

09

Миниатюрный фильтр с двумя полосами пропускания на микрополосковых двухмодовых резонаторах

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

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

Поступило в Редакцию 3 мая 2012 г.

Представлена оригинальная миниатюрная конструкция микрополоскового фильтра, имеющего две полосы пропускания. Фильтр состоит из трех резонаторов, регулярные полосковые проводники которых расщеплены с одного конца продольной щелью, что делает эти резонаторы двухмодовыми. При этом в формировании одной из двух полос пропускания фильтра участвуют резонансы четных мод колебаний от каждого двухмодового микрополоскового резонатора, а второй — нечетных мод. Разработанная конструкция технологична в изготовлении и позволяет независимо регулировать центральную частоту и ширину каждой из полос пропускания в широких пределах. Предложен метод настройки фильтра. Перспективность разработки подтверждают высокие характеристики действующего макета фильтра.

Как известно, полосно-пропускающие фильтры являются важнейшими элементами систем связи, радиолокации, различной измерительной и специальной радиоаппаратуры. Однако наряду с обычными фильтрами, имеющими лишь одну рабочую полосу пропускания, часто требуются устройства, обладающие двумя рабочими полосами, каждая из которых имеет свою заданную ширину и центральную частоту. Известно также, что микрополосковые конструкции фильтров, в том числе и двухполосных (ДПФ), отличаются высокой миниатюрностью, технологичностью в производстве и простотой интеграции с другими элементами радиосхем. Именно поэтому они получили широкое распространение в технике сверхвысоких частот (СВЧ).

При конструировании микрополосковых фильтров с двумя полосами пропускания традиционно используются несколько подходов. Первый из них заключается в каскадном соединении полосно-пропускающего фильтра и полосно-заграждающего фильтра [1]. В такой конструкции полосно-пропускающий фильтр должен обладать широкой полосой, охватывающей сразу обе полосы пропускания ДПФ, при этом режекторный фильтр „вырезает“ область частот внутри этой широкой полосы пропускания, формируя тем самым две заданные полосы фильтра и обеспечивая требуемый уровень заграждения между ними. Двухполосные и даже трехполосные фильтры можно построить, формируя с помощью дополнительных связей между несоседними резонаторами минимумы прохождения СВЧ мощности на заданных частотах также внутри широкой полосы пропускания однополосного фильтра [2]. В конструкции ДПФ на основе одного резонатора с полосковым проводником в форме квадратной рамки и двух, кондуктивно связанных с ним регулярных резонаторов, минимумы прохождения СВЧ мощности, расщепляющие широкую полосу пропускания однополосного фильтра, создаются без организации дополнительных связей между резонаторами [3]. Основными недостатками таких ДПФ являются большие габариты и сравнительно высокие потери СВЧ мощности в рабочих полосах пропускания.

Второй, широко распространенный подход конструирования двухполосных фильтров, заключается в параллельном соединении двух обычных полосно-пропускающих фильтров, амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) каждого из которых отвечают требуемым характеристикам соответствующих рабочих полос пропускания в ДПФ [4–7]. Главным достоинством таких ДПФ является возможность построения устройств с любыми требуемыми ширинами и центральными частотами двух рабочих полос пропускания. Однако и в этом случае устройства имеют большие габариты, так как при параллельном соединении двух однополосных фильтров необходимы дополнительные согласующие цепи, соединяющие порты каждого из фильтров с их общими портами.

Высокой степенью миниатюрности отличаются микрополосковые двухполосные фильтры, выполненные на так называемых двухмодовых резонаторах. В таких конструкциях ДПФ в формировании рабочих полос пропускания участвуют одновременно резонансы двух мод колебаний от каждого резонатора. В результате уменьшается число резонаторов, а соответственно и размеры устройства. Важно отметить, что при этом сохраняется порядок фильтрации в каждом

канале, а, значит, селективные свойства таких фильтров не снижаются. В качестве двухмодовых резонаторов для построения двухполосных фильтров особенно часто используются либо резонаторы со скачком волнового сопротивления [8–10], либо миниатюризованные шпилечные резонаторы [11], либо резонаторы с Е-образной формой полоскового проводника [12–13]. При этом, как правило, первый из резонансов каждого двухмодового резонатора используется для формирования низкочастотной полосы пропускания ДПФ, а второй — высокочастотной, что обусловлено сравнительно сильным различием частот этих резонансов. Именно поэтому в двухполосных фильтрах на описанных резонаторах невозможно существенное сближение центральных частот полос пропускания, что является основным недостатком таких конструкций. Однако в [14] показана возможность построения ДПФ на микрополосковой конструкции, в которой оба резонанса одного двухмодового резонатора формируют низкочастотную полосу пропускания, а второго — высокочастотную. В такой конструкции нет ограничения на сближение центральных частот полос пропускания, но она отличается сравнительно высокой сложностью.

