

На правах рукописи

Бальва Ярослав Федорович

**ИССЛЕДОВАНИЕ ЧАСТОТНЫХ ЗАВИСИМОСТЕЙ
КОЭФФИЦИЕНТОВ СВЯЗИ ПОЛОСКОВЫХ РЕЗОНАТОРОВ
НА ПОДВЕШЕННОЙ ПОДЛОЖКЕ**

Специальность 01.04.03 – радиофизика

АВТОРЕФЕРАТ

диссертации на соискание ученой степени
кандидата физико-математических наук

Красноярск – 2010

Работа выполнена в Институте физики им. Л.В. Киренского СО РАН,
г. Красноярск

Научный руководитель: доктор технических наук, профессор,
Беляев Б.А.

Официальные оппоненты: доктор физико-математических наук,
профессор Слабко В.В.

кандидат физико-математических наук,
Владимиров В.М.

Ведущая организация: Томский государственный университет,
г. Томск

Защита состоится " ____ " _____ 2010 года в ____ часов на заседании
диссертационного совета Д 003.055.01 при Институте физики им. Л.В. Кирен-
ского СО РАН по адресу: 660036, г. Красноярск, Академгородок 50, стр. 38,
Институт физики им. Л.В. Киренского СО РАН.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке Института физики им.
Л.В. Киренского СО РАН.

Автореферат разослан " ____ " _____ 2010 года.

Ученый секретарь

диссертационного совета

доктор физико-математических наук

Втюрин А.Н.

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность проблемы. Устройства, осуществляющие частотную селекцию сигналов сверхвысоких частот (СВЧ), являются важнейшими элементами не только в системах связи, радиолокации и радионавигации, но и в различной измерительной и специальной радиоаппаратуре. С развитием радиотехники и радиоэлектроники к фильтрующим устройствам предъявляются все более жесткие требования, а именно, к их миниатюрности, избирательности, надежности, технологичности в производстве и, конечно, стоимости. Часто требуется, чтобы фильтры легко интегрировались в гибридные СВЧ-схемы, изготавливаемые планарными технологиями. Наиболее высоким уровнем всех перечисленных качеств в совокупности обладают фильтры, построенные на плосковых и микрополосковых резонаторах, получившие широкое распространение в СВЧ-технике.

Как известно, качество фильтра, в первую очередь, определяется его частотно-селективными свойствами, которые характеризуются коэффициентами крутизны склонов амплитудно-частотной характеристики (АЧХ), уровнями затухания в полосах заграждения, шириной полос заграждения и уровнем потерь в полосе пропускания. Однако при решении современных задач радиотехники нередко наряду с жесткими требованиями, предъявляемыми к электрическим характеристикам фильтра, требуется обеспечить еще и высокую степень его миниатюрности. Сочетание этих качеств является исключительно сложной проблемой, так как вся совокупность требований, предъявляемых к фильтрам, является, по сути, противоречивой. Хорошо известно, что чем меньше геометрические размеры электродинамических резонаторов на заданной частоте, тем меньше их собственная добротность, а, значит, тем хуже частотно-селективные свойства фильтра на их основе.

Традиционные микрополосковые конструкции фильтров, относящиеся к одним из самых миниатюрных, не позволяют достигать высоких частотно-селективных свойств устройств в нижней части дециметрового диапазона длин волн, а тем более в метровом диапазоне. Этому препятствует значительное уменьшение собственной добротности микрополосковых резонаторов (МПП), наблюдаемое с понижением частоты. Использование сложных многомодовых МПП в составе фильтра [1] существенно увеличивает его селективность при одновременном уменьшении потерь в полосе пропускания, однако это приводит к увеличению габаритов конструкции, а кроме того, ширина полосы заграждения в таком устройстве, как правило, ограничивается лишь одной октавой.

Одним из наиболее перспективных подходов для преодоления указанных выше трудностей является использование оригинальных конструкций полосковых резонаторов на подвешенной подложке [2, 3]. Фильтры на основе таких конструкций миниатюрны даже в метровом диапазоне длин волн, имеют широкую (в несколько октав) полосу заграждения с высоким подавлением СВЧ мощности и рекордно малые вносимые потери в полосе пропускания [4, 5]. Несмотря на все преимущества конструкций фильтров на подвешенной подложке, систематических исследований по изучению их возможностей до сих пор не

проводилось. В частности, нет сведений о влиянии конструктивных параметров на взаимодействие полосковых резонаторов, знание которых необходимо как для повышения избирательности фильтра, например, за счет целенаправленного формирования полюсов затухания на его АЧХ вблизи полосы пропускания, так и для оценки предельно достижимых характеристик устройства.

Таким образом, исследование особенностей взаимодействия резонаторов в конструкциях фильтров на подвешенной подложке является важной и актуальной задачей. Такие исследования необходимы не только для изучения природы распространения электромагнитных волн в сложных волноведущих структурах, но и будут полезны при проектировании полосно-пропускающих фильтров с улучшенными селективными свойствами и других полосковых устройств СВЧ, например, с электрически-управляемыми характеристиками, разнообразных датчиков СВЧ, содержащих активные среды, и др.

Цели и задачи диссертационной работы. Целью настоящей работы является теоретическое исследование частотных зависимостей коэффициентов связи резонаторов в конструкциях полосно-пропускающих фильтров на подвешенной подложке и разработка конструкций фильтров обладающих улучшенными частотно-селективными свойствами.

Для достижения поставленной цели решались следующие задачи:

1. Изучение с помощью эквивалентных схем особенностей взаимодействия полосковых резонаторов на подвешенной подложке на частотах первой полосы пропускания в различных конструкциях двухзвенных фильтров.

2. Создание программ анализа двухзвенных полосковых структур на подвешенной подложке с использованием одномерных моделей и квазистатического приближения, а также написание программ для изучения частотно-зависимых коэффициентов связи резонаторов.

3. Исследование частотных зависимостей коэффициентов связи резонаторов различных структур на подвешенной подложке от конструктивных параметров и изучение частотно-селективных свойств фильтров на их основе.

Научная новизна работы. Новые научные результаты, полученные в работе, состоят в следующем:

1. Показано, что взаимодействие резонаторов на частотах первой полосы пропускания во всех рассмотренных конструкциях фильтров носит преимущественно индуктивный характер. При этом коэффициенты индуктивного и емкостного взаимодействия имеют разные знаки, что приводит к уменьшению коэффициента полной связи.

2. Впервые показано, что природа полюсов затухания, наблюдаемых на АЧХ фильтра на подвешенной подложке, состоящего из четвертьволновых резонаторов на сонаправленных полосковых проводниках, связана с компенсацией только индуктивных связей проводников.

3. Предложена новая конструкция четвертьволнового полоскового резонатора на подвешенной подложке, образованного сонаправленными полосковыми проводниками. Показано, что фильтры, построенные на таких резонаторах, имеют высокие электрические характеристики и могут использоваться в качестве селективных элементов гибридных СВЧ-схем.

На защиту выносятся следующие научные положения:

1. Природа полюсов затухания на АЧХ фильтров на подвешенной подложке обусловлена как взаимной компенсацией индуктивного и емкостного взаимодействий, так и взаимной компенсацией только индуктивных связей резонаторов.

2. В исследуемых полосковых структурах на подвешенной подложке на частотах первой полосы пропускания абсолютная величина индуктивной связи всегда преобладает над емкостной, при этом они имеют разные знаки.

3. В резонаторе на встречно-направленных проводниках взаимная индуктивность полосковых проводников увеличивает полную индуктивность резонатора, а на сонаправленных – уменьшает.

4. В конструкциях фильтров на основе резонаторов со встречно-направленными полосковыми проводниками индуктивные связи между диагональными и смежными проводниками резонаторов на частотах полосы пропускания имеют одинаковые знаки, а в конструкциях на сонаправленных проводниках – разные.

Практическая и теоретическая ценность работы. Изучено поведение коэффициентов связи резонаторов при варьировании их конструктивных параметров, позволившее объяснить природу полюсов затухания и другие особенности, наблюдаемые на АЧХ полосковых фильтров на подвешенной подложке. Результаты исследований могут быть использованы при проектировании на базе исследуемых структур новых конструкций миниатюрных фильтров с улучшенными селективными характеристиками.

Разработанная полосковая структура на подвешенной подложке с резонаторами из сонаправленных полосковых проводников позволяет создавать миниатюрные узкополосные фильтры с высокими частотно-селективными свойствами даже в метровом диапазоне длин волн. Такие фильтры могут использоваться в качестве селективных элементов гибридных СВЧ-схем.

Апробация работы. Результаты работы докладывались на Всероссийской научно-практической конференции «Актуальные проблемы авиации и космонавтики» (Красноярск, 2006 г.), на Всероссийской научно-технической конференции «Современные проблемы радиоэлектроники» (Красноярск, 2006, 2007, 2008, 2009 г.), на Международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления» (Томск, 2007 г.), на Международной конференции «Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций» (Севастополь, 2007 г.), на Международной конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (Севастополь, 2007, 2008, 2009 г.).

Публикации. По теме диссертационной работы опубликовано 11 работ, в том числе 2 статьи в журналах по списку ВАК.

Структура диссертации. Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, списка цитированной литературы и приложения. Общий объем диссертации – 121 страница, включая 43 рисунка, 2 таблицы и 11 страниц приложения. Библиографический список содержит 115 наименований.

СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во введении обосновывается актуальность темы, формулируются основные цели работы, отмечается научная новизна, а также теоретическая и практическая значимость результатов.

Первая глава носит обзорный характер. В первой части обсуждаются особенности настройки многозвенных фильтров СВЧ, а также способы улучшения их электрических характеристик и повышения миниатюрности. Показано, что более эффективно решать эти задачи возможно изучая особенности взаимодействия резонаторов фильтров не только между собой, но и с внешними трактами.

Во второй части рассмотрены наиболее распространенные методы расчета коэффициентов связи резонаторов СВЧ, которые для удобства разделены на методы эквивалентных схем на сосредоточенных и распределенных элементах, а также на методы, основанные на электродинамических моделях.

В третьей части на примерах конкретных устройств обсуждаются возможности использования информации об особенностях взаимодействия полосковых и микрополосковых резонаторов при конструировании полосно-пропускающих фильтров СВЧ с улучшенными характеристиками.

