

ЭЛЕКТРОДИНАМИКА
И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

УДК 621.372.543.2

ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЙ ФИЛЬТР
СО СВЕРХШИРОКОЙ ПОЛОСОЙ ЗАГРАЖДЕНИЯ
НА МИНИАТЮРИЗОВАННЫХ КООКСИАЛЬНЫХ РЕЗОНАТОРАХ

© 2013 г. Б. А. Беляев^{1–3}, А. А. Лексиков^{1–3}, А. М. Сержантов^{1,2}, В. В. Тюрнев^{1,2},
Я. Ф. Бальва^{1,3}, Ан. А. Лексиков¹

¹Институт физики им. Л.В. Киренского,

Российская Федерация, 660036 Красноярск, Академгородок, 50

²Сибирский федеральный университет,

Российская Федерация, 660074 Красноярск, ул. Киренского, 26

³Сибирский государственный аэрокосмический университет,

Российская Федерация, 660014 Красноярск, пр. им. газеты “Красноярский рабочий”, 31

E-mail: belyaev@iph.krasn.ru

Поступила в редакцию 13.02.2012 г.

Теоретически изучены свойства миниатюрного коаксиального резонатора нового типа и показана возможность не только значительного понижения в нем первой резонансной частоты относительно второй, но и существенного уменьшения размеров по сравнению с традиционным четвертьволновым коаксиальным резонатором с диэлектрическим заполнением. На основе исследованного резонатора спроектирован и изготовлен полосно-пропускающий фильтр четвертого порядка, в котором полоса заграждения по уровню не хуже –90 дБ простирается до частоты, в 47 раз превышающей центральную частоту полосы пропускания. Получено хорошее согласие амплитудно-частотных характеристик, рассчитанных и измеренных на изготовленных макетах фильтров.

DOI: 10.7868/S0033849413020022

ВВЕДЕНИЕ

Совершенствование систем беспроводной связи и радиолокации, предназначенных для работы в условиях высокого уровня помех, требует разработки новых миниатюрных полосно-пропускающих фильтров с улучшенными частотно-селективными свойствами. В таких устройствах важно не только понизить уровень прохождения мощности в полосах заграждения выше и ниже полосы пропускания, но и одновременно увеличить ширину высокочастотной полосы заграждения. Однако известно, что селективные свойства фильтров существенно ухудшаются из-за паразитных полос пропускания, возникающих в областях резонансных частот высших мод колебаний резонаторов, из которых построены конструкции фильтров.

В классических СВЧ-фильтрах, резонаторы которых выполнены в виде полуволновых или четвертьволновых отрезков линии передачи, вторая (паразитная) полоса пропускания находится приблизительно на частоте $2f_0$ или $3f_0$, где f_0 – центральная частота полосы пропускания фильтра. При этом ширина высокочастотной полосы

заграждения либо меньше октавы, либо немногим больше октавы.

Известно несколько способов, позволяющих расширить высокочастотную полосу заграждения, и тем самым улучшить селективные свойства фильтра. Один из них заключается в использовании резонаторов со скачком волнового сопротивления (СВС), у которых резонансная частота второй моды колебаний многократно выше частоты первой моды. Фильтры на резонаторах с СВС могут быть выполнены как в микрополосковом [1–3], так и в коаксиальном [4–6] исполнении. Однако расширить высокочастотную полосу заграждения удается не только в фильтрах на резонаторах с СВС, но и на резонаторах с плавным изменением волнового сопротивления [7].

Для улучшения параметров полосы заграждения используют также более сложные резонаторы, содержащие либо различные нерегулярности в виде шлейфов или встречно-штыревых структур [8–10], либо “дефекты” в виде щелей в заземляемых экранирующих проводниках планарных конструкций [11, 12]. В таких конструкциях уменьшается уровень прохождения СВЧ-мощности на высших резонансах, что позволяет суще-

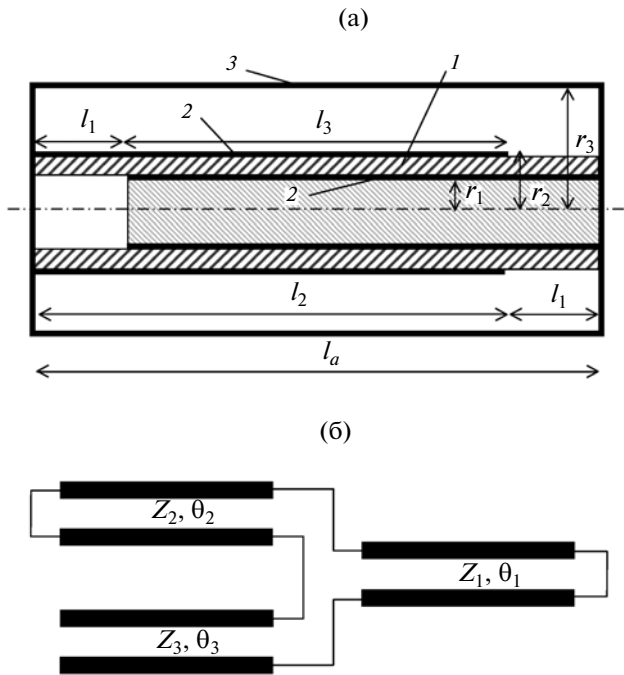


Рис. 1. Конструкция миниатюризованного коаксиального резонатора (а): 1 – диэлектрическая трубка; 2 – проводники; 3 – металлический корпус, и его эквивалентная схема (б).