Большой интерес для проектирования различных частотно-селективных устройств СВЧ, в том числе и двухполосных фильтров, представляет микрополосковый двухмодовый резонатор нового типа, имеющий расщепленный с одной стороны полосковый проводник (рис. 1, *a*). В отличие от двухмодовых резонаторов с полосковым проводником в форме квадратной рамки и Е-образных резонаторов он обладает существенно меньшими размерами, а в отличие от резонаторов со скачком волнового сопротивления допускает независимую настройку двух его резонансных частот в широких пределах, включая их полное совпадение. Преимущества построения частотно-селективных устройств на таких резонаторах уже продемонстрированы на конструкциях полосно-пропускающих фильтров [15] и диплексеров [16], а в настоящей работе представляется новая конструкция миниатюрного фильтра, имеющего две полосы пропускания.

Частичное расщепление регулярного полоскового проводника с одного конца продольной щелью (рис. 1, *a*) приводит к появлению в резонаторе дополнительных мод колебаний. Моды, для которых токи и напряжения на полосковом проводнике по обе стороны щели имеют одинаковые знаки, будем называть четными, а моды, для которых эти токи и напряжения имеют противоположные знаки — нечетными.

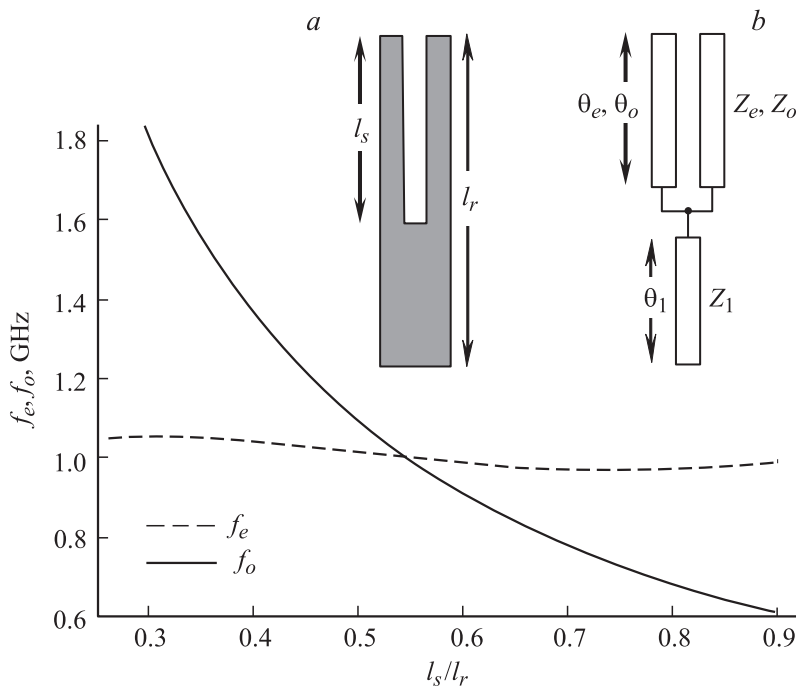


Рис. 1. Конструкция микрополоскового двухмодового резонатора и зависимости собственных частот четного f_e и нечетного f_o типов колебаний от относительной длины щели в полосковом проводнике.

Согласно обозначениям на эквивалентной схеме резонатора, приведенной на рис. 1, *b*, собственные частоты всех четных мод колебаний f_e являются решениями уравнения

$$Z_e \operatorname{tg} \theta_1 + 2Z_1 \operatorname{tg} \theta_e = 0, \quad (1)$$

а частоты всех нечетных мод f_o являются решениями уравнения

$$\cos \theta_o = 0, \quad (2)$$

где Z_1 и θ_1 — волновое сопротивление и электрическая длина отрезка одиночной микрополосковой линии на нерасщепленном участке резонатора, а $Z_e, Z_o, \theta_e, \theta_o$ — волновые сопротивления и электрические длины