Во второй главе излагаются методы расчета амплитудно-частотных характеристик и коэффициентов связи резонаторов, которые использовались при анализе исследуемых структур. Описана методика изготовления макетов полосковых фильтров.

В первой части описывается методика расчета амплитудно-частотных характеристик полосковых и микрополосковых структур на основе одномерных моделей и квазистатического приближения, которая применялась при теоретических исследованиях селективных свойств СВЧ-фильтров. Приведен пример расчета АЧХ полоскового фильтра на подвешенной подложке.

Вторая часть носит декларативный характер и является следствием первой главы. В ней обсуждаются методики расчета коэффициентов связи резонаторов, которые использовались в настоящей работе.

Для описания взаимодействия резонаторов вблизи резонансных частот полосы пропускания удобно использовать частотно-независимые или "резонансные" коэффициенты связи, которые в случае взаимодействия двух одинаковых резонаторов вычисляются через резонансные частоты четных ω_e и нечетных ω_o связанных колебаний по формуле (1).

$$k = \frac{\omega_o^2 - \omega_e^2}{\omega_o^2 + \omega_e^2}. \quad (1) \quad k = \frac{k_L + k_C}{1 + k_L k_C}. \quad (2)$$

Эта формула удобна для описания не только индуктивного и емкостного взаимодействий, но и комбинированного (полного), величину которого также можно вычислить, используя формулу сложения коэффициентов индуктивной k_L и емкостной k_C связи резонаторов (2). Ясно, что при комбинированной связи важно знать не только абсолютную величину, но еще и знаки коэффициентов k_L и k_C .

Для описания взаимодействия за пределами полосы пропускания используются частотно-зависимые коэффициенты индуктивной $k_L(f)$ и емкостной $k_C(f)$ связи. В настоящей работе они вычислялись на основе модифицированного энергетического подхода [6] по следующим формулам:

$$k_L(f) = \frac{2E_{12L}}{E_{1L} + E_{1C} + E_{2L} + E_{2C}} \cdot \frac{1}{K}, \quad k_C(f) = \frac{-2E_{12C}}{E_{1L} + E_{1C} + E_{2L} + E_{2C}} \cdot \frac{1}{K}, \quad (3)$$

где $K = |U_{\text{вых}}| / |U_{\text{вх}}|$ – модуль коэффициента передачи полосковой структуры, вычисляемый на каждой частоте, как отношение амплитуд напряжений на выходе и входе. E_{1L} (E_{2L}) и E_{1C} (E_{2C}) – энергии магнитного и электрического полей, запасаемые первым (вторым) резонатором и пропорциональные соответственно квадрату тока и напряжения в первом (втором) полосковом проводнике; E_{12L} и E_{12C} – энергии магнитного и электрического полей, запасаемые первым и вторым резонаторами совместно и пропорциональные соответственно произведению токов в первом и втором полосковых проводниках и произведению напряжений в них же. Частотно-зависимые коэффициенты полной связи вычисляются по формуле (2).

В третьей части изложена технология изготовления макетов фильтров методом гравировки по лаку. Фильтры изготавливались для подтверждения соответствия численных расчетов АЧХ измерениям на реальных устройствах.

В третьей главе на одномерных моделях в квазистатическом приближении исследованы селективные свойства полосковых структур на подвешенной подложке, резонаторы которых образованы встречно-направленными полосковыми проводниками [2]. Фильтры на основе таких конструкций в настоящее время не имеют аналогов по миниатюрности и избирательности в дециметровом и метровом диапазоне длин волн. С помощью эквивалентных схем на сосредоточенных элементах изучено влияние конструктивных параметров фильтров на коэффициенты связи их резонаторов. На основе модифицированного энергетического подхода проведены исследования частотных зависимостей коэффициентов связи полосковых резонаторов, которые помогли объяснить особенности АЧХ фильтров на подвешенной подложке. Предложена модифицированная конструкция резонатора, а также разработан способ уменьшения взаимодействия резонаторов.

В первой части описывается устройство исследуемых конструкций двухзвенных фильтров на подвешенной подложке (рис. 1), резонаторы которых образованы встречно-направленными полосковыми проводниками (1-2 и 3-4), расположенными на противоположных сторонах диэлектрической подложки. В такой двухрезонаторной конструкции фильтра возможны два варианта ориентации резонаторов относительно друг друга – когда они сонаправлены (рис. 1а) и встречно-направлены (рис. 1б).

При анализе структур рассматривалось только смежное подключение внешних линий к полосковым проводникам фильтров, т.е. к проводникам, лежащим в одной плоскости подложки. Численный расчет АЧХ на основе одномерных моделей показал, что при одинаковых конструктивных параметрах положение полосы пропускания и ее ширина практически не зависят от ориента-

ции резонаторов. Однако в конструкции на встречно-направленных резонаторах селективные свойства фильтра существенно лучше, за счет наличия полюса затухания вблизи высокочастотного склона полосы пропускания и более высокой крутизны низкочастотного. Хорошее совпадение рассчитанных АЧХ с данными, полученными при измерениях на опытных образцах фильтров, позволило в дальнейшем при исследовании особенностей взаимодействия резонаторов опираться на численные расчеты.

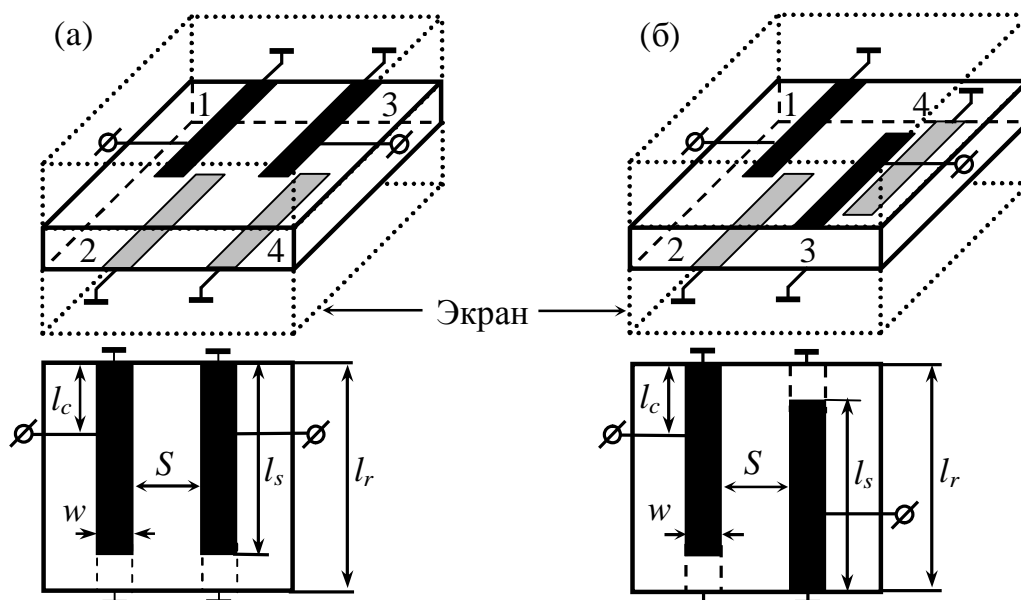


Рис. 1. Конструкции двухзвенных фильтров на сонаправленных (а) и встречно-направленных (б) резонаторах.

Во второй части с помощью эквивалентных схем на сосредоточенных элементах изучено взаимодействие полосковых резонаторов при различных конструктивных параметрах фильтров.

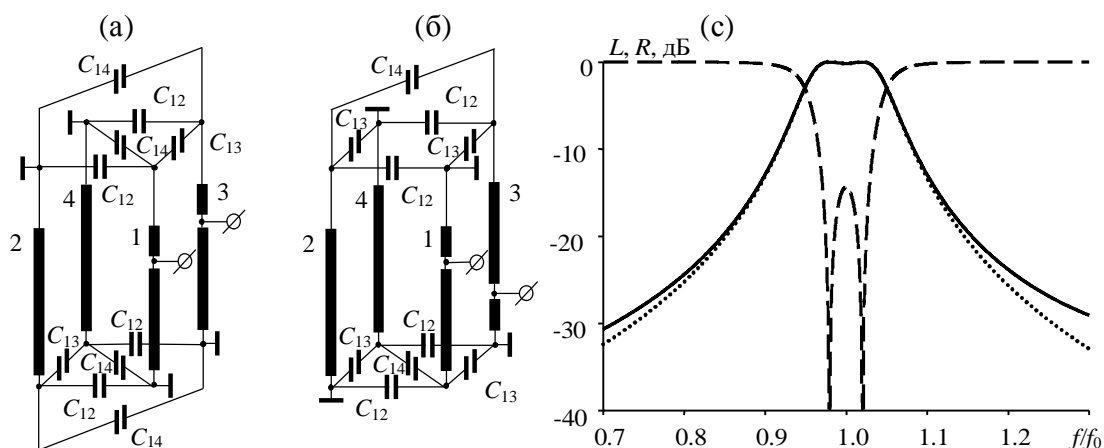


Рис. 2. Эквивалентные схемы структур на сонаправленных (а) и встречно-направленных (б) резонаторах; (с) - АЧХ, рассчитанные в квазистатическом приближении (сплошная линия) и с помощью эквивалентной схемы (точки).

Схемы, приведенные на рис. 2а-б, соответствуют фильтрам на сонаправленных и встречно-направленных резонаторах (рис. 1а,б) при максимальной длине области связи резонаторов, то есть когда $l_s/l_r \approx 1$. На них не показаны вза-

имные индуктивности, чтобы не загромождать рисунки. Очевидно, что эти схемы адекватны исследуемым структурам лишь в области частот первой полосы пропускания, что подтверждается совпадением их АЧХ в этой области частот с АЧХ, рассчитанными в квазистатическом приближении (рис. 2с). При расчетах значения индуктивных L_{ij} и емкостных C_{ij} элементов для эквивалентных схем были получены из соответствующих погонных параметров рассмотренных плосковых структур, вычисленных в квазистатическом приближении. В силу симметрии конструкций в них $C_{12}=C_{34}$, $C_{13}=C_{24}$, $C_{14}=C_{23}$, а $L_{12}=L_{34}$, $L_{13}=L_{24}$, $L_{14}=L_{23}$. В обеих схемах не учитывались "воздушные" емкости полосковых проводников на экран, что правомерно при большой диэлектрической проницаемости подложки ϵ и ее малой толщине по сравнению с высотой верхнего и нижнего экранов над ее поверхностями.