ственно увеличить ширину полосы заграждения, однако при сравнительно невысоком уровне подавления в ней. Например, в конструкции, представленной в работе [10], авторам удалось высокочастотный край полосы заграждения приблизить к частоте почти $9.5f_0$, но при уровне затухания в ней всего -20 дБ. В оригинальных конструкциях миниатюрных фильтров, использующих резистивные пленочные элементы для подавления добротности резонансов высших мод колебаний [13, 14], высокочастотный край полосы заграждения простирается до частоты $12.5f_0$, причем уже по уровню -30 дБ. Однако для современных систем связи и радиолокации зачастую требуется не только более протяженная высокочастотная полоса заграждения, но и существенно более высокое подавление СВЧ-мощности в ней.

Многokратно улучшить параметры высокочастотной полосы заграждения полосно-пропускающих фильтров позволяет конструкция миниатюризованного коаксиального резонатора нового типа, предложенная в [15, 16].

В данной работе проведен анализ такого коаксиального резонатора и исследуются селективные свойства фильтров на его основе. Аналогом рассматриваемого устройства можно считать полосковый фильтр на подвешенной подложке с двухсторонним рисунком полосковых проводников [17, 18], который также отличается более высоки-

ми частотно-селективными свойствами по сравнению с описанными выше фильтрами, но значительно уступает конструкции на исследуемых коаксиальных резонаторах.

1. КОНСТРУКЦИЯ И СВОЙСТВА МИНИАТЮРИЗОВАННОГО КОАКСИАЛЬНОГО РЕЗОНАТОРА

Продольный разрез исследуемого резонатора представлен на рис. 1а. Его основой является отрезок диэлектрической трубки (1) длиной l_a из высокочастотной керамики с относительной диэлектрической проницаемостью ϵ_r , внутренняя и внешняя поверхности которой металлизированы (2). При этом цилиндрические проводники резонатора представляют собой коаксиальные тонкостенные металлические трубки (внутренняя диаметром r_1 и внешняя диаметром r_2). Каждая из этих трубок одним концом соединена со стенкой металлического корпуса-экрана (3), имеющего также цилиндрическую форму диаметром r_3 , – одна на правом, а другая на левом торце корпуса. Вторые концы проводников-трубок остаются свободными, при этом они не доходят до торцевых стенок экрана на величину зазора l_1 . Длина области перекрытия цилиндрических проводников l_3 . Отметим, что внутренний проводник диэлектрической трубки может быть и сплошным стержнем, занимающим все ее внутреннее пространство на длину l_2 .

При анализе такой конструкции не будем учитывать волны высших типов. В этом случае эквивалентная схема резонатора (рис. 1б) содержит три отрезка двухпроводных линий передачи, соответствующих трем регулярным участкам резонатора длиной l_1 , l_2 и l_3 (см. рис. 1а). Все отрезки соединены последовательно, при этом один из них длиной l_3 имеет разомкнутый конец. Электрические длины этих участков и их волновые сопротивления равны соответственно θ_1 и Z_1 , θ_2 и Z_2 , θ_3 и Z_3 . Отрезки линий передачи длиной l_2 с воздушным заполнением и длиной l_3 с диэлектрическим заполнением являются однородными, поэтому их волны основного типа – поперечные. Отрезок линии длиной l_1 имеет неоднородное воздушно-диэлектрическое заполнение, поэтому волна основного типа в нем является квазипоперечной.

Эффективные диэлектрические проницаемости ϵ_n и волновые сопротивления Z_n ($n = 1, 2, 3$) для волн основного типа в двухпроводных линиях передачи могут быть вычислены по следующим

формулам, полученным в квазистатическом приближении:

$$\varepsilon_1 = \left[\frac{\ln(r_3/r_1)}{\ln(r_2/r_1)/\sqrt{\varepsilon_r} + \ln(r_3/r_2)} \right]^2, \quad (1)$$

$$Z_1 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \left[\frac{\ln(r_2/r_1)}{\sqrt{\varepsilon_r}} + \ln(r_3/r_2) \right],$$

$$\varepsilon_2 = 1, \quad Z_2 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \ln(r_3/r_2), \quad (2)$$

$$\varepsilon_3 = \varepsilon_r, \quad Z_3 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \frac{\ln(r_2/r_1)}{\sqrt{\varepsilon_r}}. \quad (3)$$

Из условия непрерывности токов и напряжений на границах проводников всех регулярных отрезков модели несложно получить следующее уравнение для резонансных частот рассматриваемого коаксиального резонатора:

$$Z_2 \operatorname{tg} \theta_2 + Z_1 \operatorname{tg} \theta_1 - Z_3 \operatorname{ctg} \theta_3 = 0. \quad (4)$$

Уравнение (4) справедливо и для затухающих колебаний. В этом случае все его параметры (θ_n и Z_n) являются комплексными, а их значения могут быть получены из вещественных величин с помощью подстановок

$$\theta_n \rightarrow \theta_n \left(1 - \frac{i}{2Q_{0a}} + \frac{i}{2Q_n} + \frac{i}{2Q_d} \right), \quad (5)$$

$$Z_n \rightarrow Z_n \left(1 + \frac{i}{2Q_n} - \frac{i}{2Q_d} \right).$$

Здесь Q_{0a} – собственная добротность анализируемого резонатора, которую требуется найти из уравнения (4), Q_n – добротность проводников n -го отрезка линии передачи, Q_d – добротность используемого диэлектрического материала.

В квазистатическом приближении параметры Q_n выражаются формулами [19]

$$Q_1 = \frac{2r_3 \ln(r_3/r_1)}{\Delta (1 + r_3/r_1)}, \quad Q_2 = \frac{2r_3 \ln(r_3/r_2)}{\Delta (1 + r_3/r_2)}, \quad (6)$$

$$Q_3 = \frac{2r_2 \ln(r_2/r_1)}{\Delta (1 + r_2/r_1)},$$

где Δ – глубина скин-слоя проводников. Предполагается, что все добротности в (5) и (6) много больше единицы.