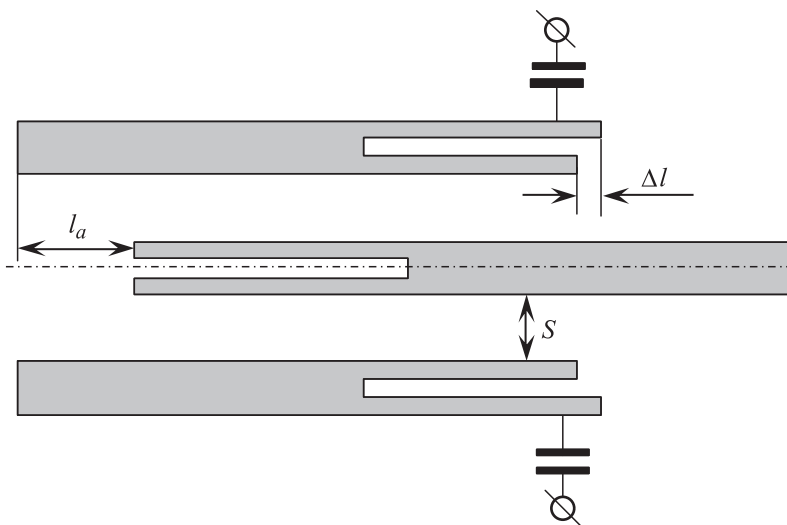


Рис. 2. Конструкция миниатюрного фильтра третьего порядка с двумя полосами пропускания на двухмодовых микрополосковых резонаторах.

отрезка связанных микрополосковых линий на расщепленном участке для четных (e) и нечетных (o) волн.

На рис. 1 построены зависимости собственных частот нижайших четной (штриховая линия) и нечетной (сплошная линия) мод колебаний от длины щели l_s расщепленного резонатора. Расчет выполнен для случая, когда толщина диэлектрической подложки $h = 1$ мм, ее диэлектрическая проницаемость $\epsilon_r = 9.8$, длина всего полоскового проводника $l_r = 55.3$ мм, его ширина на нерасщепленном участке $w = 3$ мм, ширина щели $S = 1$ мм. Видно, что с увеличением длины щели l_s частота нечетных колебаний f_o быстро убывает, а частота четных колебаний f_e остается почти неизменной, причем эти частоты совпадают в точке $l_s \approx 0.56 l_r$. Таким образом, в микрополосковом резонаторе с расщепленным проводником реализуется практически любое соотношение частот четных и нечетных колебаний.

Предлагаемая конструкция двухполосного фильтра, состоящая из трех двухмодовых резонаторов с параллельным расположением полосковых проводников приведена на рис. 2. Она симметрична относительно

оси, проходящей через середину полоскового проводника среднего резонатора. При этом расщепленные полосковые проводники крайних резонаторов сонаправлены и находятся строго напротив друг друга, а полосковый проводник среднего резонатора направлен встречно к ним и смещен в сторону расщепленных концов. Проводники двух крайних резонаторов соединены с портами устройства через конденсаторы, подключенные в определенных точках расщепленных участков по внешнюю сторону от щелей.

Проведенные исследования рассматриваемой конструкции выявили ряд закономерностей, которые легли в основу метода настройки двухполосного фильтра с заданными характеристиками. В частности, длина щели l_s для всех резонаторов конструкции выбирается такой, чтобы выполнялось неравенство $f_e < f_o$. В этом случае, очевидно, резонансы четных мод колебаний формируют низкочастотную полосу пропускания фильтра, а нечетных мод — высокочастотную. Поэтому полная длина резонатора l_r задает центральную частоту низкочастотной полосы пропускания, а длина щели l_s задает центральную частоту высокочастотной полосы. Величина зазора S между полосковыми проводниками смежных резонаторов (см. рис. 2) регулирует взаимодействие между ними, а следовательно, изменяет ширины одновременно низкочастотной и высокочастотной полос пропускания. Величина взаимного смещения смежных резонаторов l_a регулирует длины областей связи для четных и нечетных колебаний, а следовательно, и изменяет соотношение ширин низкочастотной и высокочастотной полос пропускания. Увеличение l_a приводит к сужению низкочастотной полосы пропускания и одновременно расширению высокочастотной полосы.