Считая, что собственные индуктивности уединенных проводников в эквивалентной схеме равны L_1 , были найдены коэффициенты индуктивной k_L и емкостной k_C связи, характеризующие взаимодействие резонаторов на частотах первой полосы пропускания. С этой целью для эквивалентных схем были определены собственные частоты четных и нечетных колебаний, сначала для случая только индуктивного взаимодействия резонаторов ($C_{13}=0$, $C_{14}=0$), а затем для случая только емкостного ($L_{13}=0$, $L_{14}=0$). Далее соответствующие коэффициенты связи вычислялись по формуле (1). Таким образом, для сонаправленных резонаторов:

$$\begin{cases} \omega_{oL}^{-2} = C_{12}[(L_1 + L_{12}) - (L_{13} + L_{14})] \\ \omega_{eL}^{-2} = C_{12}[(L_1 + L_{12}) + (L_{13} + L_{14})] \end{cases} \quad \begin{cases} \omega_{oC}^{-2} = (C_{12} + 2C_{13} + C_{14})(L_1 + L_{12}) \\ \omega_{eC}^{-2} = (C_{12} + C_{14})(L_1 + L_{12}) \end{cases} \quad (4)$$

$$k_L = \frac{\omega_{oL}^2 - \omega_{eL}^2}{\omega_{oL}^2 + \omega_{eL}^2} = \frac{L_{13} + L_{14}}{L_1 + L_{12}}, \quad k_C = \frac{\omega_{oC}^2 - \omega_{eC}^2}{\omega_{oC}^2 + \omega_{eC}^2} = -\frac{C_{13}}{C_{12} + C_{13} + C_{14}}. \quad (5)$$

Аналогично для встречно-направленных резонаторов:

$$\begin{cases} \omega_{oL}^{-2} = C_{12}[(L_1 + L_{12}) - (L_{13} + L_{14})] \\ \omega_{eL}^{-2} = C_{12}[(L_1 + L_{12}) + (L_{13} + L_{14})] \end{cases} \quad \begin{cases} \omega_{oC}^{-2} = (C_{12} + C_{13} + 2C_{14})(L_1 + L_{12}) \\ \omega_{eC}^{-2} = (C_{12} + C_{14})(L_1 + L_{12}) \end{cases} \quad (6)$$

$$k_L = \frac{\omega_{oL}^2 - \omega_{eL}^2}{\omega_{oL}^2 + \omega_{eL}^2} = \frac{L_{13} + L_{14}}{L_1 + L_{12}}, \quad k_C = \frac{\omega_{oC}^2 - \omega_{eC}^2}{\omega_{oC}^2 + \omega_{eC}^2} = -\frac{C_{14}}{C_{12} + C_{13} + C_{14}}. \quad (7)$$

Полный коэффициент связи k отсюда можно вычислить по формуле (2).

Как видно из полученных формул (5) и (7), коэффициент индуктивной связи не зависит от взаимной ориентации резонаторов, а коэффициент емкостной связи меняется незначительно в силу малого различия взаимных емкостей C_{13} и C_{14} связанных полосковых проводников. Кроме того, знак коэффициента емкостной связи k_C противоположен знаку коэффициента индуктивной связи k_L , что нередко наблюдается в полосковых и микрополосковых структурах [6-10] и приводит к уменьшению коэффициента полной связи.

Следует отдельно отметить, что взаимная индуктивность полосковых проводников резонатора L_{12} имеет положительный знак. Это приводит к увеличению полной индуктивности резонатора и как видно из выражений (4) и (6) к

понижению частот четной и нечетной мод, а, кроме того, к уменьшению коэффициента индуктивной связи резонаторов. Индуктивные связи между диагональными L_{14} и смежными L_{13} проводниками резонаторов имеют одинаковые знаки, что увеличивает общую индуктивную связь между резонаторами. Это ограничивает возможность изготовления узкополосных фильтров на таких резонаторах.

Формулы (5) и (7) позволили проанализировать поведение "резонансных" коэффициентов связи резонаторов при варьировании их конструктивных параметров. Для определенности в этом исследовании рассматривались структуры на подложках толщиной $h_d=0.5$ мм.

На рис. 3а-в представлены зависимости коэффициентов индуктивной k_L , емкостной k_C и полной связи резонаторов k от зазора между резонаторами S и ширины полосковых проводников w , рассчитанные по формулам (5) и (2) для фильтра на сонаправленных резонаторах. Ниже (рис. 3г-д) для наглядности приведены те же графики, но при фиксированных значениях S и w . Черными кружками изображены значения полного коэффициента связи, вычисленные непосредственно из АЧХ полосковой структуры по формуле (1). Видно практически полное совпадение значений, вычисленных с применением квазистатического приближения и с помощью эквивалентной схемы на сосредоточенных элементах, что говорит об адекватности эквивалентной схемы и полученных на ее основе выражений для коэффициентов связи резонаторов. При расчетах были зафиксированы следующие параметры: расстояние от подложки до экрана $h_a=5$ мм и диэлектрическая проницаемость подложки $\epsilon=80$.

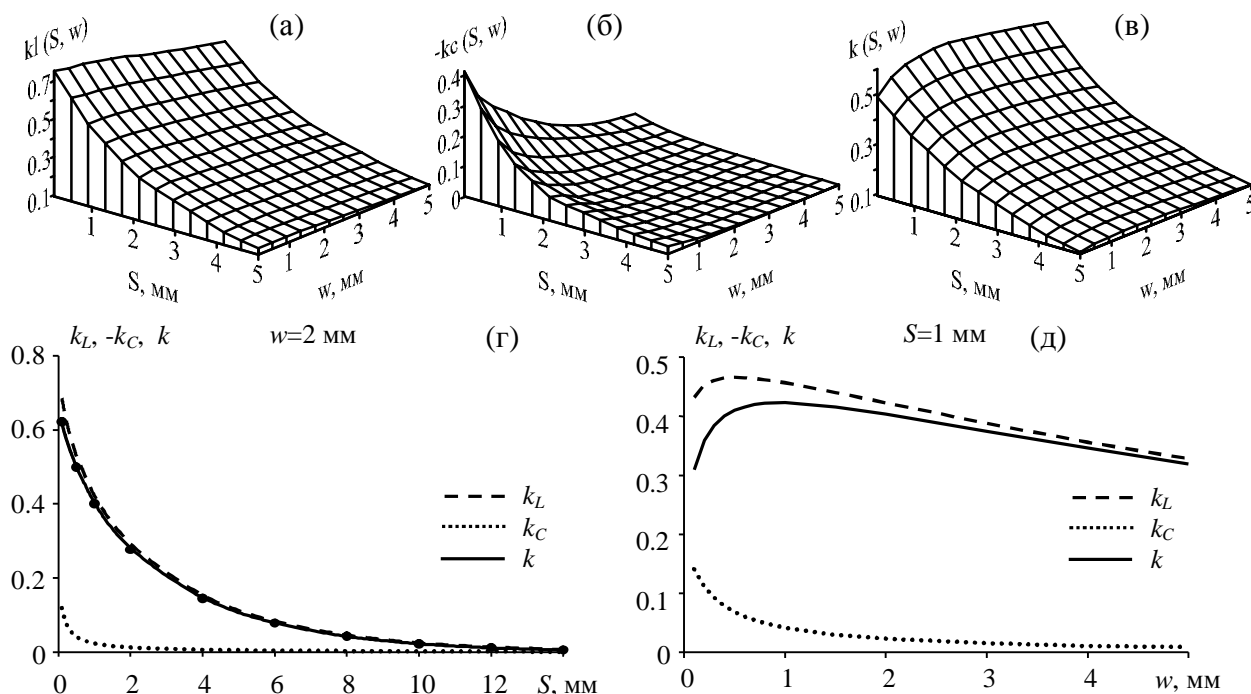


Рис. 3. Зависимости коэффициентов связи от величины зазора между резонаторами S и ширины полосковых проводников w .

Из приведенных зависимостей видно, что коэффициент индуктивной связи слабо зависит от ширины проводников, особенно при больших зазорах. Кроме того, практически при любых значениях параметров S и w он существенно

превосходит коэффициент емкостной связи, который увеличивается при уменьшении зазора и ширины проводников. В результате, при значениях w порядка толщины подложки коэффициент полной связи резонаторов имеет максимум.

На рис. 4а-в представлены рассчитанные зависимости коэффициентов связи резонаторов от величины диэлектрической проницаемости подложки ϵ и высоты экрана h_a . Ниже (рис. 4г-д) приведены те же зависимости при фиксированных значениях ϵ и h_a . Расчеты проводились при $w=S=1$ мм.

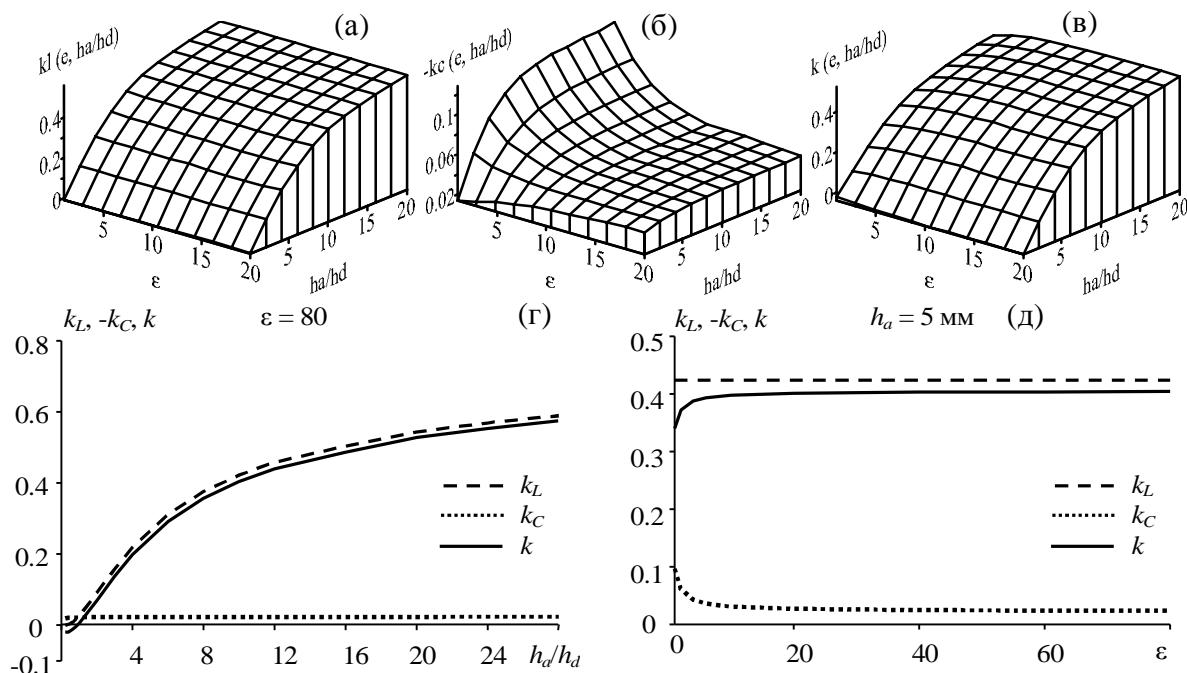


Рис. 4. Зависимости коэффициентов связи от относительной высоты экрана h_a/h_d и диэлектрической проницаемости подложки ϵ .

