Таким образом, двухмодовый фильтр на прямых резонаторах выгодно отличается от одномодового фильтра вдвое меньшими габаритами при более широкой полосе заграждения.

На Рис. 10 построена область значений диэлектрической проницаемости подложки и относительной ширины полосы пропускания, при которых возможна практическая реализация двухзвенного фильтра на свернутых резонаторах. За пределами этой области зазор между проводниками или их ширина становятся неприемлемо узкими ($s_1, s_2 < 10$ мкм, $w_1 < 100$ мкм при $h_d = 1$ мм), либо $l_c < 0$. Видно, что на подложке с $\epsilon_r \approx 10$ фильтр может иметь относительную ширину полосы пропускания только $\Delta f/f_0 = 105\%$. На подложках с меньшей диэлектрической проницаемостью практическая реализация фильтра не возможна. При увеличении ϵ_r верхняя граница относительной ширины полосы пропуска-

ния достигает 110% , а нижняя граница стремительно опускается со 105% до 50%. Таким образом, рассматриваемая конструкция пригодна для проектирования только широкополосных и сверхширокополосных фильтров.

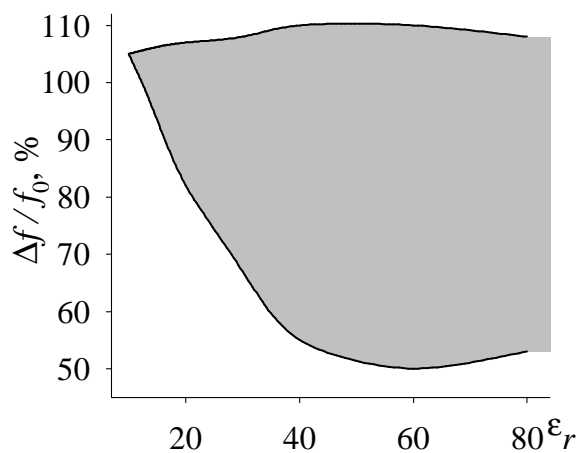


Рис. 10. Область реализуемости двухзвенного фильтра на свернутых резонаторах

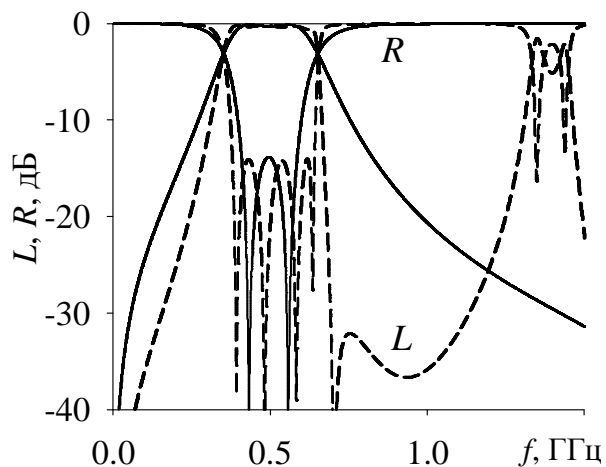


Рис. 11. АЧХ одномодового фильтра (сплошные линии) и двухмодового (штриховые линии)

На Рис. 11 приведены для сравнения АЧХ двух фильтров, которые построены на свернутых резонаторах со скачком ширины полоскового проводника на подложках толщиной $h_d = 1$ мм с диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 80$ для полосы пропускания в 60%, измеренной по уровню -3 дБ. Первый фильтр двухмодовый, а второй — одномодовый. Первый фильтр обладает большей крутизной склонов полосы пропускания и имеет большее затухание в полосах заграждения. Однако, ширина его первой высокочастотной полосы заграждения уже, чем у второго фильтра.

На Рис. 12 показана область, в пределах которой задача синтеза трехзвенного фильтра на свернутых резонаторах имеет решение, пригодное для практики. За пределами этой области либо нарушаются ограничения, при которых какой-либо из зазоров S_1 , S_2 или S_3 становится меньше 10 мкм или какая-либо из ширин w_1 , w_2 , w_3 или w_4 меньше 100 мкм, либо $l_c = 0$ и требуется дополнительное увеличение связи оконечных резонаторов с входной и выходной линиями. Область построена для центральной частоты $f_0 = 1$ ГГц и толщины подложки $h_d = 1$ мм. Видно, что фильтр может быть реализован только на подложке с $\epsilon_r \geq 20$. Нижняя граница реализуемой полосы пропускания колеблется в пределах от 50% до 80% в зависимости от значения ϵ_r . Верхняя граница колеблется от 90% до 100%. Таким образом, рассматриваемая конструкция пригодна только для изготовления широкополосных и сверхширокополосных фильтров.