Связь входных резонаторов с портами фильтра регулирует не только уровень максимального отражения СВЧ мощности в полосах пропускания, но и уровень ее затухания в полосах заграждения. Очевидно, что эта связь возрастает как с увеличением емкости конденсатора, так и с приближением точки его подключения к концу полоскового проводника, где располагаются пучности высокочастотного напряжения для обеих мод колебаний. Оптимальные величины связей внешних резонаторов с портами одновременно на двух частотах (f_e и f_o) достигаются подбором емкости конденсаторов, точек их подключения, а также различия длин расщепленного участка полоскового проводника Δl (см. рис. 2) по внешнюю и внутреннюю сторону от щели. Так как рассматриваемая конструкция является фильтром третьего порядка, то в обеих ее полосах пропускания существует по два максимума отражения, уровни которых

регулируются коррекцией резонансных частот четных и нечетных колебаний среднего резонатора относительно соответствующих частот крайних резонаторов. Причем в низкочастотной полосе пропускания фильтра регулировка осуществляется изменением длины полоскового проводника этого резонатора l_r , а в высокочастотной изменением длины щели в нем l_s .

На рис. 3 представлена фотография действующего макета фильтра с двумя полосами пропускания и его измеренная амплитудно-частотная характеристика. Макет изготовлен на подложке из поликора ($\epsilon_r = 9.8$) толщиной 1 мм, имеющей размер 54×17 мм. У всех резонаторов ширина полосковых проводников 3 мм, ширина щели 1.0 мм. Входные резонаторы имеют полную длину $l_r = 33.0$ мм, длину щели $l_s = 13.5$ мм, разность длин проводников на расщепленном участке $\Delta l = 2.0$ мм. Внутренний резонатор имеет полную длину $l_r = 36.0$ мм, длину щели $l_s = 13.0$ мм. Зазор между полосковыми проводниками смежных резонаторов $S = 2.0$ мм. Расщепленный конец среднего резонатора смещен относительно нерасщепленных концов крайних резонаторов на $l_a = 7.5$ мм. Емкость конденсаторов равна 0.55 пФ. Все конструктивные параметры фильтра были предварительно получены в результате синтеза с использованием численного электродинамического анализа 3D-модели.

В результате были получены следующие характеристики изготовленного устройства. Центральная частота низкочастотной полосы пропускания $f_1 = 1527$ МГц, ее ширина по относительному уровню -3 дБ $\Delta f_1 = 71$ МГц, минимальные потери $L_1 = 1$ дБ. Центральная частота высокочастотной полосы пропускания $f_2 = 2069$ МГц, ее ширина по относительному уровню -3 дБ $\Delta f_2 = 71$ МГц, минимальные потери $L_2 = 2$ дБ. Селективные свойства фильтра существенно улучшают два минимума прохождения, расположенные между низкочастотной и высокочастотной полосами пропускания (см. рис. 3), которые не только повышают крутизну склонов АЧХ, но и понижают прохождение мощности до уровня -31 дБ.

Таким образом, исследована оригинальная конструкция микрополоскового фильтра третьего порядка, имеющего две полосы пропускания. Устройство обладает высокими электрическими характеристиками, отличается миниатюрностью, технологичностью изготовления и простотой настройки. Использование резонаторов с расщепленным полосковым проводником позволяет не только независимо изменять

