

Ю.В. РАССОХИНА, канд. физ.-мат. наук, В.Г. КРЫЖАНОВСКИЙ, д-р техн. наук

РЕЖЕКТОРНЫЙ ФИЛЬТР НА Н-ОБРАЗНОМ ЩЕЛЕВОМ РЕЗОНАТОРЕ В ЭКРАНИРУЮЩЕМ СЛОЕ МИКРОПОЛОСКОВОЙ ЛИНИИ

Введение

В последнее время структурам вида defected ground structure (DGS) и построенным на их основе electromagnetic stopband structures (ESB), представляющим собой прорези различной формы в металлизированном (экранирующем) слое полосковой линии передачи, уделяется много внимания благодаря их использованию в радиолокационных системах, системах спутникового телевидения и мобильной связи в микроволновом диапазоне частот. Для реализации таких систем часто требуются схемные решения с узлами как можно меньшего размера. Потому ESB-структуры являются доминирующей технологией, которая может обеспечить уменьшение размеров устройств с одновременным высоким уровнем подавления паразитных частот или гармоник [1 – 7]. В применении к микрополосковой линии передачи ESB-структуры приводят к резонансному характеру поведения коэффициента передачи основной волны с резонансной частотой, контролируемой изменением формы и размера прорези в металлизированном слое. Было показано, что такие неоднородности обеспечивают более высокий уровень загораживания по сравнению со структурами вида high-low (Hi-Lo), то есть ступенчатыми неоднородностями в полосковой линии передачи. В предыдущих работах приведены результаты анализа щелевых резонаторов в заземляющей (металлизированной) плоскости микрополосковой линии: обычных прямоугольных, Г-, П- и Н-образных [8 – 10], которые, как правило, имели одну частоту резонансного взаимодействия с волноведущей линией передачи в диапазоне частот 2 – 8 ГГц. Две и более резонансные частоты возникали только в случае взаимодействия таких неоднородностей, в частности в периодических структурах с конечным числом ячеек [11 – 14].

В данной работе рассматривается щелевой резонатор Н-образной формы с продольным расположением отрезка щели, соединяющей «гантели» резонатора, и, соответственно, с поперечным расположением «гантелей» относительно микрополосковой линии передачи. На рис. 1 показана топология щелевого резонатора в заземляющем слое экранированной микрополосковой линии передачи (вид сверху и поперечное сечение). Микрополосковая линия передачи имеет ширину w и толщину подложки h с диэлектрической проницаемостью ϵ_r . Такая неоднородность может рассматриваться как два прямоугольных щелевых резонатора, непосредственно связанных между собой отрезком щелевой линии передачи. В случае симметричного расположения щелевого резонатора относительно микрополосковой линии (рис. 1), взаимодействие происходит на волне высшего типа (условие магнитной стенки в плоскости $x=0$ соответствует волне типа TM_0 в щелевой линии передачи). А взаимная связь между неоднородностями, как известно, приводит к расщеплению спектра собственных частот и появлению дополнительных частот резонансного взаимодействия [11, 12] между волноведущей линией и распределенной неоднородностью.

Целью работы является изучение закономерностей поведения характеристик рассеяния основной волны микрополосковой линии передачи на щелевом резонаторе Н-образной формы в ее экранирующей плоскости с поперечным расположением «гантелей» резонатора относительно волноведущей линии передачи. Кроме того, целью работы является выработка рекомендаций по использованию такой неоднородности для проектирования полосно-запирающих фильтров в микроволновом диапазоне частот.