Конструктивным параметром, в наибольшей степени влияющим на взаимодействие резонаторов, является высота экрана. Это связано с тем, что приближение экрана к поверхности подложки приводит к сильному уменьшению индуктивного коэффициента связи, при этом коэффициент емкостной связи практически не изменяется. В результате при высоте экрана, примерно равной половине толщины подложки, емкостное и индуктивное взаимодействия компенсируют друг друга, и полный коэффициент связи обращается в нуль. На АЧХ фильтра в этом случае на месте полосы пропускания наблюдается полюс затухания.

Диэлектрическая проницаемость подложки ϵ практически не влияет на взаимодействие резонаторов уже при $\epsilon > 10$, при этом величина емкостной связи быстро убывает с уменьшением ϵ . Вообще важной особенностью исследуемых конструкций фильтров является тот факт, что величина индуктивного взаимодействия резонаторов существенно выше, чем емкостного при любых конструктивных параметрах. Это приводит к некоторым особенностям на АЧХ таких структур, например, высокой симметрии склонов полосы пропускания [6].

В третьей части представлены результаты исследования частотно-зависимых коэффициентов связи резонаторов исследуемых структур. Для того

чтобы воспользоваться модифицированным энергетическим подходом, описанным во второй главе, необходимо было рассчитать распределение комплексных амплитуд высокочастотных токов $I_i(x)$ и напряжений $U_i(x)$ по длине каждого из четырех полосковых проводников ($i=1\div 4$), составляющих основу рассматриваемых структур, которые несложно получить в квазистатическом приближении на любой выбранной частоте. Таким образом:

$$E_{1L} = \frac{1}{2} \int_0^{l_r} \left\{ L_1 [I_1^2(x) + I_2^2(x)] + 2L_{12} |I_1(x) I_2(x)| \right\} dx,$$

$$E_{2L} = \frac{1}{2} \int_0^{l_r} \left\{ L_1 [I_3^2(x) + I_4^2(x)] + 2L_{12} |I_3(x) I_4(x)| \right\} dx,$$
(8)

$$E_{1C} = \frac{1}{2} \int_0^{l_r} (C_{12} + C_{13} + C_{14}) [U_1^2(x) + U_2^2(x)] dx,$$

$$E_{2C} = \frac{1}{2} \int_0^{l_r} (C_{12} + C_{13} + C_{14}) [U_3^2(x) + U_4^2(x)] dx,$$

$$E_{12L} = Im \int_0^{l_r} \left\{ L_{13} [I_1(x) I_3^*(x) + I_2(x) I_4^*(x)] + L_{14} [I_1(x) I_4^*(x) + I_2(x) I_3^*(x)] \right\} dx,$$
(9)

$$E_{12C} = Im \int_0^{l_r} \left\{ C_{13} [U_1(x) U_3^*(x) + U_2(x) U_4^*(x)] \right\} dx.$$

В приведенных формулах L_1 – погонная индуктивность уединенной полосковой линии, L_{ij} и C_{ij} – погонные взаимные индуктивности и емкости связанных полосковых линий, а знак звездочка означает операцию комплексного сопряжения.

На основе выражений (8) и (9), а также выражений (2) и (3) были произведены расчеты частотно-зависимых коэффициентов связи резонаторов. На рис. 5а,в в широком диапазоне частот представлены АЧХ исследуемых двухзвенных фильтров на подвешенной подложке для случая сонаправленных (рис. 5а) и встречно-направленных (рис. 5в) резонаторов. Ниже (рис. 5б,г) представлены соответствующие частотные зависимости коэффициентов емкостной (точки), индуктивной (штриховая линия) и полной (сплошная линия) связи. Штрихпунктирными линиями отмечены уровни "резонансных" коэффициентов связи, рассчитанных по формуле (1) через собственные частоты четных f_e и нечетных f_o связанных колебаний, полученные непосредственно из АЧХ, которые, как видно, хорошо совпадают по величине с частотно-зависимыми коэффициентами полной связи на центральной частоте полосы пропускания каждого из фильтров. Это является одним из доказательств правомерности используемого энергетического подхода к вычислению частотно-зависимых коэффициентов связи резонаторов в исследуемых фильтрах.

Представленные зависимости коэффициентов связи резонаторов от частоты позволили объяснить отмеченные ранее особенности на АЧХ конструк-

ций. А именно наличие полюса затухания на АЧХ фильтра со встречно-направленными резонаторами, а также то, что крутизна склона полосы пропускания и уровень загораживания в низкочастотной области такого фильтра существенно выше, чем у фильтра на сонаправленных резонаторах.

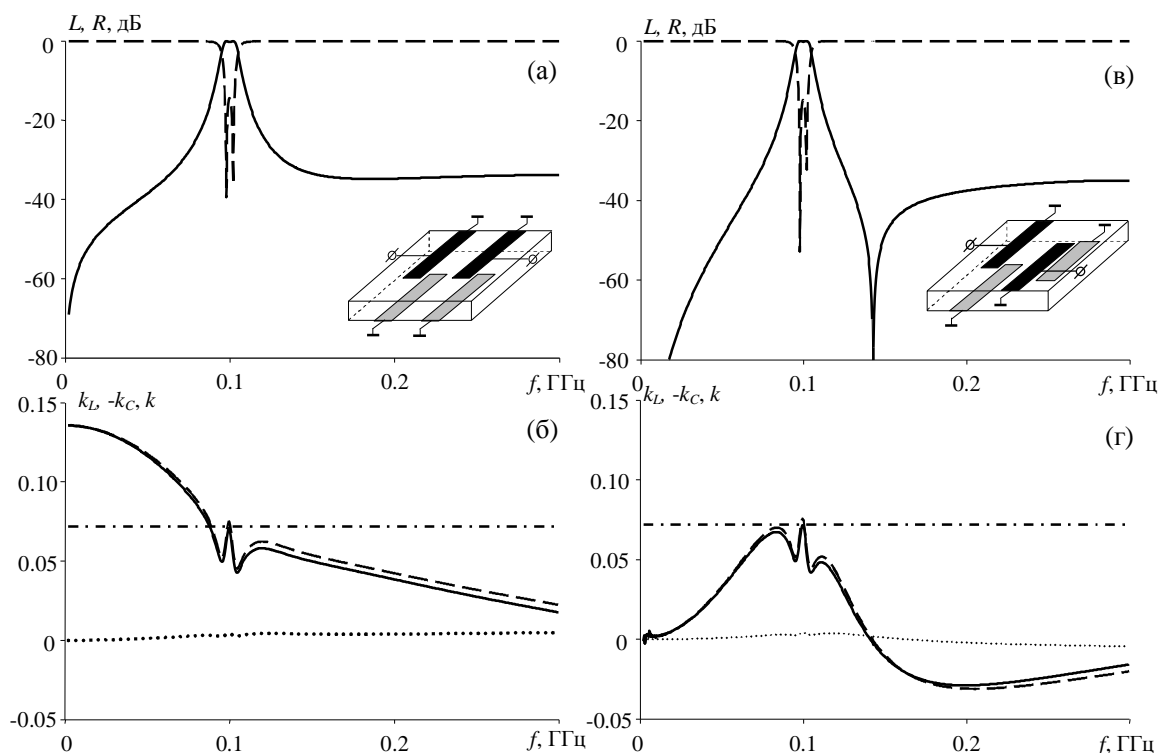


Рис. 5. АЧХ – (а, в) и частотные зависимости коэффициентов связи – (б, г) фильтров на сонаправленных и встречно-направленных резонаторах, соответственно.

Действительно, для встречно-направленных резонаторов коэффициент полной связи равен нулю на частоте, где емкостное и индуктивное взаимодействия компенсируют друг друга, и на АЧХ наблюдается полюс затухания. Более высокая крутизна склонов АЧХ при этом объясняется не только близостью модулей коэффициентов емкостной и индуктивной связи за пределами полосы пропускания, но и их малой величиной, особенно в низкочастотной области. Данный факт можно объяснить тем, что на низких частотах в конструкции на встречно-направленных резонаторах токи в полосковых проводниках резонаторов текут встречно, в результате чего индуктивное взаимодействие проводников существенно меньше, чем в случае сонаправленных резонаторов. Важно отметить, что наблюдаемая высокая симметрия формы АЧХ в области полосы пропускания обоих фильтров относительно вертикальной оси, проведенной через ее центр, объясняется расположением максимума модуля k в середине полосы пропускания [11].

В четвертой части описаны конструкции фильтров на модифицированном резонаторе (рис.6б), который, в отличие от базового (рис.6а), образован тремя параллельными полосковыми проводниками (1-3 и 4-6).

В такой конструкции полосковые проводники припаиваются к корпусу-экрану с одной стороны подложки, что более удобно при настройке фильтра.

Также особенностью описанной конструкции является то, что она допускает большое разнообразие способов подключения ее к внешним линиям. От способа же подключения зависит распределение токов и напряжений по длине полосковых проводников на частотах вне резонансов, а вместе с этим и характер частотных зависимостей коэффициентов связи между резонаторами. Последнее обстоятельство позволяет увеличить подавление в заданных диапазонах полос заграждения, используя правильный выбор варианта подключения фильтра. Кроме того, не всегда схемное решение позволяет заземлять цепи подключения фильтра. В предлагаемой конструкции эта проблема решается выбором нужного способа подключения.