На Рис. 13 приведено сравнение АЧХ трехзвенного и двухзвенного фильтров, имеющих одинаковые полосы пропускания. Двухзвенный фильтр отличается от трехзвенного фильтра отсутствием центрального резонатора.

Синтез обоих фильтров выполнен для подложки с $\epsilon_r=80$. Полоса пропускания была задана параметрами $f_0=0.5$ ГГц, $\Delta f/f_0=90\%$, и $R_{\max}=-14$ дБ. Подложка двухзвенного фильтра получила размеры $23.31 \times 4.13 \times 1$ мм³, а подложка трехзвенного — размеры $23.77 \times 6.63 \times 1$ мм³.

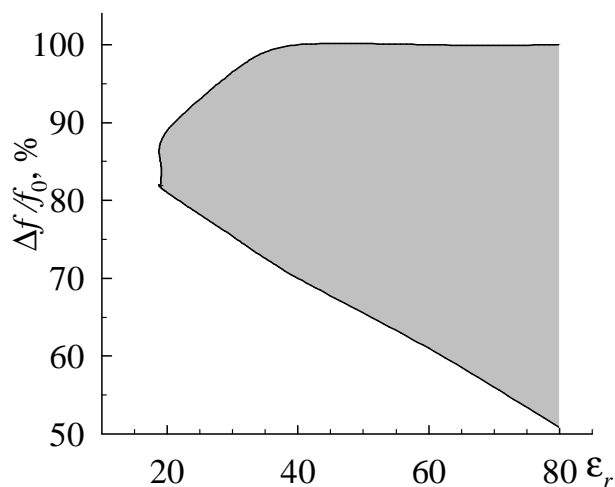


Рис. 12. Область реализуемости трехзвенного фильтра на свернутых резонаторах

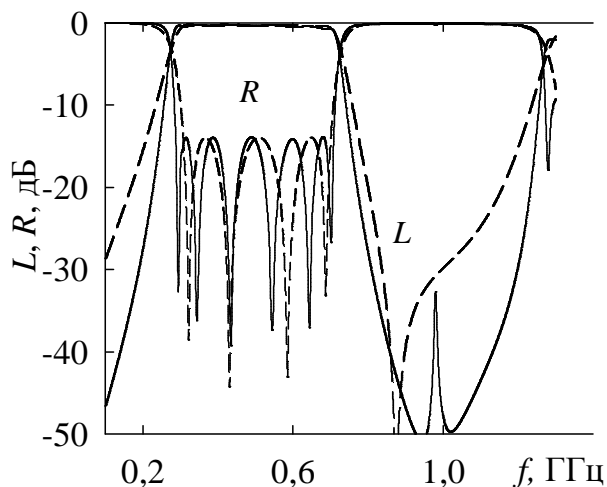


Рис. 13. Сравнение АЧХ двухмодовых фильтров; трехзвенного — сплошные линии, двухзвенного — штриховые

Видно, что трехзвенный фильтр имеет более крутые склоны полосы пропускания и большее затухание в полосах заграждения. Недостатком трехзвенного фильтра является наличие в высокочастотной полосе заграждения ослабленного паразитного пика проходящей мощности. Этот пик возникает от третьей моды колебаний центрального резонатора. Ее резонансная частота всегда оказывается ниже соответствующей частоты для конечных резонаторов, так как в центральном резонаторе оба его конца заземлены. Что же касается частотных откликов, приведенных на Рис. 7, то здесь имеет место подавление паразитного пика благодаря тому, что точка кондуктивного подключения конечного резонатора выбиралась таким образом, чтобы она совпала с нулем напряжения на частоте паразитного пика.

ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ И ВЫВОДЫ

Интеллектуальный метод оптимизации симметричных полосно-пропускающих фильтров СВЧ обобщен для случая фильтров на двухмодовых резонаторах.