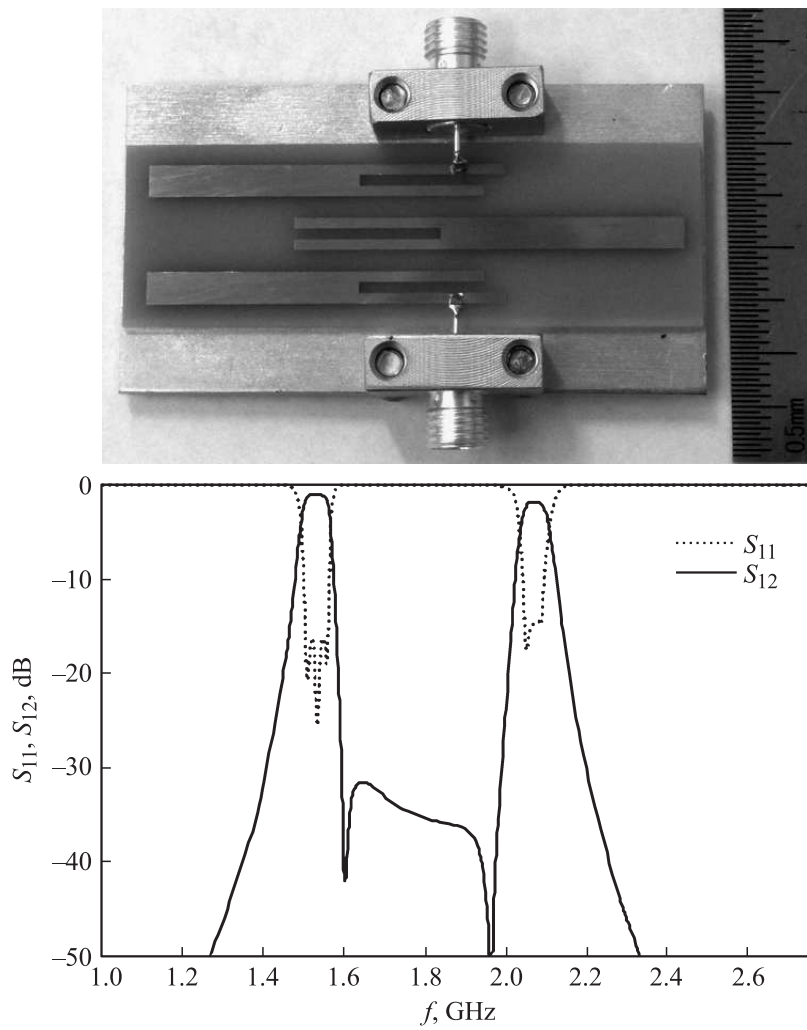


Рис. 3. Измеренные частотные зависимости потерь на отражение S_{11} и на прохождение S_{12} действующего макета двухполосного фильтра. Вверху представлена фотография устройства.

центральные частоты обеих полос пропускания фильтра в широких пределах, но и независимо варьировать их ширину.

Работа выполнена при финансовой поддержке Сибирского отделения Российской академии наук (междисциплинарный интеграционный проект № 109) и Федеральной целевой программы „Научные и научно-педагогические кадры инновационной России 2009–2013“.

Список литературы

- [1] Tsai L.-C., Hsue C.-W. // IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques. 2004. V. 52. N 4. P. 1111–1117.
- [2] Mokhtaari M., Bornemann J., Rambabu K., Amari S. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2006. V. 54. N 11. P. 3940–3946.
- [3] Balalem A., Machac J., Omar A. // Microwave and Optical Technology Letters. 2008. V. 50. N 6. P. 1567–1570.
- [4] Hsu C.-L., Kuo J.-T. Design of microstrip dual-band filters using a double diplexing configuration // Asia-Pacific Microwave Conference. Yokohama. 2006. P. 1241–1244.
- [5] Packiaraj D., Ramesh M., Kalghatgi A.T. Dual band (WLAN & WiMAX) suppressed harmonic microstrip filter with perturbed ground // National Conference on Communications. Bangalore. 2011. P. 1–5.
- [6] Sarkar P., Ghatak R., Poddar D.R. A dual-band bandpass filter using SIR suitable for WiMAX band // 2011 International Conference on Information and Electronics Engineering. Singapore. 2011. V. 6. P. 70–74.
- [7] Hsieh L.-H., Stolarezyk G.L., Chang K. // International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering. 2008. V. 18. N 3. P. 219–224.
- [8] Deng P.-H., Jheng J.-H., Kuo W.-C. New compact dual-band filter using common resonator sections and double-diplexing structure // Progress In Electromagnetics Research Symposium Proceedings. Marrakesh. 2011. P. 1727–1730.
- [9] Sun S., Zhu L. // IEICE Trans. Electron. 2006. V. E89-C. N 2. P. 197–202.
- [10] Mokhtaari M., Rambabu K., Bornemann J., Amari S. Advanced stepped-impedance dual-band filters with wide second stopbands // Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference. Bangkok. 2007. P. 2285–2288.
- [11] Kuo J.-T., Cheng H.-S. // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2004. V. 14. N 10. P. 472–474.
- [12] Chen F.-C., Chu Q.-X. A compact dual-band bandpass filter using pseudo-interdigital E-shaped SIRs // Cross Strait Tri-regional Radio Science and Wireless Technology Conference. Taipei. Taiwan. 2008. P. 444–446.

- [13] *Chen F.-C., Chu Q.-X., Tu Z.-H.* // Microwave and Optical Technology Letters. 2009. V. 51. N 4. P. 959–963.
- [14] *Wei C.L., Jia B.F., Zhu Z.J., Tang M.C.* // Microwave J. 2011. V. 54. N 12. P. 86–95.
- [15] *Tyurnev V.V., Serzhantov A.M.* // Progress In Electromagnetics Research C. 2011. V. 23. P. 151–160.
- [16] *Беляев Б.А., Сержантов А.М., Тюрнев В.В.* // Письма в ЖТФ. 2012. Т. 38. В. 16. С. 25–33.