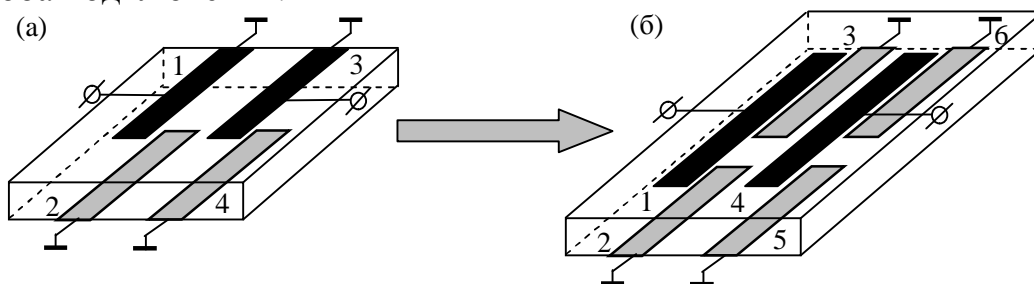


Рис. 6. Конструкции двухзвенных фильтров на базовом (а) и модифицированном (б) резонаторах.

В пятой части обсуждается способ уменьшения взаимодействия резонаторов. Показано, что взаимодействие между резонаторами можно существенно ослабить, установив между ними замкнутые на экран с обоих концов полосковые проводники (3 и 4), как показано на рис. 7а. Благодаря этим проводникам происходит частичная экранировка полей резонаторов друг от друга и существенное ослабление взаимодействия между ними. Как следствие ширина полосы пропускания такого фильтра в несколько раз меньше, чем у фильтра-прототипа (рис. 6а) при тех же конструктивных параметрах. Кроме того, важным достоинством является наличие двух полюсов затухания, расположенных симметрично по обе стороны от полосы пропускания, которые улучшают частотно-селективные свойства фильтра.

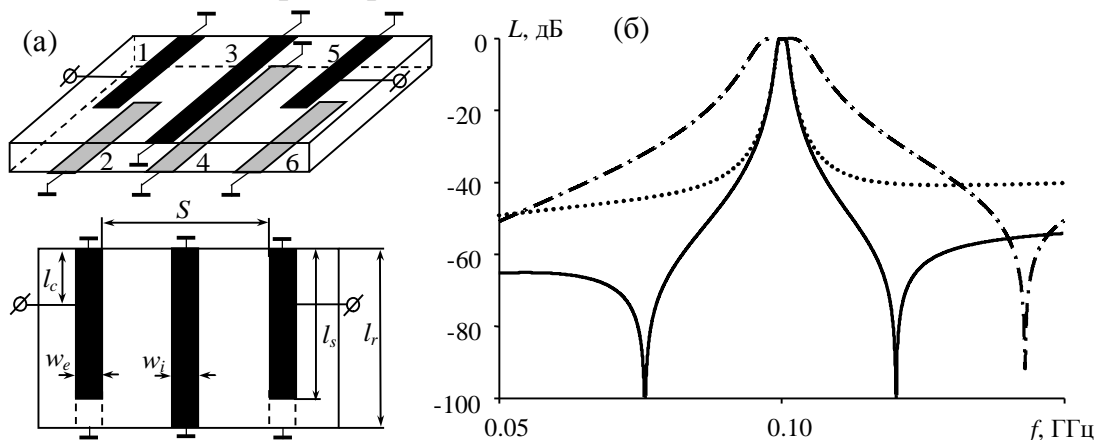


Рис. 7. Улучшенная конструкция фильтра на сонаправленных резонаторах (а). АЧХ двухзвенных фильтров (б).

Для иллюстрации сказанного на рис. 7б показаны АЧХ двухзвенных фильтров предложенной конструкции на сонаправленных (точки) и встречно-

направленных (сплошная линия) резонаторах рассчитанные в квазистатическом приближении. Здесь же штрихпунктирной линией изображена АЧХ фильтра без дополнительных проводников.

С помощью эквивалентных схем на сосредоточенных элементах проведены исследования зависимости коэффициентов связи резонаторов от конструктивных параметров фильтров. Показано, что, как и в конструкции фильтра прототипа, коэффициент индуктивной связи существенно преобладает над коэффициентом емкостной связи, при этом они имеют разные знаки. Величина полной связи резонаторов также практически не зависит от их взаимной ориентации.

Таким образом, показано, что на основе такой конструкции можно изготавливать миниатюрные узкополосные фильтры с высокими частотно-селективными свойствами.

В четвертой главе с использованием одномерных моделей и квазистатического приближения проведены исследования селективных свойств полосковых структур на подвешенной подложке, резонаторы которых образованы сонаправленными полосковыми проводниками. На основе данной конструкции можно реализовать узкополосные фильтры, обладающие высокими селективными свойствами даже в метровом диапазоне длин волн, при этом требуются очень узкие зазоры между резонаторами, что обеспечивает высокую миниатюрность фильтров. Кроме того, особенности конструкции таких фильтров позволяют использовать их в качестве селективных элементов гибридных СВЧ-схем.

В первой части описывается устройство исследуемой конструкции двухзвенного фильтра на подвешенной подложке, резонаторы которого образованы сонаправленными полосковыми проводниками (1-2 и 3-4), как показано на рис. 8а.

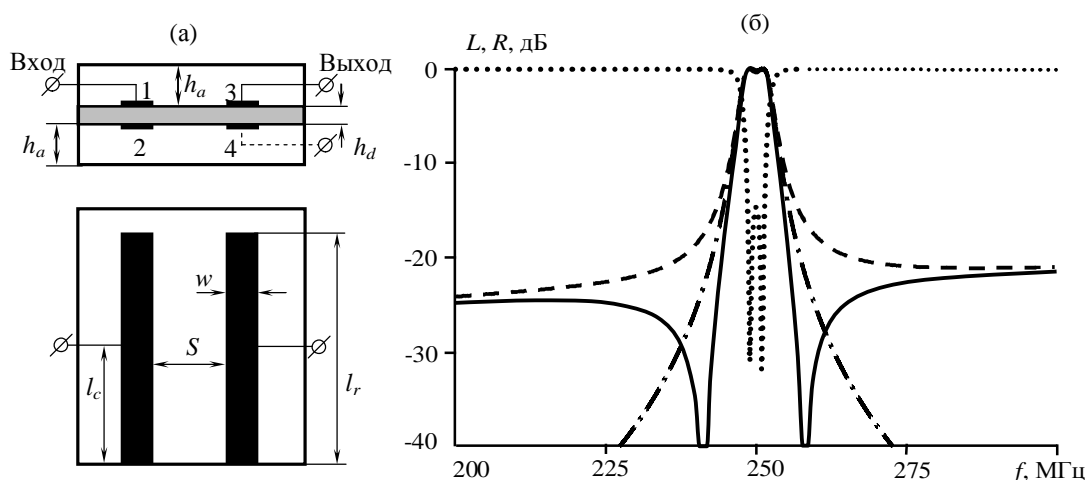


Рис. 8. Конструкция исследуемого полоскового фильтра (а) и его АЧХ (б) при диагональном (сплошная линия) и смежном (пунктирная линия) подключении; штрихпунктирная линия – АЧХ фильтра, описанного в третьей главе.

В такой конструкции фильтра входная и выходная линии передачи подключаются кондуктивно к полосковым проводникам резонаторов либо смежно (проводники 1-3), либо диагонально (проводники 1-4). При этом ширина и цен-

тральная частота полосы пропускания фильтров не зависят от способа подключения внешних линий, однако в полосах заграждения АЧХ радикально различаются (рис. 8б). В отличие от смежного при диагональном подключении внешних линий на АЧХ устройства вблизи полосы пропускания по обе стороны от нее наблюдаются полюсы затухания, существенно повышающие избирательность фильтра. На этом же рисунке приведен график прямых потерь для фильтра на встречно-направленных резонаторах, образованных встречно-направленными полосковыми проводниками (рис. 1б). Фильтр настраивался на ту же полосу пропускания и центральную частоту, при этом требовались существенно большие зазоры между резонаторами, но меньшая длина полосковых проводников.

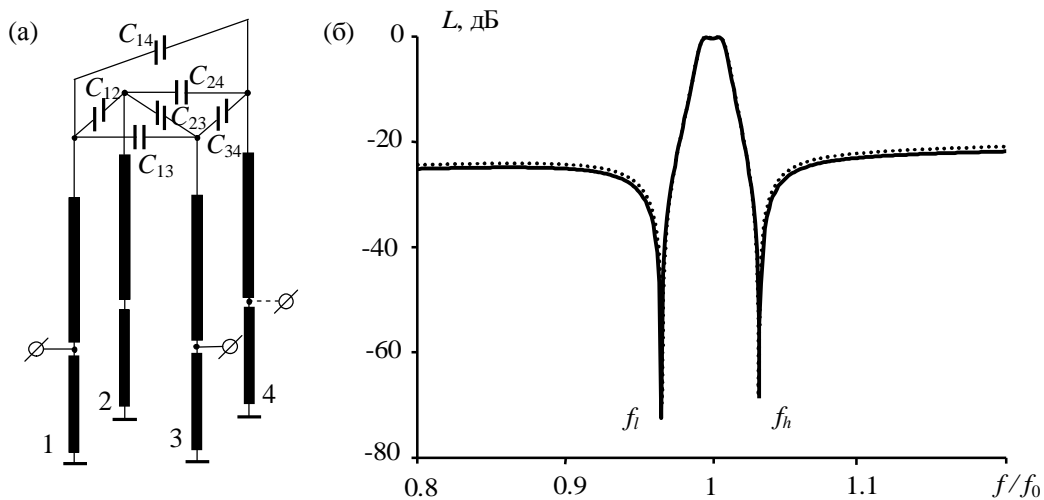


Рис. 9. Эквивалентная схема (а); (б) - АЧХ фильтра, рассчитанные в квазистатическом приближении (сплошная линия) и на основе эквивалентной схемы (точки).

