

09;12

Миниатюрный коаксиальный резонатор и полосно-пропускающий фильтр на его основе со сверхширокой полосой заграждения

© Б.А. Беляев, А.М. Сержантов, В.В. Тюрнев, А.А. Лексиков,
Ан.А. Лексиков

Институт физики им. Л.В. Киренского СО РАН, Красноярск
Институт инженерной физики и радиоэлектроники, Сибирский
федеральный университет, Красноярск
Сибирский аэрокосмический университет, Красноярск
E-mail: tyurnev@iph.krasn.ru

Поступило в Редакцию 8 августа 2011 г.

Представлен коаксиальный резонатор нового типа. Он образован двумя коаксиальными проводниками на внутренней и внешней поверхности керамической трубки, помещенной в металлический корпус. Получено уравнение для резонансных частот. Предлагаемый резонатор по сравнению с обычным четвертьволновым коаксиальным резонатором имеет укороченную длину и многократно повышенное отношение второй резонансной частоты к первой. Резонатор позволяет проектировать полосно-пропускающие фильтры со сверхширокой полосой заграждения. Приведена амплитудно-частотная характеристика изготовленного четырехрезонаторного фильтра, полоса заграждения которого по уровню не хуже -90 dB простирается до частоты, в 47 раз превышающей центральную частоту полосы пропускания.

Развитие техники беспроводной связи требует разработки микроволновых фильтров с улучшенными характеристиками, малыми размерами и невысокой стоимостью. В зависимости от предъявляемых требований фильтры могут быть реализованы на основе различных типов электродинамических резонаторов.

Как известно, волноводные фильтры имеют наименьшие потери в полосе пропускания. Эти фильтры хороши для стационарного оборудования, в котором требования низких потерь более важны, чем весовые и габаритные показатели. Однако они характеризуются низкой техноло-

гичностью, высокой стоимостью и большими габаритами, особенно на частотах в сотни мегагерц.

Более миниатюрными фильтрами являются микрополосковые и полосковые фильтры на подвешенной подложке [1–4]. Их важным достоинством являются возможность размещения внутри корпуса более сложных функциональных узлов, выполненных по технологии интегральных и гибридных схем. Невысокая добротность микрополосковых резонаторов не позволяет проектировать узкополосные фильтры на их основе с низкими потерями в полосе пропускания. Эта проблема решается применением пленок высокотемпературных сверхпроводников [1,5–6], но при этом требуется система охлаждения.

Фильтры на основе диэлектрических резонаторов по совокупности габаритных и электрических характеристик занимают промежуточное положение между устройствами на полых металлических волноводах и микрополосковыми устройствами.

Одним из главных недостатков перечисленных выше фильтров является неширокая полоса заграждения, составляющая в лучшем случае две октавы (до $4f_0$ по уровню -60 dB).

Из всего многообразия электродинамических резонаторов, используемых на частотах от сотен мегагерц до единиц гигагерц, в последнее время все большее применение находят металлодиэлектрические резонаторы, называемые часто коаксиальными диэлектрическими резонаторами [7–9]. Фильтры на их основе по совокупности характеристик являются одними из лучших, при этом их полоса заграждения может достигать нескольких октав (до $8f_0$ по уровню -60 dB) [10–12]. Однако для современной беспроводной связи зачастую требуется значительно более протяженная полоса заграждения при сохранении миниатюрности и высоких селективных свойств фильтра.

В данной работе предлагается новая конструкция коаксиального диэлектрического резонатора, позволяющего реализовать полосно-пропускающие фильтры со сверхширокой полосой заграждения (до $47f_0$ по уровню не хуже -90 dB). При этом фильтры обладают высокой селективностью и значительной миниатюрностью даже на частотах в сотни мегагерц.