Сравним исследуемый миниатюризованный коаксиальный резонатор с обычным четвертьволновым коаксиальным резонатором, заполненным таким же диэлектриком. Сравнение проведем для случая, когда частота первого резонанса фиксирована и равна $f_1 = 100$ МГц, полагая при этом для определенности, что радиусы цилиндрических корпусов-экранов обоих резонаторов $r_3 = 10$ мм, радиусы внутренних проводников $r_2 =$

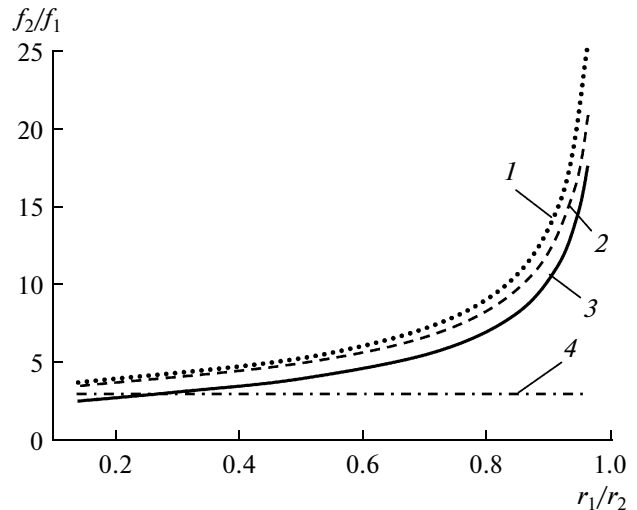


Рис. 2. Зависимости отношения второй резонансной частоты к первой от нормированного на $r_2 = 2.8$ мм радиуса центрального проводника для анализируемого резонатора при $\varepsilon_r = 80$ (1), 9.8 (2), 1 (3) и для традиционного четвертьволнового коаксиального резонатора (4).

$= 2.8$ мм, длина первого отрезка $l_1 = r_2$. Легко проверить, что выбранное соотношение r_3/r_2 отвечает максимуму собственной добротности обычного коаксиального резонатора.

На рис. 2 для исследуемого миниатюризованного резонатора построены зависимости отношения второй резонансной частоты f_2 к первой частоте f_1 от радиуса r_1 его центрального проводника, отнесенного к зафиксированному радиусу $r_2 = 2.8$ мм. Расчет выполнен для трех значений диэлектрической проницаемости материала трубки, отвечающих широко используемому в СВЧ-технике керамиком: ТБНС ($\varepsilon_r = 80$), поликору ($\varepsilon_r = 9.8$) и воздушному заполнению трубки ($\varepsilon_r = 1$). Здесь же показано значение отношения f_2/f_1 для обычного четвертьволнового резонатора, которое, как известно, не зависит от диэлектрической проницаемости заполнения и равно 3.

Очевидно, что отношение f_2/f_1 любых резонаторов характеризует относительную ширину высокочастотной полосы заграждения фильтра, построенного на их основе. Это отношение, как видно на рис. 2, у исследуемого резонатора всегда больше, чем у традиционного четвертьволнового коаксиального резонатора с диэлектрическим заполнением. Лишь для “воздушной” конструкции на небольшом начальном участке, когда отношение $r_1/r_2 < 0.3$, эта закономерность нарушается. На этом участке отношение f_2/f_1 для традиционного коаксиального резонатора заметно больше. Однако для любой диэлектрической проницаемости материала трубки отношение f_2/f_1 стремительно

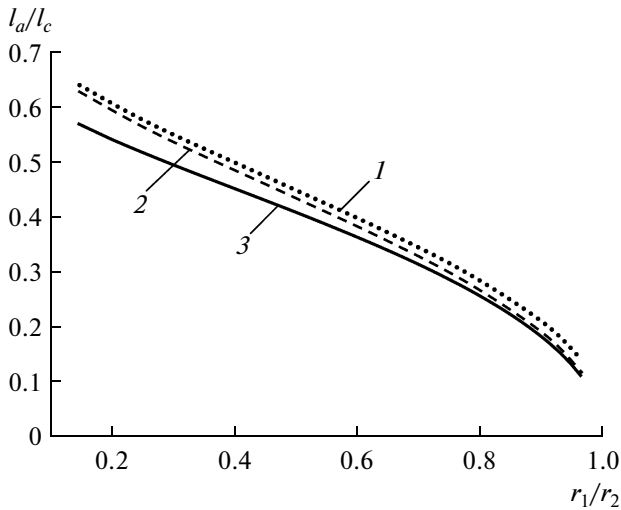


Рис. 3. Зависимости отношения длины миниатюризованного резонатора к длине обычного четвертьволнового коаксиального резонатора от нормированного радиуса центрального проводника при $\epsilon_r = 80$ (1), 9.8 (2), 1 (3).

растет с увеличением r_1 . Этот факт свидетельствует о том, что с уменьшением толщины стенки диэлектрической трубки рассматриваемый резонатор дает возможность многократно увеличивать ширину полосы заграждения фильтра, изготовленного на его основе, по сравнению с фильтром на обычных четвертьволновых коаксиальных резонаторах. На рис. 2 также видно, что отношение частот f_2/f_1 монотонно возрастает с увеличением диэлектрической проницаемости ϵ_r . Этот факт объясняется тем, что с ростом величины ϵ_r наблюдается увеличение СВЧ отрезков линий передачи, образующих резонатор. Это увеличение, как известно, приводит к дополнительному понижению резонансной частоты первой моды колебаний относительно второй, аналогично традиционным резонаторам со скачком волнового сопротивления [1–6].