Для применения к двухмодовым фильтрам известных правил интеллектуальной оптимизации, сформулированных в терминах коррекции резонансных частот и связей одномодовых резонаторов, следует каждому двухмодовому резонатору сопоставить свою мнимую пару связанных одномодовых резонаторов, частоты связанных колебаний которых совпадают с частотами двухмодового резонатора.

Соответствие между резонансными частотами и связями одномодовых резонаторов мнимой пары с одной стороны и настраиваемыми конструктивными параметрами двухмодового фильтра с другой стороны устанавливается определенным тестированием одиночного двухмодового резонатора и пары связанных двухмодовых резонаторов.

Коррекция двух резонансных частот любого резонатора в двухмодовом фильтре требует варьирования трех настраиваемых конструктивных параметров.

Применение метода интеллектуальной оптимизации полосно-пропускающих фильтров СВЧ продемонстрировано на примере трех конструкций микрополосковых фильтров на двухмодовых резонаторах, различающихся как формой резонаторов, так и их количеством.

Предложена оригинальная конструкция трехзвенного широкополосного микрополоскового фильтра на свернутых двухмодовых резонаторах.

Построены модели и созданы программные продукты для трех конструкций микрополосковых фильтров на двухмодовых резонаторах, которые в составе ранее созданной экспертной системы *Filtex32* позволяют синтезировать и исследовать эти конструкции в автоматическом режиме.

Экспериментально доказано, что использованные одномерные модели адекватно описывают свойства микрополосковых фильтров на двухмодовых резонаторах, а созданные программные продукты правомерно использовать для теоретического исследования свойств фильтров.

Проведены теоретические исследования свойств рассмотренных микрополосковых фильтров на двухмодовых резонаторах.

Определены границы области значений относительной ширины полосы пропускания в зависимости от диэлектрической проницаемости подложки, в пределах которой задача синтеза фильтра имеет решение.

Созданные программные продукты внедрены в новую версию экспертной системы *Filtex32*.

ПУБЛИКАЦИИ АВТОРА ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ

1. **Довбыш И.А., Тюрнев В.В.** Интеллектуальный метод оптимизации микрополоскового фильтра на двухмодовых свернутых резонаторах // Радиотехника и электроника. 2009. Т. 54. № 11. С. 1339–1343.

2. **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.

3. **Довбыш И.А, Тюрнев В.В.** Синтез микрополосковых фильтров на двухмодовых резонаторах методом интеллектуальной оптимизации // Известия вузов. Физика. – 2010. – Т. 53. – № 9/2. – С. 182–187.

4. Пат. 2401490 Российская Федерация, МПК7 Н 01 Р 1/203 (2006.01). Микрополосковый широкополосный полосно-пропускающий фильтр / Довбыш И.А., Тюрнев В.В.; заявитель и патентообладатель Институт физики им. Л.В. Киренского СО РАН. № 2009136717/09; заявл. 05.10.2009; опубл. 10.10.2010, Бюл. № 28. 7 с. : ил.

5. **Dovbysh I. A. and Tyurnev V. V.** Synthesis and investigation of three-section microstrip filter on folded dual-mode stepped-impedance resonators // Progress In Electromagnetics Research M. – 2010. – V. 12. – P. 17–28.

6. **Dovbysh I.A., Tyurnev V.V.** Peculiarities of intelligence optimization of a microstrip filter on folded dual-mode resonators // Progress In Electromagnetics Research Symposium Proceedings (PIERS), Moscow, Russia, August 18–21, 2009, p. 1161–1163.

7. **Довбыш И.А., Тюрнев В.В.** Оптимизация и исследование свойств микрополоскового фильтра на двухмодовых свернутых резонаторах // Современные проблемы радиоэлектроники: Сб. науч. тр. / науч. ред. А.И. Громыко, А.В. Сарафанов. Красноярск: ИПК СФУ, 2009. С. 90–93.

8. **Довбыш И. А., Тюрнев В. В.** Интеллектуальный метод оптимизации микрополоскового фильтра на двухмодовых свернутых резонаторах // Сборник трудов. Конференция молодых ученых КНЦ СО РАН. Красноярск: Институт физики. СО РАН 2009. С. 7–10.

Подписано в печать 27.10.10

Формат 60×84/16. Усл. печ. л. 1. Тираж 70 экз. Заказ № .

Отпечатано в типографии Института физики СО РАН

660036, Красноярск, Академгородок, ИФ СО РАН