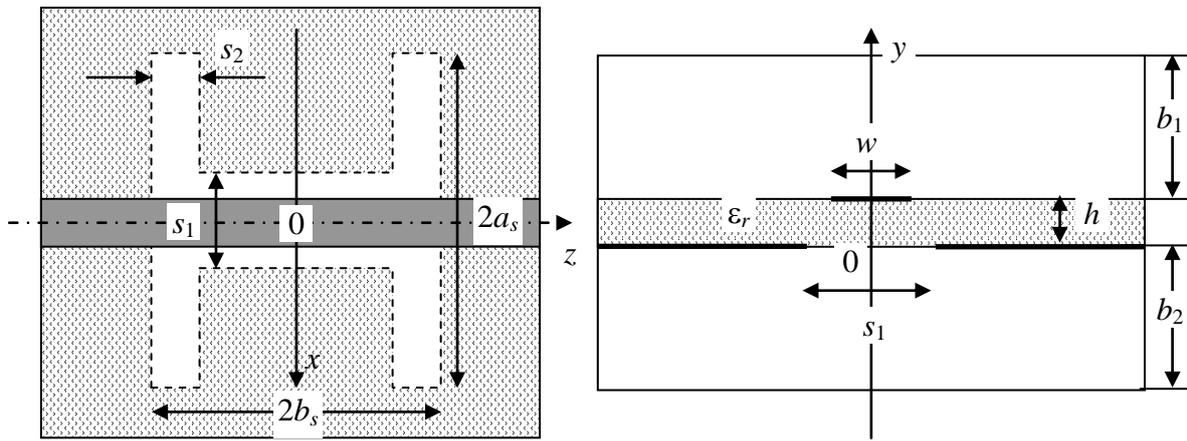


Рис. 1

Метод поперечного резонанса для анализа распределенной неоднородности

Анализ неоднородности выполнен *методом поперечного резонанса*, при этом для определения резонансных частот и элементов матрицы рассеяния симметричной структуры решаются «электрическая» (e.w.-e.w.), «магнитно-электрическая» (m.w.-e.w.) и «магнитная» (m.w.-m.w.) краевые задачи [12 – 14]. Топология планарной структуры для решения краевых задач показана рис. 2. Термины «электрическая» и «магнитная» соответствуют граничным условиям на продольных границах резонатора по оси z . Согласно методу элементы матрицы рассеяния на симметричной неоднородности рассчитываются из решений двух краевых задач вида e.w.-e.w. и m.w.-e.w. для резонатора относительно его продольного размера l_i , $i=1,2$, (рис. 2) по формулам:

$$S_{11} = -(\Gamma_1 + \Gamma_2)/2, \quad S_{12} = (\Gamma_1 - \Gamma_2)/2, \quad (1)$$

где $\Gamma_{1(2)} = \exp(2j\beta_z l_{1(2)})$, β_z – постоянная распространения основной волны в регулярной микрополосковой линии передачи. Точки пересечения спектральных кривых $\Gamma_1 = \Gamma_2$ определяют частоты резонансного взаимодействия основной волны микрополосковой линии передачи с неоднородностью, при которых коэффициент передачи $|S_{12}| = |S_{21}|$ равен нулю.

В случае решения двух краевых задач вида e.w.-e.w. и m.w.-m.w. элементы матрицы рассчитываются по формулам

$$S_{11} = (\Gamma_2 - \Gamma_1)/2, \quad S_{12} = (\Gamma_1 + \Gamma_2)/2, \quad (2)$$

откуда следует, что на частотах, на которых $\Gamma_1 = \Gamma_2$, наблюдается минимум коэффициента отражения $|S_{11}| = |S_{22}|$.

Выражения (1) после преобразования записываются в виде:

$$S_{11} = -\cos\beta_z(l_1 - l_2)\exp(j\beta_z(l_1 + l_2)),$$

$$|S_{11}| = |\cos\beta_z(l_1 - l_2)| \cdot |\exp(j\beta_z(l_1 + l_2))| = |\cos\beta_z(l_1 - l_2)|. \quad (3)$$

$$S_{12} = j \sin\beta_z(l_1 - l_2)\exp(j\beta_z(l_1 + l_2)),$$

$$|S_{12}| = |\sin\beta_z(l_1 - l_2)\exp(j\beta_z(l_1 + l_2))| = |\sin\beta_z(l_1 - l_2)|. \quad (4)$$

Из (3) – (4) видно, что модули коэффициентов отражения и передачи зависят от разницы размеров двух, «электрического» и «магнитно-электрического», резонаторов $(l_1 - l_2)$ на

каждой заданной частоте. Чем она меньше – тем меньше значение коэффициента передачи $|S_{12}| = |S_{21}|$, а, следовательно, больше затухание, создаваемое щелевым резонатором.