На рис. 3 построены зависимости отношения длины анализируемого резонатора l_a к длине обычного четвертьволнового коаксиального резонатора l_c от радиуса r_1 центрального проводника, отнесенного к $r_2 = 2.8$ мм. Длину коаксиального резонатора l_c полагаем равной $\lambda_0 / (4\sqrt{\epsilon_r}) + r_2$, где λ_0 — длина волны в вакууме. Расчет зависимостей выполнен также для трех названных выше значений диэлектрической проницаемости керамической трубки. Следует отметить, что на выбранной для определенности частоте ($f_1 = 100$ МГц) длина обычного четвертьволнового коаксиального резонатора с диэлектрическим заполнением из поликора ($\epsilon_r = 9.8$) $l_c = 242.4$ мм, из керамики ТБНС ($\epsilon_r = 80$) $l_c = 86.7$ мм, а в случае воздушного запол-

нения $l_c = 752.8$ мм. На рис. 3 видно, что длина исследуемого резонатора изначально примерно на 40% меньше коаксиального, причем она быстро убывает с увеличением r_1 . Это свидетельствует о том, что степень миниатюрности резонатора, характеризуемая отношением l_a/l_c , растет с уменьшением толщины стенки диэлектрической трубки за счет многократного уменьшения его длины по сравнению с обычным четвертьволновым резонатором. Важно отметить, что отношение l_a/l_c имеет также зависимость и от диэлектрической проницаемости керамики. Это отношение увеличивается с ростом ϵ_r , так как исследуемый резонатор, в отличие от обычного коаксиального, имеет лишь частичное заполнение диэлектрическим материалом. Тем не менее, длина исследуемого резонатора при достаточно тонкой стенке диэлектрической трубки, которая его образует, на порядок меньше длины обычного четвертьволнового коаксиального резонатора с диэлектрическим заполнением.

Причина столь высокой миниатюризации рассматриваемого резонатора становится понятной из распределения амплитуд высокочастотных напряжений U и токов I по его длине, представленных на рис. 4. Зависимости амплитуд от координаты x построены на резонансных частотах первой (сплошные линии) и второй (точки) мод колебаний при $\epsilon_r = 1$ и отношении $r_1/r_2 = 0.5$. Видно, что для первого резонанса амплитуды напряжений (рис. 4а) на внутреннем (1) и наружном (2) проводниках диэлектрической трубки имеют противоположные знаки и практически линейно изменяются по длине резонатора. Зависимости амплитуд токов на этих проводниках (рис. 4б) для первого резонанса также носят линейный характер, однако направление токов на внутреннем (1) и наружном (2) проводниках одинаковое. Этот факт свидетельствует о том, что внутренний и наружный проводники диэлектрической трубки можно рассматривать не только как связанные проводники с токами, но и как обкладки трубчатого конденсатора, емкость которого, очевидно, пропорциональна диэлектрической проницаемости материала трубки и обратно пропорциональна толщине ее стенки.

На частоте второго резонанса (см. рис. 4, кривые 3, 4), напротив, амплитуды напряжений на внутреннем и наружном проводниках трубки имеют одинаковые знаки, а токи — противоположные. Поэтому в случае фиксированной длины резонатора с уменьшением толщины стенки диэлектрической трубки наблюдается сильное понижение резонансной частоты первой моды колебаний при одновременном повышении резонансной частоты второй моды. В результате исследуемый резонатор имеет не только высокое отношение собственных частот второй моды колебаний к первой по сравнению с четвертьволно-

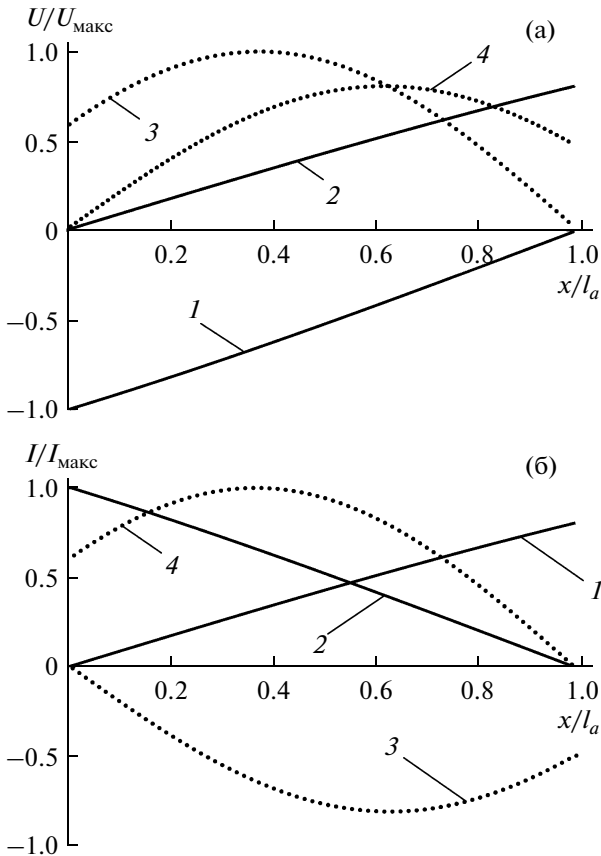


Рис. 4. Распределения амплитуд высокочастотных напряжений (а) и токов (б) по длине миниатюризованного резонатора на внутренних (1, 3) и наружных (2, 4) проводниках диэлектрической трубки, построенные для первого (сплошные линии) и второго (точки) резонансов.

вым коаксиальным резонатором с диэлектрическим заполнением, но и существенно меньшие габариты при одинаковой частоте первого резонанса.