Во второй части представлены основные результаты исследований резонансных коэффициентов связи. Для их расчета была разработана эквивалентная схема (рис. 9а) на сосредоточенных емкостных C_{ij} и индуктивных L_{ij} элементах (не подписаны). В силу симметрии конструкции $C_{12}=C_{34}$, $C_{13}=C_{24}$, $C_{14}=C_{23}$, а $L_{12}=L_{34}$, $L_{13}=L_{24}$, $L_{14}=L_{23}$. Адекватность эквивалентной схемы подтверждается практически полным совпадением ее АЧХ с АЧХ исследуемой конструкции, рассчитанных в квазистатическом приближении, причем даже в области частот, значительно удаленных от полосы пропускания (рис. 9б).

Определив для эквивалентной схемы собственные частоты четных и нечетных колебаний сначала для случая только индуктивного взаимодействия резонаторов ($C_{13}=0$, $C_{14}=0$), а затем для случая только емкостного ($L_{13}=0$, $L_{14}=0$):

$$\begin{cases} \omega_{oL}^{-2} = 2C_{12}[(L_1 - L_{12}) - (L_{13} - L_{14})] \\ \omega_{eL}^{-2} = 2C_{12}[(L_1 - L_{12}) + (L_{13} - L_{14})] \end{cases} \quad \begin{cases} \omega_{oC}^{-2} = 2(C_{12} + C_{13})(L_1 - L_{12}) \\ \omega_{eC}^{-2} = 2(C_{12} + C_{14})(L_1 - L_{12}) \end{cases}, \quad (10)$$

были получены коэффициенты индуктивной и емкостной связи:

$$k_L = \frac{\omega_{oL}^2 - \omega_{eL}^2}{\omega_{oL}^2 + \omega_{eL}^2} = \frac{L_{13} - L_{14}}{L_1 - L_{12}}, \quad k_C = \frac{\omega_{oC}^2 - \omega_{eC}^2}{\omega_{oC}^2 + \omega_{eC}^2} = -\frac{C_{13} - C_{14}}{2C_{12} + C_{13} + C_{14}}. \quad (11)$$

Полный коэффициент связи k вычислялся по формуле (2).

Из полученных выражений видно, что на частотах полосы пропускания взаимная индуктивность проводников резонатора L_{12} уменьшает его полную индуктивность и, как следствие повышает резонансные частоты. Также видно, что индуктивные связи между диагональными L_{14} и смежными L_{13} проводниками резонаторов имеют разные знаки, что уменьшает полную индуктивную связь между резонаторами в отличие от структуры, рассмотренной в третьей главе. Кроме того, коэффициенты индуктивной и емкостной связи резонаторов имеют разные знаки. Это также приводит к уменьшению полной связи.

Представляет интерес сравнить величину коэффициентов связи резонаторов на подвешенной подложке, которые состоят из встречно-направленных и из сонаправленных полосковых проводников. Для этого сравним данные, полученные в третьей главе, с результатами расчетов по формуле (4.2) при одинаковых конструктивных параметрах обеих структур.

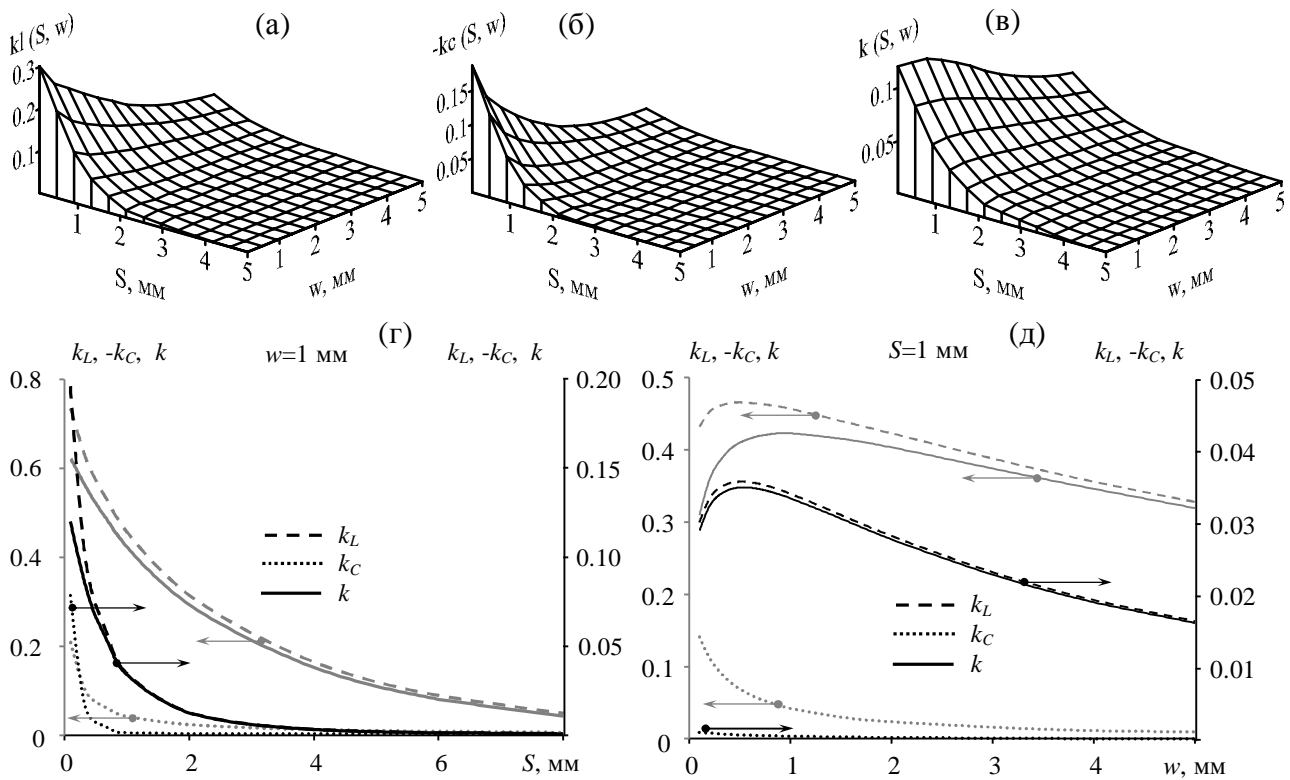


Рис. 10. Зависимости коэффициентов связи от величины зазора между резонаторами S и ширины полосковых проводников w .

На рис. 10а-в и рис. 11а-в приведены соответствующие графики зависимостей коэффициентов индуктивной, емкостной полной связи резонаторов от конструктивных параметров структуры на сонаправленных проводниках. Ниже (рис. 10г,д и рис. 11г,д) для наглядности те же зависимости (обозначены черным цветом) при фиксированных значениях конструктивных параметров совмещены с соответствующими данными, полученными в третьей главе (обозначены серым цветом). При построении графиков, приведенных на рис. 10, были зафиксированы следующие параметры: расстояние от подложки до экрана $h_a=5$ мм и диэлектрическая проницаемость подложки $\epsilon=80$. Для расчетов, пред-

ставленных на рис. 11, фиксировались ширина полосковых проводников и зазор между ними $w=S=1$ мм.

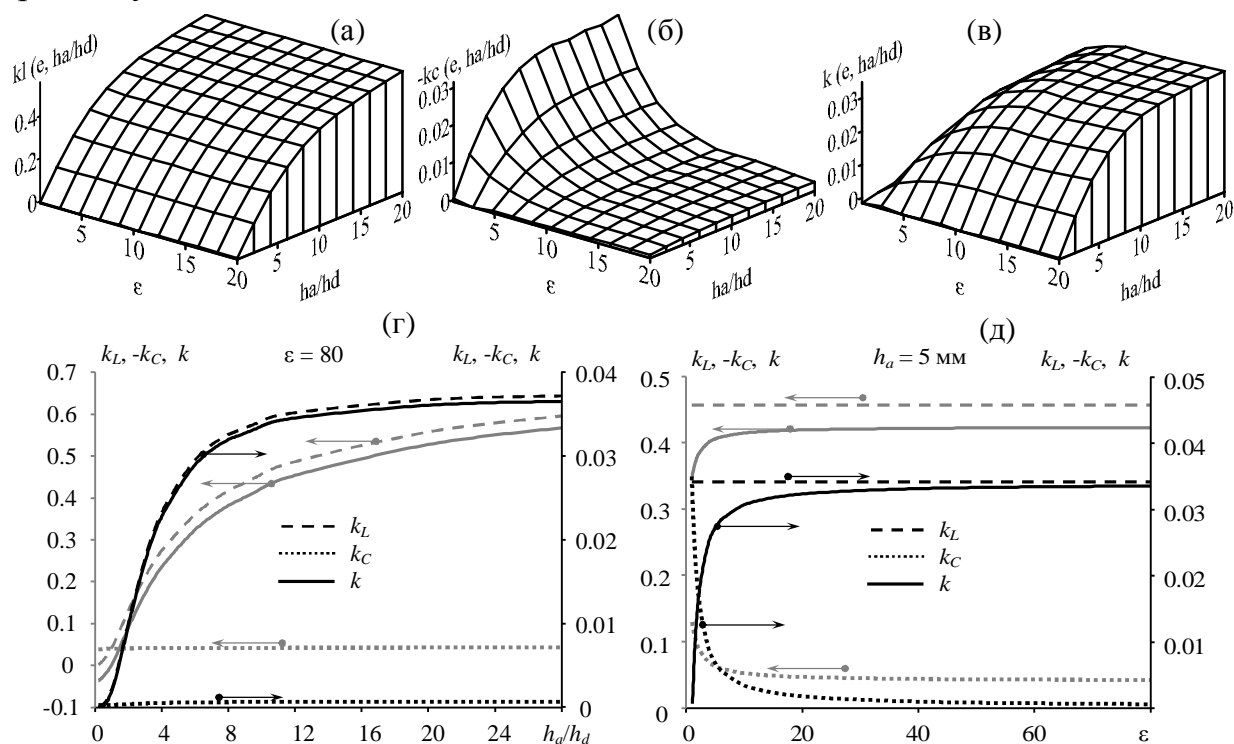


Рис. 11. Зависимости коэффициентов связи от высоты экрана h_a и диэлектрической проницаемости подложки ϵ .

Из приведенных графиков видно, что поведение коэффициентов связи резонаторов обеих структур при варьировании конструктивных параметров имеет схожий характер. Отметим лишь, что в обоих случаях коэффициент индуктивной связи при любых конструктивных параметрах существенно превосходит коэффициент емкостной связи. Однако важно то, что коэффициент полной связи структуры на резонаторах из сонаправленных полосковых проводников в среднем на порядок ниже, чем у структуры на встречно-направленных проводниках при любых конструктивных параметрах устройств. Это позволяет при тех же зазорах изготавливать на таких конструкциях более узкополосные фильтры.