Результаты расчетов

Результаты анализа неоднородности методом поперечного резонанса, приведенные ниже, получены при усечении рядов Фурье для описания поля в резонаторе до 300 членов ряда с учетом 2-3 собственных волн Н- и Е-типа Н-образного волновода (при точности расчета собственных частот резонатора, полученных из решения краевых задач методом Галеркина, в ГГц до 10^{-2}). Подробное описание алгоритмов можно найти в [13, 14]. На рис. 3 приведены результаты расчетов спектра собственных частот микрополоскового резонатора с неоднородностью в виде Н-образного щелевого резонатора с продольным расположением относительно микрополосковой линии и рассчитанные по ним характеристики рассеяния.

На рис. 3, а показаны спектры собственных частот Н-образного щелевого резонатора в заземляющем слое микрополосковой линии передачи, полученные из решения “электрической” и “магнитно-электрической” краевых задач; на рис. 3, б – то же из решения “электрической” и “магнитной” краевых задач; на рис. 3, в приведены характеристики коэффициентов отражения и передачи основной волны микрополосковой линии. Параметры структуры здесь и далее (мм): толщина подложки $h=0.635$, ее диэлектрическая проницаемость $\epsilon_r=10.2$, ширина микрополосковой линии $w=0.58$ (характеристический импеданс $Z_0=50$ Ом), размеры экрана $b_1=8.0$, $b_2=5.0$, $A=16.0$. Щелевой резонатор имеет следующие размеры: $s_1=1.8$, $s_2=1.0$, $a_s=12.5$, $b_s=6.0$. Из полученных для диапазона частот 1.5–6 ГГц спектральных характеристик видно, что данная резонансная структура содержит две частоты резонансного ослабления основной волны микрополосковой линии на щелевом резонаторе. При этом полоса заграждения фильтров по уровню -20 дБ на первой частоте составляет 11 %, а на второй – всего 5 %. Там же показана разность длин резонаторов $(l_1 - l_2)$, которая на центральной частоте 4.3 ГГц обеспечивает затухание $|S_{21}|_{\min}$ порядка -11 дБ, недостаточное для широкополосного устройства. Результаты анализа сравнивались с характеристиками, полученными с помощью коммерческой программы электромагнитного анализа и моделирования устройств микроволнового диапазона.