Одной из важнейших характеристик резонаторов, как известно, является собственная добротность. Она, в частности, определяет потери СВЧ-мощности в полосе пропускания фильтра. На рис. 5 построены зависимости собственной добротности Q_{0a} анализируемого резонатора от радиуса его центрального проводника r_1 , также нормированного на фиксированный радиус $r_2 = 2.8$ мм. Зависимости рассчитаны для резонаторов с диэлектрической проницаемостью трубки $\varepsilon_r = 9.8$ (штриховые линии), $\varepsilon_r = 80$ (пунктирные линии) и $\varepsilon_r = 1$ (сплошная линия). Считалось, что все проводники конструкции выполнены из меди и имеют толщину много больше толщины скин-слоя. В этом случае на частоте 100 МГц собственная добротность обычного коаксиального резонатора с диэлектрическим заполнением имеет

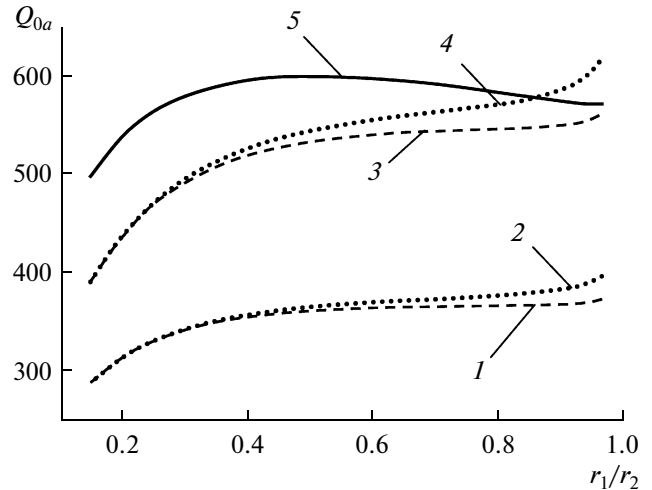


Рис. 5. Зависимости собственной добротности миниатюризованного резонатора: кривая 1 – $\varepsilon_r = 9.8$, 2 – $\varepsilon_r = 80$ ($Q_d = 10^3$); 3 – $\varepsilon_r = 9.8$, 4 – $\varepsilon_r = 80$, ($Q_d = 10^4$); 5 – $\varepsilon_r = 1$ ($Q_d = \infty$).

значение $Q_{0c} = 457$ при добротности диэлектрика $Q_d = 10^3$, $Q_{0c} = 777$ при $Q_d = 10^4$, и эта добротность монотонно увеличивается еще примерно на 5% при $Q_d \rightarrow \infty$.

Из рисунка видно, что собственная добротность анализируемого резонатора Q_{0a} всегда ниже собственной добротности обычного коаксиального резонатора Q_{0c} . При этом для резонаторов с диэлектрической проницаемостью трубки $\varepsilon_r > 1$ она монотонно возрастает при увеличении радиуса центрального проводника r_1 , достигая величины примерно 86% от добротности Q_{0c} при $Q_d = 10^3$ и 77% при $Q_d = 10^4$. Важно отметить, что добротности анализируемых резонаторов (для $\varepsilon_r = 9.8$ и 80) практически совпадают при “больших” толщинах стенки диэлектрической трубки. Однако при уменьшении ее толщины добротность Q_{0a} увеличивается с ростом ε_r (см. рис. 5), причем тем сильнее, чем тоньше стенки диэлектрической трубки и чем выше добротность ее материала Q_d . Добротность же традиционного коаксиального резонатора Q_{0c} остается постоянной независимо от диэлектрической проницаемости его заполнения.

Наблюдаемое отличие в поведении $Q_{0a}(r_1/r_2)$ при $\varepsilon_r = 1$ связано с тем, что в резонаторах с высокой диэлектрической проницаемостью трубки электромагнитная энергия сосредоточена в основном в объеме этой трубки между внутренними и наружными проводниками. А в резонаторе с воздушным заполнением эта энергия запасается во всем объеме конструкции, и лишь при малых зазорах между проводниками, т.е. при $r_1/r_2 \rightarrow 1$, она также концентрируется в объеме тонкостенной “воздушной” трубки.

2. ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ НА ОСНОВЕ МИНИАТЮРИЗОВАННЫХ КООКСИАЛЬНЫХ РЕЗОНАТОРОВ

Для иллюстрации возможности создания высококачественных миниатюрных полосно-пропускающих фильтров на основе исследованных резонаторов были разработаны две конструкции, состоящие из четырех электромагнитно связанных коаксиальных резонаторов, расположенных в ряд параллельно друг другу в прямоугольном металлическом корпусе-экране. Конструкции отличались своими размерами и диэлектрической проницаемостью материала трубки. Коаксиальные разъемы портов, имеющие волновое сопротивление 50 Ом, кондуктивно подключались к наружным цилиндрическим проводникам крайних резонаторов фильтров с помощью небольших металлических перемычек.

Проектирование конструкций фильтров осуществлялось параметрическим синтезом в пакете CST Microwave Studio с использованием оригинального метода коррекции конструктивных параметров [20], разработанного для синтеза микрополосковых фильтров по заданной центральной частоте и ширине полосы пропускания, а также по заданному уровню потерь на отражение в ней. При этом центральная частота полосы пропускания фильтра f_0 настраивалась варьированием единой для всех резонаторов длины l_a (см. рис. 1а), а ее ширина настраивалась изменением расстояний между резонаторами. Среднее значение максимумов отражения в полосе пропускания на заданный уровень настраивалось изменением точки кондуктивного подключения крайних резонаторов к портам. Настройка максимумов обратных потерь в полосе пропускания на заданный уровень осуществлялась подбором длин крайних и внутренних резонаторов (варьированием длины l_1) и подбором величин расстояний между этими парами.