Резонатор состоит из двух трубчатых тонкопленочных проводников на внешней и внутренней поверхности керамической трубки, помещенной в металлический корпус. Проводники одним концом соединены с противоположными стенками металлического корпуса. При анализе

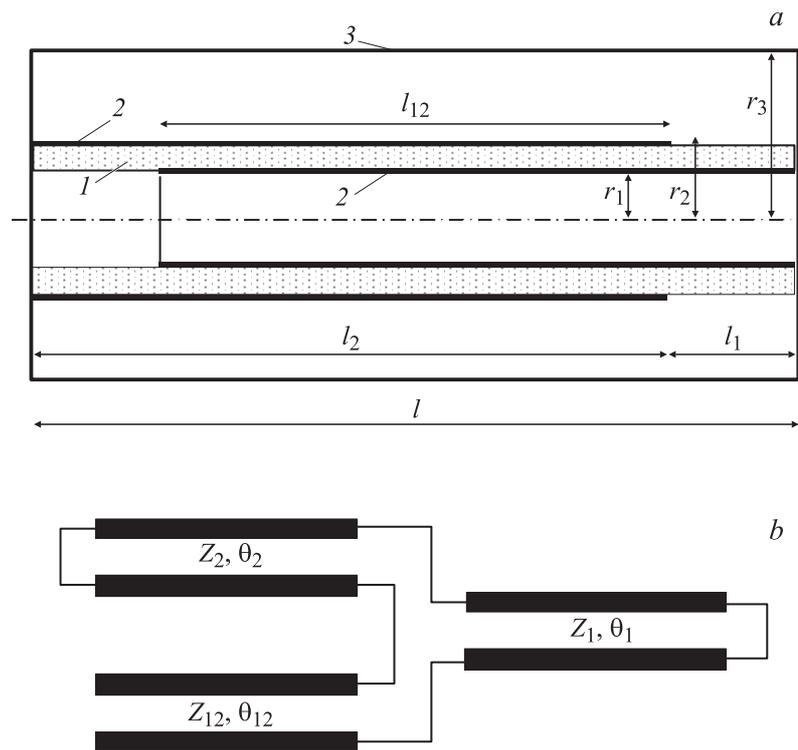


Рис. 1. Продольное сечение коаксиального резонатора, расположенного внутри цилиндрического металлического корпуса, (a) и эквивалентная схема резонатора (b). 1 — керамическая трубка, 2 — металлизация, 3 — металлический корпус.

резонатора, который приводится ниже, предполагается, что металлический корпус имеет форму цилиндра (рис. 1, a).

Эквивалентная схема резонатора показана на рис. 1, b. Она состоит из трех отрезков двухпроводных линий передачи. Все три отрезка соединены последовательно, при этом один из них длиной l_{12} имеет разомкнутый конец.

Линии передачи двух отрезков длиной l_2 и l_{12} являются однородными. Поэтому волнами основного типа для этих линий являются

поперечные моды. Для линии длиной l_1 волна основного типа является квазипоперечной.

Параметры волн основного типа в линиях передачи могут быть вычислены по следующим квазистатическим формулам:

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

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

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

$$\varepsilon_{12} = \varepsilon_r, \quad Z_{12} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \frac{\ln(r_2/r_1)}{\sqrt{\varepsilon_r}}, \quad (3)$$

где ε_r — диэлектрическая проницаемость керамической трубки.

Уравнения Кирхгофа для узловых точек схемы дают следующее выражение для резонансных частот коаксиального резонатора:

$$Z_2 \operatorname{tg} \theta_2 + Z_1 \operatorname{tg} \theta_1 - Z_{12} \operatorname{ctg} \theta_{12} = 0. \quad (4)$$

Здесь $\theta_1, \theta_2, \theta_{12}$ — электрические длины, а Z_1, Z_2, Z_{12} — волновые сопротивления отрезков линий передач, образующих резонатор. Уравнение (4) справедливо и для затухающих колебаний. В этом случае все его величины являются комплексными.

Сравним предлагаемый резонатор с обычным четверть-волновым коаксиальным резонатором с диэлектрическим заполнением. Сравнение проведем для случая, когда частота первого резонанса $f_1 = 100$ МГц, радиусы внешних проводников для сравниваемых резонаторов $r_3 = 10$ мм, радиусы внутренних проводников $r_2 = 2.8$ 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 представлены расчетные зависимости двух параметров, характеризующих анализируемый резонатор, от внутреннего радиуса r_1 керамической трубки. Первым параметром является отношение длины анализируемого резонатора l к длине l_0 обычного коаксиального резонатора. Последнюю величину полагаем равной $\lambda_g/4 + r_2$, где λ_g —