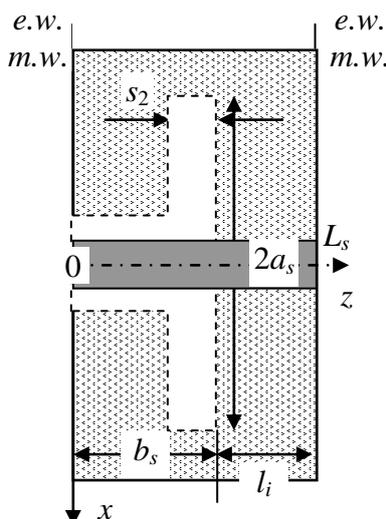


Рис. 2

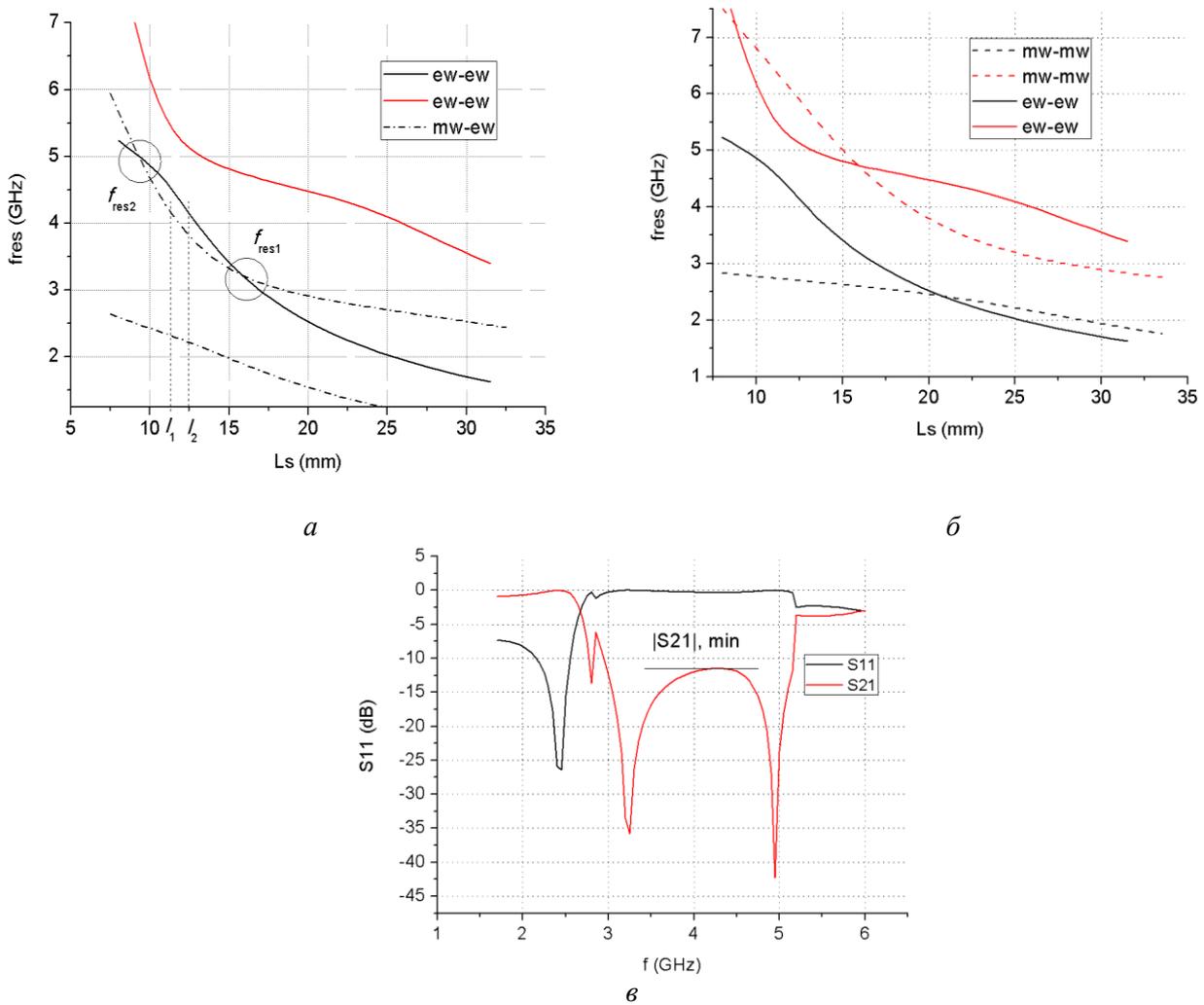


Рис. 3

На рис. 4, *a – в* показаны разница между резонансными частотами $(f_{res2} - f_{res1})/f_0$, минимальное затухание на центральной частоте $|S_{21}|_{min}$, дБ и ширина полосы W , % полосно-заграждающего фильтра, определяемая по уровню заграждения -15 дБ на верхней и нижней границах полосы в зависимости от поперечного a_s и продольного b_s размеров Н-образного щелевого резонатора, ширина щелей (мм): $s_1=1.2$, $s_2=0.4$. На графиках отображена зависимость минимального затухания в полосе и ширины полосы от соотношения b_s/a_s : с увеличением длины щелевого резонатора b_s уменьшается разница между резонансными частотами с вырождением сначала до одной резонансной частоты, а затем и ее исчезновением (при этом на характеристике рассеяния для $|S_{21}|$ будет просто нерезонансный минимум). Таким образом, варьированием этих двух параметров (a_s и b_s) можно получить оптимальные характеристики рассеяния полосно-запирающего фильтра, одновременно обеспечивающие его широкополосность и высокий уровень затухания во всей полосе.