В третьей части представлены результаты исследования частотно-зависимых коэффициентов связи. Для этого в квазистатическом приближении были рассчитаны распределения комплексных амплитуд высокочастотных токов $I_i(x)$ и напряжений $U_i(x)$ по длине каждого из четырех полосковых проводников ($i=1\div 4$) рассматриваемой структуры, в выбранном диапазоне частот. Для расчета энергий магнитных (E_{1L} , E_{2L}) и электрических (E_{1C} , E_{2C}) полей, запасаемых первым и вторым резонатором в отдельности, и для энергий магнитных E_{12L} и электрических E_{12C} полей, запасаемых резонаторами совместно, были получены соответствующие выражения.

$$E_{1L} = \frac{1}{2} \int_0^{l_r} \left\{ L_1 [I_1^2(x) + I_2^2(x)] - 2L_{12} |I_1(x)I_2(x)| \right\} dx,$$

$$E_{2L} = \frac{1}{2} \int_0^{l_r} \left\{ L_1 [I_3^2(x) + I_4^2(x)] - 2L_{12} |I_3(x)I_4(x)| \right\} dx,$$

(12)

$$E_{1C} = \frac{1}{2} \int_0^{l_r} (2C_{12} + C_{13} + C_{14}) [U_1^2(x) + U_2^2(x)] dx,$$

$$E_{2C} = \frac{1}{2} \int_0^{l_r} (2C_{12} + C_{13} + C_{14}) [U_3^2(x) + U_4^2(x)] dx.$$

$$E_{12L} = Im \int_0^{l_r} \left\{ L_{13} [I_1(x)I_3^*(x) + I_2(x)I_4^*(x)] - \right. \\ \left. - L_{14} [I_1(x)I_4^*(x) + I_2(x)I_3^*(x)] \right\} dx,$$

(13)

$$E_{12C} = Im \int_0^{l_r} \left\{ C_{13} [U_1(x)U_3^*(x) + U_2(x)U_4^*(x)] - \right. \\ \left. - C_{14} [U_1(x)U_4^*(x) + U_2(x)U_3^*(x)] \right\} dx.$$

В приведенных формулах L_1 – погонная индуктивность уединенной полосковой линии, L_{ij} и C_{ij} – погонные взаимные индуктивности и взаимные емкости связанных полосковых линий, а знак звездочка означает операцию комплексного сопряжения.

Используя выражения (12, 13), а также выражения (2, 3) были вычислены частотно-зависимые коэффициенты связи резонаторов. На рис. 12 в широком диапазоне частот представлены АЧХ исследуемых двухзвенных фильтров для случая диагонального (а) и смежного (б) подключения их к внешним линиям передачи. Ниже (в, г) представлены частотные зависимости коэффициентов емкостной (точки), индуктивной (штриховая линия) и полной (сплошная линия) связи резонаторов, вычисленные по формулам (2-3, 12-13). Штрихпунктирными линиями отмечены уровни "резонансных" коэффициентов связи, рассчитанных по формуле (1), которые, как видно, совпадают с частотно-зависимыми коэффициентами полной связи на центральной частоте полосы пропускания каждого из фильтров.

Видно, что при смежном подключении резонаторов к линиям передачи коэффициент полной связи равен нулю только на одной частоте (рис 12г), где емкостное и индуктивное взаимодействия компенсируют друг друга. Именно на этой частоте на АЧХ наблюдается полюс затухания (рис. 12б). При диагональном подключении резонаторов коэффициент полной связи обращается в нуль уже на трех частотах, где емкостное и индуктивное взаимодействия компенсируют друг друга, создавая тем самым на этих частотах дополнительные полюса затухания вблизи полосы пропускания фильтра. Высокая симметрия формы АЧХ вблизи полосы пропускания исследуемых фильтров относительно вертикальной оси, проведенной через ее центр, объясняется расположением максимума модуля k в середине полосы пропускания и соответствующей симметрией полного коэффициента связи резонаторов.

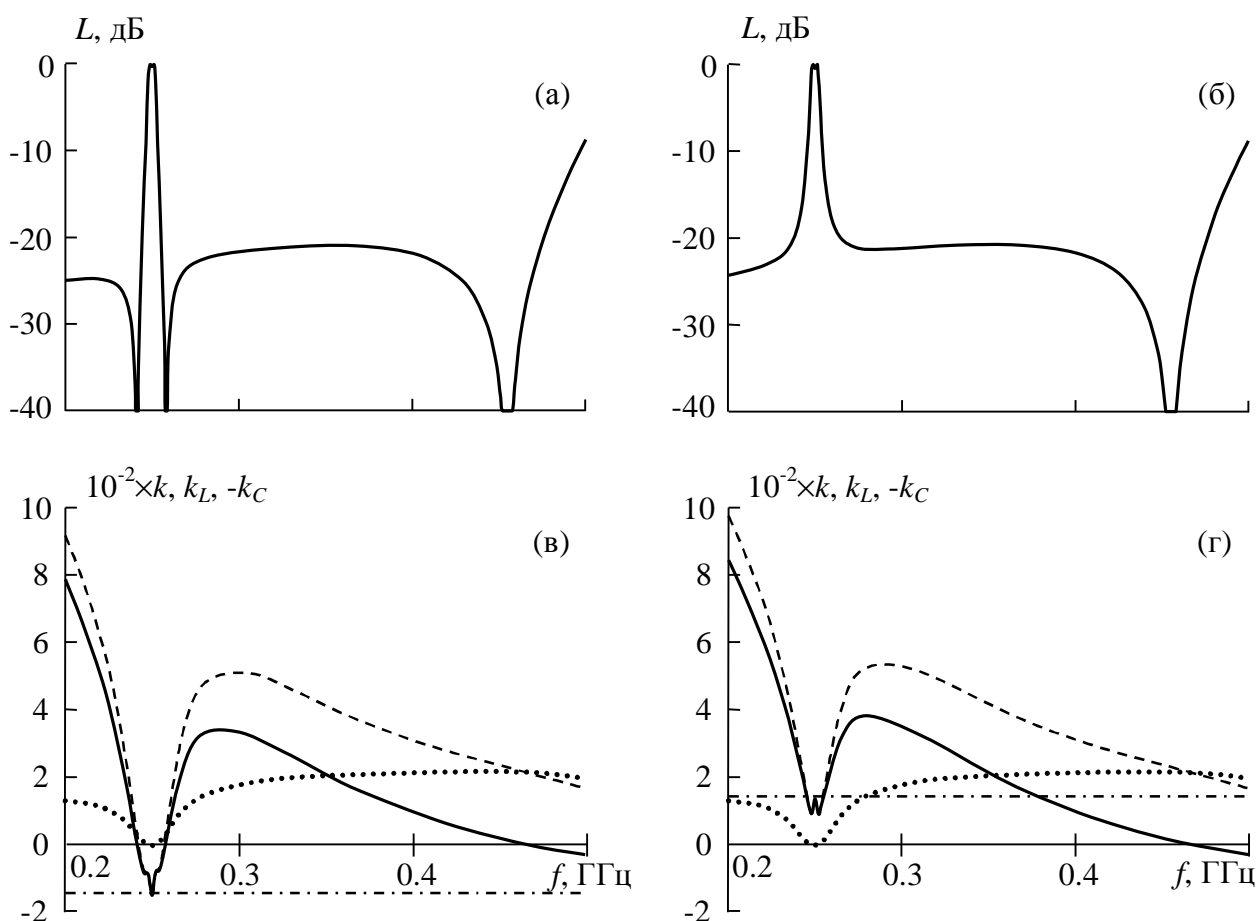


Рис. 12. АЧХ (а, б) и частотные зависимости коэффициентов связи (в, г) при диагональном (а, в) и смежном (б, г) подключении к линиям передачи.

Необходимо отметить и тот факт, что при смежном подключении фильтра оба коэффициента $k_L(f)$ и $k_C(f)$ сохраняют свои знаки во всей исследуемой области частот, в то время как при диагональном подключении эти коэффициенты изменяют свои знаки дважды. А это означает, что существуют не только частоты полюсов затухания, когда коэффициент полной связи обращается в нуль, но и частоты, на которых исчезает отдельно либо емкостное, либо индуктивное взаимодействие сонаправленных полосковых резонаторов на подвешенной подложке.

Полюса затухания на АЧХ микрополосковых структур, как правило, обусловлены либо взаимной компенсацией индуктивного и емкостного взаимодействия, либо резонансами, для которых на выходе структуры наблюдается узел высокочастотного напряжения. В рассмотренной полосковой структуре на подвешенной подложке полюса затухания на АЧХ также обусловлены взаимной компенсацией индуктивного и емкостного взаимодействия всех четырех полосковых проводников. Однако как показали исследования полюса, существующие при диагональном подключении структуры к линиям передачи, остаются, даже если в расчете исключить одно из взаимодействий – емкостное или индуктивное. В этом случае положения полюсов соответствуют частотам, на которых компенсируют друг друга, соответственно, либо индуктивные взаимодействия четырех полосковых проводников резонаторов, либо емкостные.

Частоты полюсов затухания f_l и f_h в аналитическом виде можно получить из анализа эквивалентной схемы полосковой структуры (рис. 9а), исключив в ней сначала только индуктивное взаимодействие резонаторов ($L_{12}=L_{13}=L_{14}=0$), а затем – только емкостное ($L_{12}=C_{13}=C_{14}=0$). Для диагонального подключения структуры к линиям передачи в первом случае получаем:

$$f_{l,h} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{(C_{12} + C_{14})(C_{13} + C_{14}) \pm \sqrt{(C_{12}^2 - C_{14}^2)(C_{13}^2 - C_{14}^2)}}{2L_1(C_{12} + C_{13})(C_{12} + C_{14})(C_{13} + C_{14})}},$$

а во втором случае:

$$f_{l,h} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1(L_{13} + L_{14}) \pm \sqrt{(L_{13}^2 - L_{14}^2)(L_1^2 + 2L_{13}L_{14} - 2L_{14}^2)}}{2C_{12}(L_{13} + L_{14})(L_1 + L_{13} - L_{14})(L_1 - L_{13} + L_{14})}}.$$

Знаки плюс и минус перед радикалом в формулах отвечают частотам f_h и f_l , вычисленные значения которых через погонные параметры L_{ij} и C_{ij} , найденные в квазистатическом приближении, хорошо согласуются с частотами полюсов, наблюдаемых на АЧХ соответствующих полосковых структур.