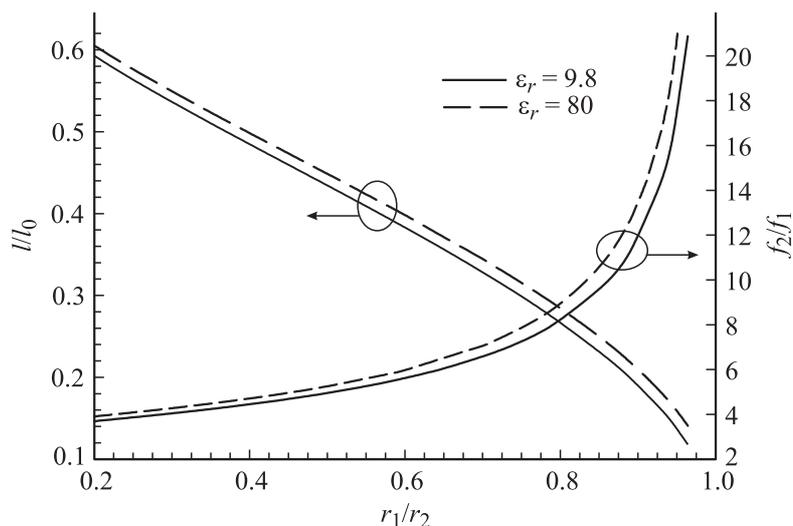


Рис. 2. Зависимости относительной длины резонатора l/l_0 и отношения частот f_2/f_1 от внутреннего радиуса r_1 керамической трубки ($r_2 = 2.8$ мм, $r_3 = 10$ мм).

длина волны в коаксиальной линии. Отношение l/l_0 характеризует миниатюрность резонатора.

Вторым параметром на рис. 2 является отношение второй резонансной частоты f_2 к первой частоте f_1 . Для обычного коаксиального резонатора это отношение постоянно и равно трем. Отношение f_2/f_1 характеризует степень относительного понижения частоты основного резонанса, от которой зависит относительная ширина полосы заграждения фильтра.

Видно, что с увеличением внутреннего радиуса керамической трубки многократно уменьшается длина резонатора и многократно понижается частота основного резонанса по отношению к частотам высших резонансов, то есть улучшаются оба параметра. Отметим также, что одновременно повышается и собственная добротность резонатора. При этом она приближается к добротности обычного коаксиального резонатора. Это вытекает из численного решения уравнения (4) с комплексными частотой и параметрами эквивалентной схемы.

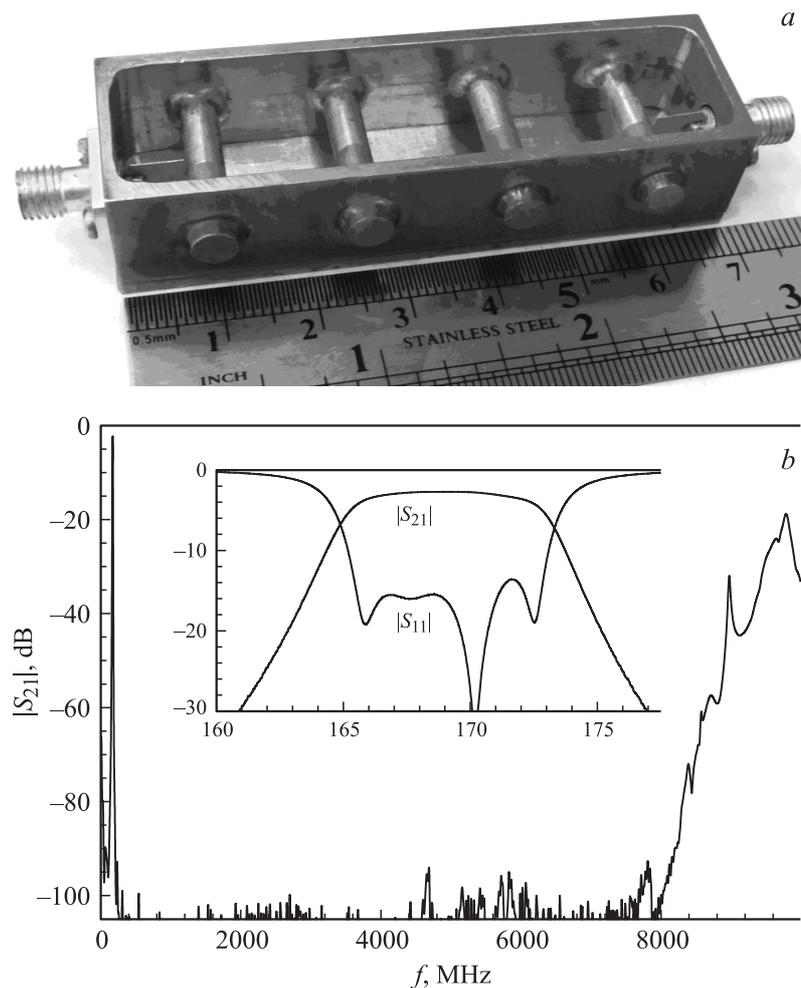


Рис. 3. Действующий макет коаксиального четырехрезонаторного фильтра (*a*) и его измеренная амплитудно-частотная характеристика (*b*). На вставке показан фрагмент полосы пропускания.