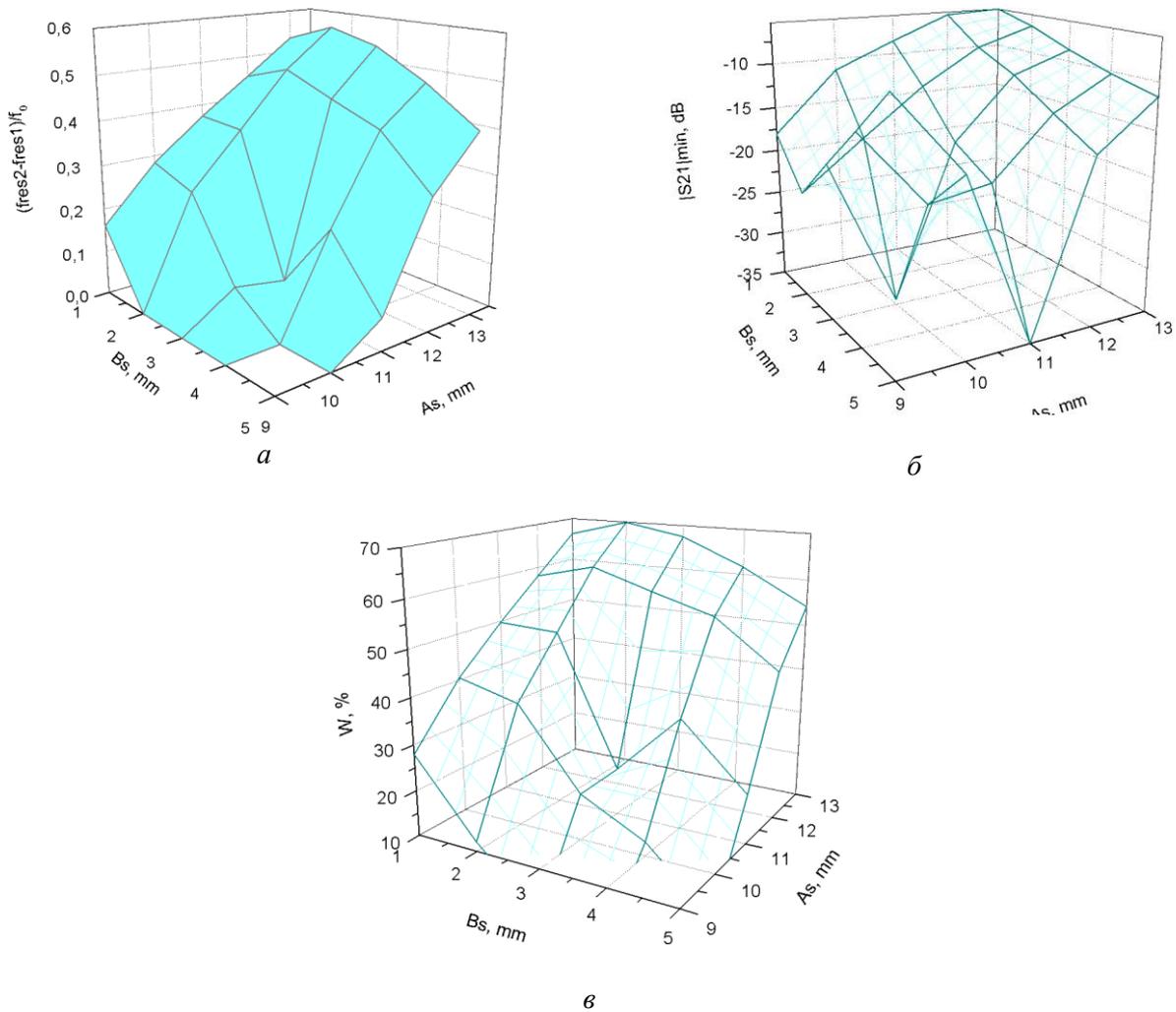


Рис. 4

На рис. 5 и 6 приведены результаты расчетов спектров собственных частот микрополоскового резонатора с неоднородностью в виде Н-образного щелевого резонатора с продольным расположением относительно микрополосковой линии и рассчитанные по ним характеристики рассеяния. Параметры щелевого резонатора для рис. 5 (мм): $s_1=1.2$, $s_2=0.4$, $a_s=11.4$, $b_s=4.2$, для рис. 6 – $s_1=1.2$, $s_2=0.6$, $a_s=10.5$, $b_s=4.2$. Получены характеристики рассеяния полосно-запирающих фильтров с полосой 3.2-4.5 ГГц (35 %) и 3.35-4.8 ГГц (36 %) по уровню ослабления -15 дБ на ее границах. При этом на центральной частоте уровень ослабления составляет не менее -20 дБ. Кроме того, устройство получается более компактным по сравнению с периодическими структурами на прямоугольных щелевых резонаторах, рассмотренными ранее (8.4 мм против 18.8 мм на рис. 1 и 5 из [14]).