На рис. 6 представлена фотография действующего макета первого из двух разработанных полосно-пропускающих фильтров и его амплитудно-частотная характеристика (АЧХ), измеренная на векторном анализаторе цепей Rohde & Schwarz ZVK, динамический диапазон которого 110 дБ. Трубки резонаторов в этой конструкции были выполнены из керамики с $\epsilon_r \approx 50$ и имели следующие размеры: $l_a = 17$ мм, $r_1 = 1.7$ мм, $r_2 = 2.0$ мм, а внутренний размер прямоугольного корпуса фильтра $67 \times 17 \times 14$ мм³. На рисунке представлены также характеристики, полученные в результате электродинамического численного анализа модели разработанного фильтра. Видно достаточно хорошее согласие теории и эксперимента. Однако тот факт, что моделирование показывает почти на 20 дБ более низкий уровень прохождения мощно-

сти в полосе заграждения по сравнению с экспериментом, связан, возможно, с недостаточно высоким динамическим диапазоном используемой аппаратуры. При этом изготовленный фильтр имеет центральную частоту полосы пропускания $f_0 = 169$ МГц при ее абсолютной ширине, измеренной по уровню -3 дБ, $\Delta f = 7.9$ МГц (относительная ширина полосы пропускания составляет 4.7%). Минимальные прямые потери СВЧ-мощности в полосе пропускания фильтра составляют -2.7 дБ при максимальном уровне потерь на отражение в ней -13.6 дБ. Полоса заграждения фильтра по уровню -90 дБ простирается вплоть до 8 ГГц, т.е. до $47f_0$.

Столь широкую полосу заграждения фильтра невозможно объяснить только высоким отношением резонансных частот второй моды колебаний к первой, которое для резонаторов, использованных в конструкции рассматриваемого фильтра, равно $f_2/f_1 \approx 11$, так как в них $r_1/r_2 = 0.85$. Отметим, что резонанс второй моды колебаний на частоте $f_2 \approx 1870$ МГц проявляется на рассчитанной амплитудно-частотной характеристике, но на уровне ниже -140 дБ. Это свидетельствует о том, что взаимодействие между резонаторами на высших модах колебаний в такой конструкции фильтра практически отсутствует. На первой моде колебаний взаимодействие резонаторов преимущественно индуктивное, так как почти вся энергия электрического поля сосредоточена в керамике внутри резонатора. Такое взаимодействие обеспечивают высокочастотные токи на наружных проводниках диэлектрической трубки (распределение их амплитуд см. на рис. 4). На частотах высших резонансов амплитуды высокочастотных токов и напряжений на внешних проводниках резонаторов многократно меняют свое направление по длине этих проводников. Поэтому интегральные коэффициенты как индуктивного, так и емкостного взаимодействия, суммируясь на отдельных участках резонаторов с противоположными знаками, приближаются к нулю, обеспечивая в исследуемом фильтре столь широкую полосу заграждения при столь высоком уровне подавления СВЧ-мощности в ней. Паразитная полоса пропускания на частотах выше 8000 МГц обусловлена резонансами всего внутреннего объема фильтра.

На рис. 7 представлена фотография действующего макета второго из разработанных фильтров, в котором миниатюризованные резонаторы представляют собой металлические стержни, вставленные в тонкостенные металлические трубки. При этом каждый стержень одним концом соединен с одной стороной экрана, а противоположные им концы трубок — с другой стороной экрана. Другие концы стержней, и трубок остаются свободными и не доходят до торцевых стенок экрана

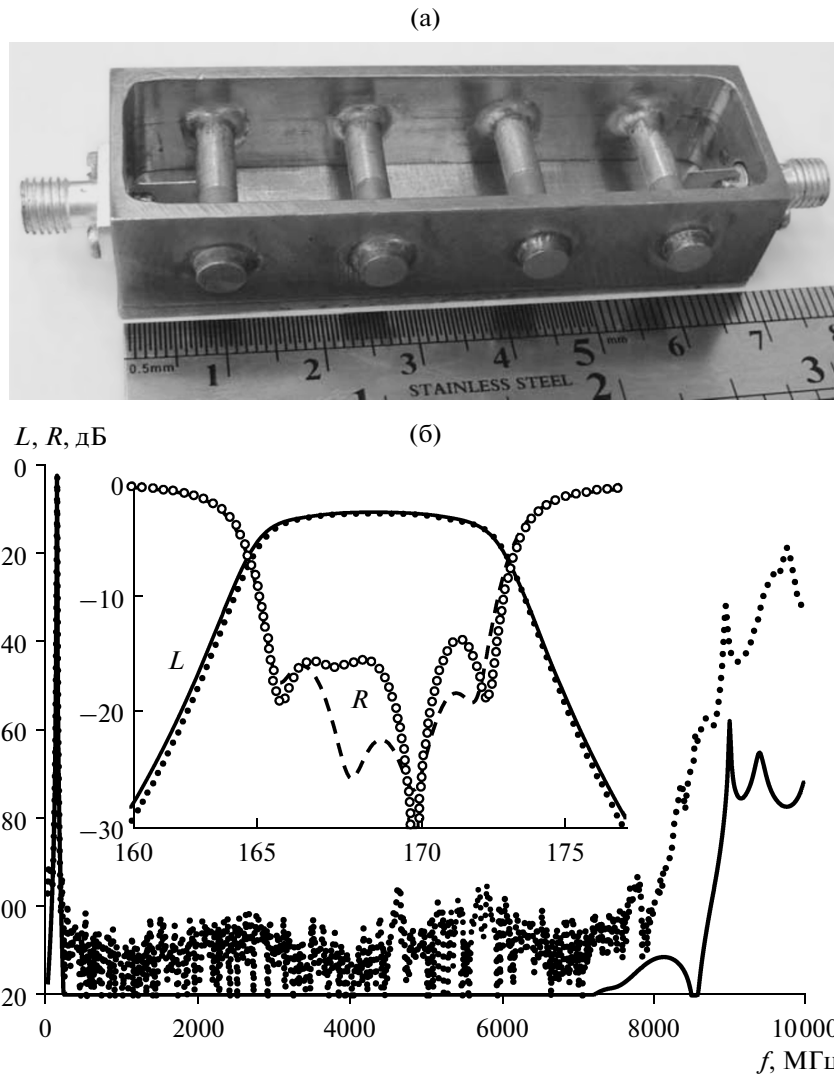


Рис. 6. Фотография действующего макета фильтра на миниатюризованных коаксиальных резонаторах с открытой верхней крышкой (а) и его амплитудно-частотные характеристики прямых потерь (L) и потерь на отражение (R) (б); на вставке – фрагмент полосы пропускания; линии – расчет, точки – эксперимент.