На рис. 3, *a* показана фотография разработанного на основе исследованного резонатора полосно-пропускающего фильтра, а на рис. 3, *b* приведена его измеренная амплитудно-частотная характеристика. Фильтр имеет центральную частоту $f_0 = 169$ МГц, полосу пропускания $\Delta f = 7.9$ МГц (4.7%) по уровню -3 дБ, максимальное отражение в полосе пропускания -13.6 дБ, минимальное затухание -2.7 дБ. Полоса заграждения фильтра по уровню -90 дБ простирается до 8 GHz, т. е. до $47f_0$. Это достигается благодаря не только понижению частоты первого резонанса, но и значительному ослаблению связей на частотах высших резонансов. Корпус фильтра имеет внутренние размеры $67 \times 17 \times 14$ mm. Трубки резонаторов выполнены из керамики с $\epsilon_r = 50$, имеют размеры $l = 17$ mm, $r_1 = 1.7$ mm, $r_2 = 2.0$ mm.

Таким образом, предложен новый тип коаксиального резонатора, у которого длина $l \ll \lambda_g$, а резонансные частоты $f_1 \ll f_2$. Он позволяет проектировать миниатюрные полосно-пропускающие фильтры со сверхширокой полосой заграждения. Разработан и изготовлен четырехрезонаторный фильтр размерами $0.038\lambda \times 0.0096\lambda \times 0.0079\lambda$ с полосой заграждения по уровню не хуже -90 дБ, шириною до $47f_0$.

Работа выполнена при финансовой поддержке СО РАН (междисциплинарный интеграционный проект № 5) и Федеральной целевой программы „Научные и научно-педагогические кадры инновационной России 2009–2013“.

Список литературы

- [1] *Hong J.-S., Lancaster M.J.* // Microstrip filters for RF/microwave applications, New York–Chichester–Weinheim–Brisbane–Singapore–Toronto: John Wiley & Sons, 2001.
- [2] *Belyaev B.A., Leksikov A.A., Serzhantov A.M., Tyurnev V.V.* // Progress in Electromagnetic Research C. 2010. V. 15. P. 219–231.
- [3] *Беляев Б.А., Лексиков А.А., Тюрнев В.В., Казаков А.В.* Патент на изобретение № 2237320, 2004 / Официальный бюллетень Федеральной службы по интеллектуальной собственности, патентам и товарным знакам. М.: ФИПС, 2004. Бюллетень № 27.
- [4] *Беляев Б.А., Сержантов А.М., Бальва Я.Ф.* // Радиотехника и электроника. 2008. Т. 53. № 4. С. 432–440.
- [5] *Ситникова М.Ф., Вендик И.Б., Вендик О.Г.* и др. // Письма в ЖТФ. 2010. Т. 36. В. 18. С. 67–74.

- [6] Вендик И.Б., Вендик О.Г., Земляков К.Н. и др. // Письма в ЖТФ. 2011. Т. 37. В. 9. С. 64–69.
- [7] Matthaei J.L. // Microwave J. 1963. V. 6. P. 82–91.
- [8] Makimoto M., Yamashita S. Microwave resonators and filters for wireless communication: theory, design, and application. Berlin–Heidelberg–New York: Springer-Verlag, 2001.
- [9] Sagawa M., Makimoto M., Yamashita S. // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 1985. V. MTT-33. N 2. P. 152–157.
- [10] Hano K., Kohriyama H., Sawamoto K.-I. // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 1986. V. MTT-34. N 9. P. 972–976.
- [11] Hey-Shipton G.L. // Watkins–Johnson Co. Tech-Notes. 1990. Sep./Oct. V. 17.
- [12] Yamashita S., Makimoto M. // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 1983. N 9. V. MTT-31. P. 697–703.