Для сравнения на рис. 7 приведены характеристики рассеяния двухчастотного фильтра, при этом на нижней частоте получается узкополосный (высокодобротный), с шириной полосы порядка 3 %, полосно-запирающий фильтр, а на верхней частоте – фильтр с шириной полосы порядка 14 % по уровню ослабления на границах -20 дБ. Размеры щелевого резонатора (мм): $s_1=1.2$, $s_2=0.8$, $a_s=11.4$, $b_s=2.8$.

На рис. 8 приведены зависимости спектральных характеристик микрополосковых резонаторов с Н-образной щелевой неоднородностью в экранирующем слое в зависимости от размеров щелей s_1 и s_2 , остальные размеры – те же, что и на рис. 6. Видно, что спектр собственных частот «электрического» и «магнитного» резонаторов слабо зависит от ширины продольной щели s_1 (рис. 8, а), но существенно зависит от размера поперечной щели s_2 : с увели-

чением s_2 уменьшается значение первой и растет значение второй частоты резонансного взаимодействия, рис. 8, б, в. То есть варьированием размера щели s_2 H-образного щелевого резонатора также можно регулировать ширину полосы запираания фильтра и уровень ослабления на центральной частоте.

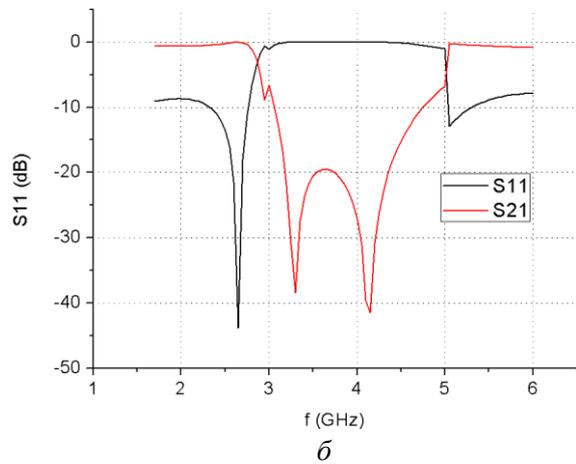
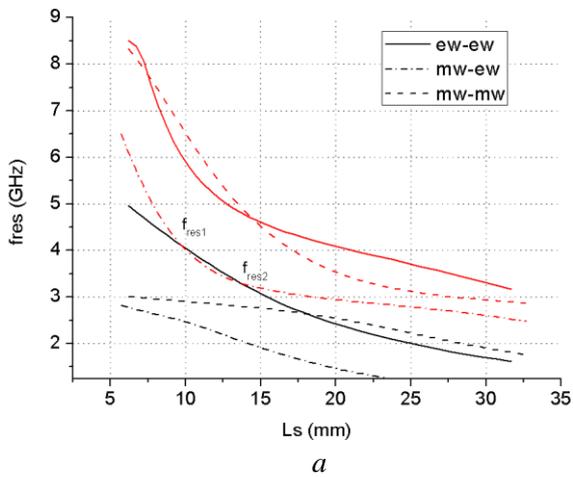


Рис. 5

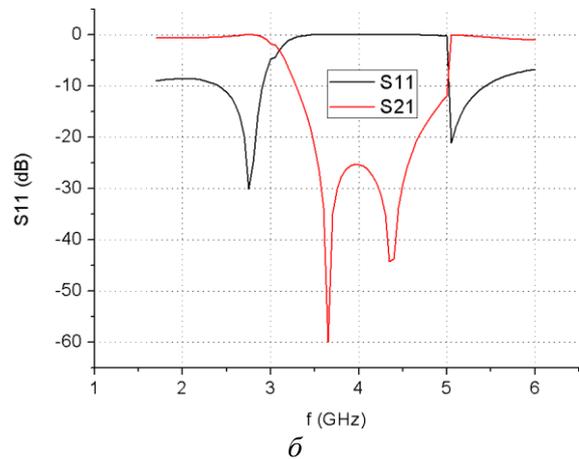
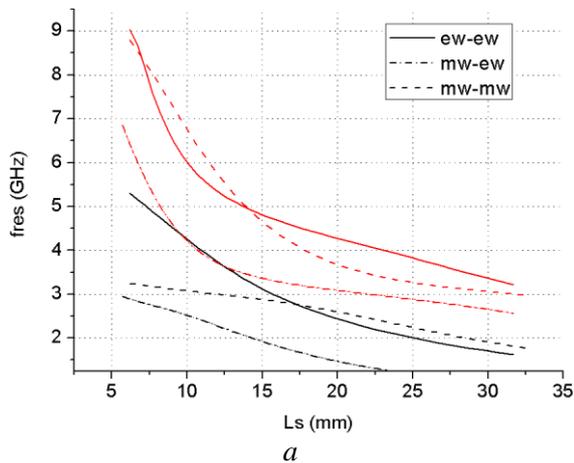