на величину зазора l_1 (см. рис. 1а). По существу, резонаторы в этой конструкции фильтра отличаются от рассмотренной выше только тем, что в них стенки диэлектрических трубок являются воздушными ($\epsilon_r = 1$). При этом размеры резонатора в соответствии с обозначениями на рис. 1а: $l_a = 22$ мм, $r_1 = 1.75$ мм, $r_2 = 2.0$ мм, а внутренние размеры корпуса фильтра $81.5 \times 22 \times 15$ мм³.

На рис. 7 представлены частотные зависимости прямых потерь (сплошная кривая) и потерь на отражение (штриховая), полученные в результате электродинамического численного анализа 3D-модели разработанного фильтра, и соответствующие им экспериментальные характеристики (темные и светлые точки). Как и у первого фильтра видно достаточно хорошее согласие теории и эксперимента. При этом изготовленный ма-

кет устройства имеет центральную частоту полосы пропускания $f_0 = 850$ МГц при ее абсолютной ширине, измеренной по уровню -3 дБ, $\Delta f = 17.0$ МГц (относительная ширина полосы пропускания составляет 2.0%). Минимальные прямые потери СВЧ мощности в полосе пропускания фильтра составляют -2.2 дБ при максимальном уровне потерь на отражение в ней -14.2 дБ.

В этом фильтре благодаря воздушному заполнению резонаторов отсутствуют диэлектрические потери. Поэтому, несмотря на то, что его относительная ширина полосы пропускания вдвое меньше, чем у рассмотренного выше фильтра с диэлектрическими трубками, имеющими сравнительно невысокую добротность материала ($Q_d \approx 400$), минимальный уровень прямых потерь в данном фильтре заметно меньше. Однако в полосе за-

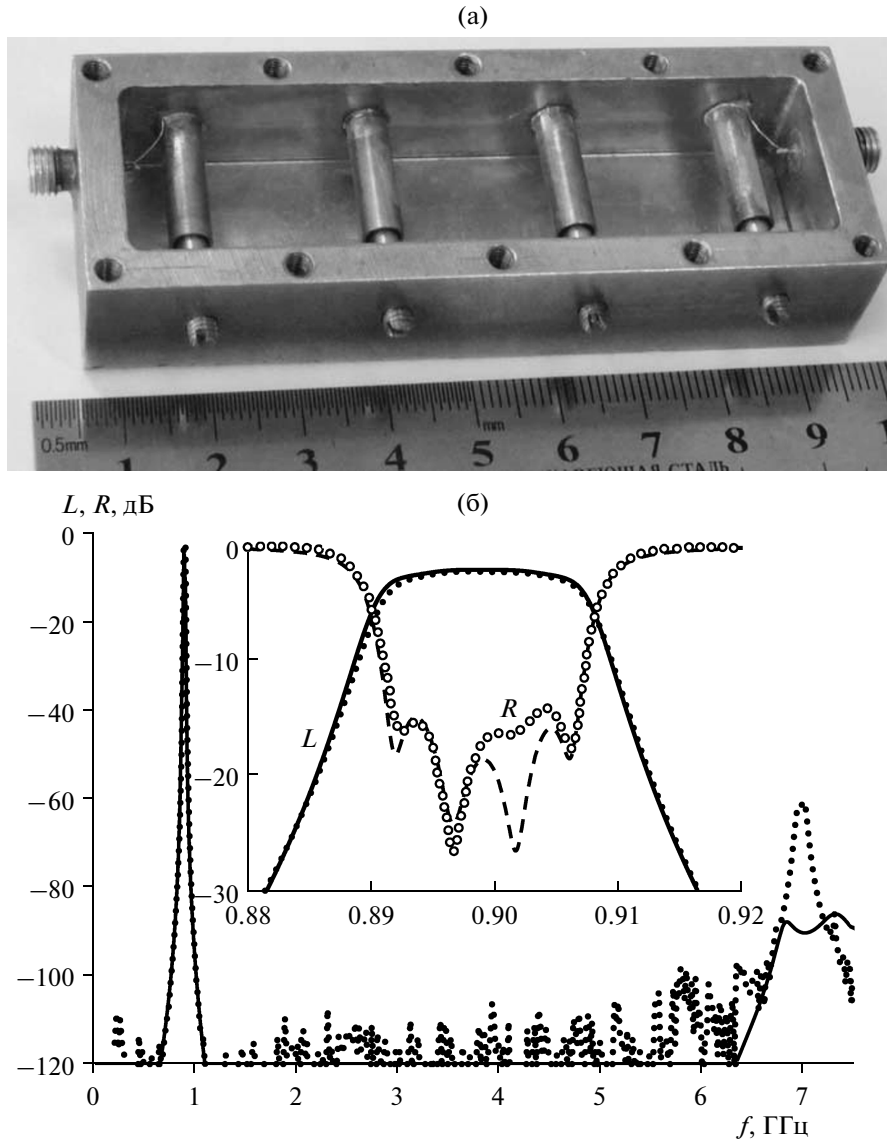


Рис. 7. Фотография действующего макета фильтра на миниатюризованных коаксиальных резонаторах с воздушным заполнением (а) и его частотные зависимости прямых потерь (L) и потерь на отражение (R) (б); на вставке – фрагмент полосы пропускания; линии – расчет, точки – эксперимент.