В четвертой части обсуждается возможность использования фильтров на основе исследуемой структуры в качестве селективных элементов гибридных интегральных СВЧ-схем. Показано, во-первых, что для таких конструкций фильтров не требуется экранировка, так как для обеспечения нужной полосы пропускания требуются очень узкие зазоры; во-вторых, что данные фильтры удобно располагать вертикально, относительно плоскости основания интегральной схемы. Это значительно уменьшает занимаемую ими площадь.

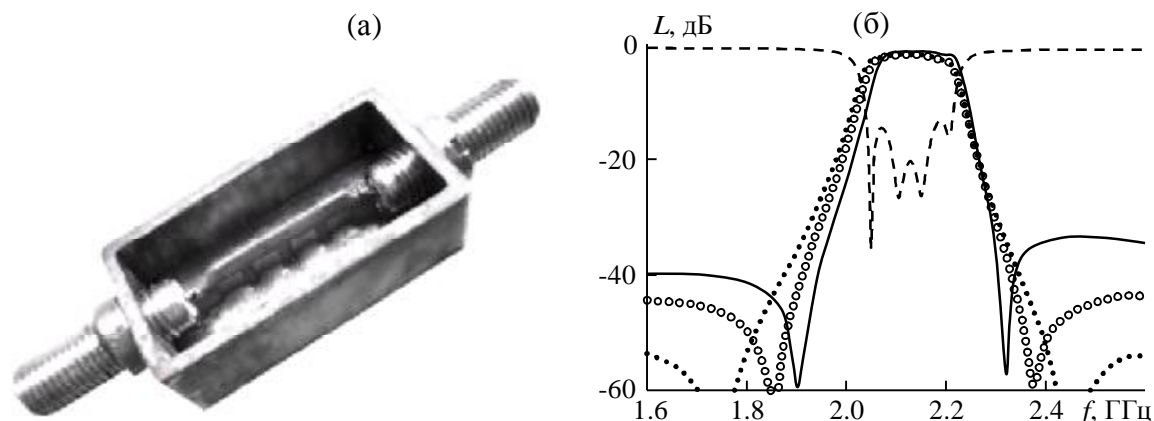


Рис. 13. Фотография четырехрезонаторного полоскового фильтра (а) и его АЧХ (б).

Для подтверждения сказанного были изготовлены макеты четырехзвенных фильтров исследуемой конструкции. На рис. 13а представлена фотография экспериментального макета четырехзвенного фильтра с центральной частотой полосы пропускания $f_0 \approx 2.2$ ГГц и ее относительной шириной $\Delta f/f_0 = 8.5\%$. Фильтр был изготовлен на подложке из керамики ТБНС ($\epsilon = 80$) толщиной $h = 0.5$ мм. Площадь подложки фильтра всего 4.5×16.3 мм².

На рис. 13б сплошной линией показана рассчитанная АЧХ фильтра, а белыми точками измеренная после его изготовления. Штриховой линией показана измеренная частотная зависимость обратных потерь. Здесь же приведена АЧХ

фильтра без экранирующего корпуса (черные точки). Видно, что корпус оказывает незначительное влияние на положение и ширину полосы пропускания, однако без него затухание в полосах заграждения существенно больше.

В заключении сформулированы основные результаты и выводы по диссертационной работе.

В приложении приведены одномерные модели двухзвенных фильтров на резонаторах из встречно-направленных полосковых проводников, а также модуль программы для расчета частотно-зависимых коэффициентов связи резонаторов этих же структур.

ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ РАБОТЫ

1. На основе одномерных квазистатических моделей созданы программы анализа конструкций фильтров на подвешенной подложке, позволяющие рассчитывать амплитудно-частотные характеристики, которые хорошо согласуются с экспериментальными.

2. Разработанные эквивалентные схемы на сосредоточенных элементах позволили получить аналитические выражения, описывающие взаимодействие резонаторов в полосковых структурах на частотах первой полосы пропускания. Показано, что абсолютная величина индуктивной связи всегда преобладает над емкостной, к тому же они имеют разные знаки.

3. На основе модифицированного энергетического подхода получены выражения для расчета частотно-зависимых коэффициентов связи резонаторов и написаны программы их численного анализа.

4. Показано, что наблюдаемые на АЧХ исследуемых конструкций фильтров полюса затухания являются точками взаимной компенсации индуктивных и емкостных взаимодействий, однако они могут образовываться даже при отсутствии емкостного взаимодействия между резонаторами вследствие взаимной компенсации индуктивных связей четырех полосковых проводников резонаторов.

5. Разработан способ уменьшения взаимодействия резонаторов в конструкциях полосковых фильтров на подвешенной подложке.

6. Предложены новые конструкции полосковых фильтров на подвешенной подложке, которые обладают улучшенными электрическими характеристиками и могут использоваться в качестве частотно-селективных элементов гибридных СВЧ-схем.

ЦИТИРОВАННАЯ ЛИТЕРАТУРА

1. Александровский А.А., Беляев Б.А., Лексиков А.А. // Радиотехника и электроника. - 2003. - Том 48, №4. - С. 398–405.
2. Беляев Б.А., Лексиков А.А., Тюрнев В.В., Казаков А.В. // Патент РФ №2237320, Бюл. №27, 2004.
3. Zhang Y., Zaki K.A., Piloto A.J., Tallo J. // IEEE Trans. Microwave Theory & Tech. - 2006. - Vol. 54, №8. - P. 3370-3378.
4. Беляев Б.А., Лексиков А.А., Казаков А.В., Тюрнев В.В. // Труды международной конференции "Электронные средства и системы управления". – Томск, 2004. - С. 27.
5. Лексиков А.А., Сухин Ф.Г. // Труды 16-й Международной Крымской конференции "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии". – Севастополь, 2006. - С. 563-654.
6. Беляев Б.А., Лалетин Н. В., Лексиков А. А., Сержантов А. М. // Радиотехника и электроника. - 2003. - Т. 48, №1. - С. 39-46.
7. Беляев Б.А., Лалетин Н. В., Лексиков А.А. // Радиотехника и электроника. - 2002. - Т. 47, №1. - С. 14-23.
8. Беляев Б.А., Сержантов А.М. // Радиотехника и электроника. - 2004. - Т. 49, №1. - С. 24-31.
9. Беляев Б.А., Сержантов А.М. // Радиотехника и электроника. - 2004. - Т. 49. - 49, №3. - С. 300-307.
10. Беляев Б.А., Титов М.М., Тюрнев В.В. // Известия вузов. Радиофизика. - 2000. - №8. - С. 722-727.
11. Тюрнев В.В., Беляев Б.А. // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. - 1992. - Вып. 4 (448). - С. 23-27.

ОСНОВНЫЕ ПУБЛИКАЦИИ ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ

1. Бальва Я.Ф., Сержантов А.М. Широкополосный микрополосковый полосно-пропускающий фильтр // Сборник научных трудов «Современные проблемы радиоэлектроники». - Красноярск, 2006. - С. 152-154.
2. Бальва Я.Ф., Сержантов А.М. Микрополосковый широкополосный полосно-пропускающий фильтр на многомодовом резонаторе // Тезисы докладов всероссийской научно-практической конференции «Актуальные проблемы авиации и космонавтики». - Красноярск, 2006. - С. 81-82.
3. Беляев Б.А., Бальва Я.Ф., Сержантов А.М. Полосно-пропускающий фильтр на четвертьволновых полосковых сонаправленных резонаторах // Труды международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления». – Томск, 2007. - С. 60-62.
4. Бальва Я.Ф., Сержантов А.М. Полосковый полосно-пропускающий фильтр для гибридных интегральных схем СВЧ // Сборник научных трудов «Современные проблемы радиоэлектроники». – Красноярск, 2007. - С. 263-265.
5. Бальва Я.Ф., Сержантов А.М. Исследование селективных свойств полоскового фильтра на подвешенной подложке // Труды 3-й Международной Крым-

ской конференции «Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций». – Севастополь, 2007. - С. 110.

6. Беляев Б.А., Бальва Я.Ф., Сержантов А.М., Изотов А.В. Исследование коэффициентов связи резонаторов в полосковом фильтре на подвешенной подложке // Труды 17-й Международной Крымской конференции «СВЧ – техника и телекоммуникационные технологии». – Севастополь, 2007. - С. 506-507.

7. Беляев Б.А., Бальва Я.Ф., Сержантов А.М. Исследование коэффициентов связи резонаторов в полосковых фильтрах на подвешенной подложке // Радиотехника и электроника. - 2008. – Т. 53, № 4. - С. 432-440.

8. Бальва Я.Ф., Сержантов А.М. Коэффициенты связи резонаторов в миниатюрных конструкциях фильтров на подвешенной подложке // Труды 18-й Международной Крымской конференции «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии». - Севастополь, 2008. - С. 531-532.

9. Бальва Я.Ф., Беляев Б.А., Сержантов А.М., Лексиков А.А., Сухин Ф.Г. Полуволновый полосковый резонатор и фильтр на его основе // Известия ВУЗ-ов ФИЗИКА. - 2008. – Т. 51, №9/2. - С. 146-149.

10. Бальва Я.Ф., Сержантов А.М. Исследование коэффициентов связи резонаторов полоскового фильтра на подвешенной подложке // Сборник научных трудов «Современные проблемы радиоэлектроники». – Красноярск, 2009. - С.70-73.

11. Бальва Я.Ф., Сержантов А.М., Волошин А.С. Исследование коэффициентов связи полосковых резонаторов в фильтре на подвешенной подложке // Труды 19-й Международной Крымской конференции «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии». – Севастополь, 2009. - С. 517-518.

Бальва Ярослав Федорович
Исследование частотных зависимостей коэффициентов связи
полосковых резонаторов на подвешенной подложке.
Автореферат диссертации на соискание учёной степени кандидата
физико-математических наук.

Подписано в печать 20.05.2010 г. Формат 60×84/16

Тираж 70 экз., усл. печ. л. 1. Заказ №14.

Отпечатано в типографии Института физики СО РАН
660036, Красноярск, Академгородок 50, стр. 38, ИФ СО РАН