Рис. 6

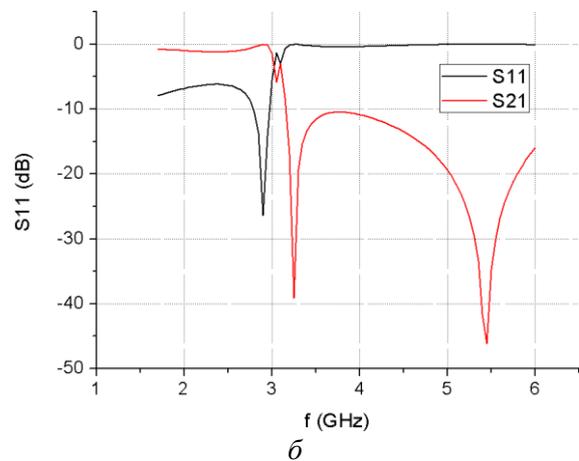
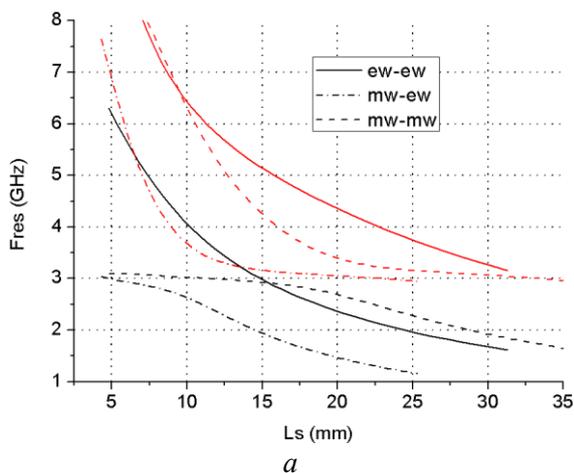