граждения этого фильтра наблюдается множество паразитных полос пропускания, имеющих различные монотонно убывающие уровни затухания, первая из которых с затуханием более 60 дБ наблюдается на частоте ~ 7 ГГц (см. рис. 7). Эти паразитные полосы пропускания соответствуют резонансам высших типов колебаний и обусловлены слабой концентрацией высокочастотных электрических и магнитных полей в миниатюризованных коаксиальных резонаторах из-за малой величины диэлектрической проницаемости воздуха ($\epsilon_r = 1$). В результате полоса заграждения фильтра по уровню -90 дБ простирается только до 6.4 ГГц, т.е. до $7.5f_0$.

Ниже приведены значения положения высокочастотной границы полосы заграждения, определенной по нескольким уровням минимального затухания в ней:

Уровень затухания, дБ	Граница полосы заграждения
-90	$7.5f_0$
-60	$10.7f_0$
-40	$13.9f_0$
-30	$17.2f_0$

Видно, что фильтр на миниатюризованных коаксиальных резонаторах с воздушным заполне-

нием хотя и уступает по ширине полосы заграждения исследованному фильтру на диэлектрических трубках, однако значительно превосходит по характеристикам все известные конструкции не только на резонаторах со скачком волнового сопротивления [1–7], но и на резонаторах, использующих резистивные пленочные элементы для подавления резонансов высших мод колебаний [13, 14].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, проведенные исследования миниатюризованного коаксиального резонатора, основой которого является металлизированная диэлектрическая трубка, показали, что его длина может быть многократно меньше длины традиционного четвертьволнового коаксиального резонатора с диэлектрическим заполнением из того же материала. Причем эта длина стремительно уменьшается с уменьшением толщины стенки керамической трубки при одновременном росте собственной добротности первой моды колебаний резонатора и увеличении отношения частоты второго (паразитного) резонанса к частоте первого рабочего резонанса. Последний факт позволяет строить на таких резонаторах полосно-пропускающие фильтры с рекордно высокой шириной полосы заграждения.

На основе миниатюризованных коаксиальных резонаторов спроектирован и изготовлен полосно-пропускающий фильтр четвертого порядка с центральной частотой $f_0 = 169$ МГц, шириной полосы пропускания $\Delta f = 7.9$ МГц и полосой заграждения по уровню -90 дБ, простирающейся до 8000 МГц, т.е. до $47f_0$. При этом металлический корпус фильтра имеет внутренние размеры $67 \times 17 \times 14$ мм³. Это свидетельствует о перспективности исследованных резонаторов при проектировании миниатюрных полосно-пропускающих фильтров, обладающих сверхширокой полосой заграждения и высоким уровнем подавления СВЧ-мощности в ней.

Работа выполнена при финансовой поддержке Федеральной целевой программы “Научные и научно-педагогические кадры инновационной России” в 2009–2013 гг., а также СО РАН (интеграционные проекты № 43 и № 109).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Kuo J.-T., Shih E. // IEEE Trans. 2003. V. MTT-51. № 5. P. 1554.
2. Беляев Б.А., Бутаков С.В., Лалетин Н.В. и др. // РЭ. 2004. Т. 49. № 11. С. 1397.
3. Беляев Б.А., Бутаков С.В., Лалетин Н.В. и др. // РЭ. 2006. Т. 51. № 1. С. 24.
4. Sagawa M., Makimoto M., Yamashita S. // IEEE Trans. 1985. V. MTT-33. № 2. P. 152.
5. Chen H.-H., Hsieh R.-C., Shih Y.-T., et al. // 2010 Asia-Pacific Microwave Conf. Proc., Yokohama, 5–7 Dec. 2010. N.Y.: IEEE, 2010. P. 1724.
6. Chen H.-H., Hsieh R.-C., Shih Y.-T., et al. // IET Microwaves, Antennas & Propagation. 2011. V. 5. № 4. P. 459.
7. Беляев Б.А., Лексиков А.А., Шихов Ю.Г. и др. // Электромагнит. волны и электрон. системы. 2001. № 1. Т. 6. С. 35.
8. Xiao Z.Y., Gao S., Ma D.C., Xiang L.L. // Microwave J. 2011. V. 54. № 5. P. 182.
9. Hong J.-S., Lancaster M.J. // IEEE Trans. 1997. V. MTT-45. № 12. P. 2358.
10. Zheng G., Lin W. // Microwave Opt. Technol. Lett. 2010. V. 52. № 10. P. 2218.
11. Luo X., Ma J.-G., Li E. // Microwave Opt. Technol. Lett. 2011. V. 53. № 8. P. 1786.
12. Weng M.-H., Wu H.-W., Chang Y.-C., et al. // Microwave Opt. Technol. Lett. 2007. V. 49. № 1. P. 159.
13. Беляев Б.А., Тюрнев В.В., Шихов Ю.Г. Микрополосковый полосно-пропускающий фильтр. Патент России № 2078393 // Бюл. изобрет. 1997. № 12.
14. Беляев Б.А., Матвеев С.В., Тюрнев В.В., Шихов Ю.Г. // Электрон. техника. Сер. СВЧ-техника. 1994. № 4. С. 20.
15. Беляев Б.А., Сержантов В.В., Тюрнев В.В. и др. // Письма в ЖТФ. 2012. Т. 38. № 1. С. 95.
16. Belyaev B.A., Serzhantov A.M., Tyurnev V.V., Leksikov A.A. // Microwave Opt. Technol. Lett. 2012. V. 54. № 5. P. 1117.
17. Беляев Б.А., Лексиков А.А., Тюрнев В.В., Казаков А.В. Полосно-пропускающий фильтр. Патент России № 2237320 // Бюл. изобрет. 2004. № 27.
18. Беляев Б.А., Сержантов А.М., Лексиков А.А. // РЭ. 2010. Т. 55. № 12. С. 1426.
19. Тюрнев В.В. Теория цепей СВЧ. Красноярск: ИПЦ КГТУ, 2003.
20. Беляев Б.А., Тюрнев В.В. // Изв. вузов. Физика. 2006. Т. 49. № 9. Приложение. С. 164.