Рис. 7

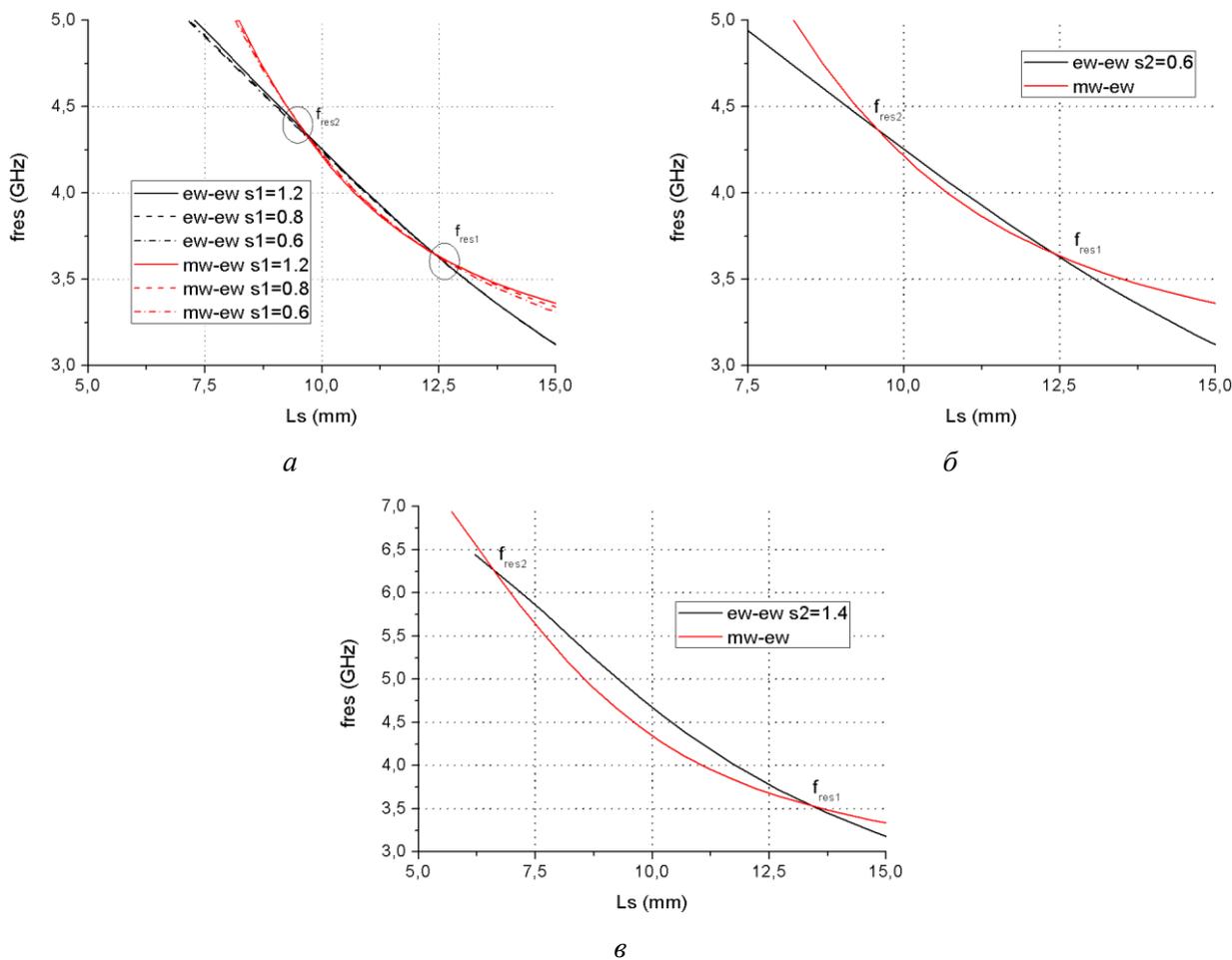


Рис. 8

Таким образом, процедура проектирования широкополосного полосо-запирающего фильтра выглядит следующим образом:

- 1) Поперечный размер щелевого резонатора a_s в первом приближении рассчитывается по резонансной частоте обычного прямоугольного щелевого резонатора шириной s_2 .
- 2) Продольный размер b_s , а значит и длина отрезка щелевой линии $l_s = b_s - s_2$, связывающей два прямоугольных щелевых резонатора, оптимизируется исходя из требований к минимальному затуханию в полосе частот и самой ширине полосы. В зависимости от отношения b_s/a_s , характеристика коэффициента передачи основной волны микрополосковой линии меняется от резонансной двухчастотной до одночастотной и нерезонансной.

Естественно, такие резонаторы можно каскадировать для увеличения уровня затухания в полосе заграждения.

Заключение

Методом поперечного резонанса исследованы характеристики рассеяния основной волны микрополосковой линии передачи на Н-образном щелевом резонаторе в ее заземляющем слое с поперечным и симметричным расположением «гантелей» относительно нее. Показано, что при определенных геометрических параметрах такая неоднородность может иметь две частоты резонансного взаимодействия с волноведущей линией передачи и соответственно обладает свойствами широкополосного полосо-заграждающего фильтра. Это объясняется геометрией щелевого резонатора, который представляет собой два прямоугольных щелевых резонатора, непосредственно связанных между собой отрезком щелевой линии передачи, обеспечивающей эффект взаимной связи между двумя неоднородностями, в результате чего

получается параллельное соединение двух отрезков дисперсных линий передачи, что составляет сложный резонансный узел. В зависимости от геометрии Н-образного щелевого резонатора при проектировании можно получать как широкополосные, так и двухчастотные полосно-запирающие фильтры. При этом оптимальные характеристики устройства получаются варьированием соотношения продольного и поперечного размеров резонатора, а также варьированием ширины поперечной щели. Основными преимуществами таких структур являются их компактность и высокий уровень загашения в полосе частот.

Список литературы: 1. *Ahn D., Park J., Kim C., Kim J., Park J., Qian Y., Itoh T.* A design of the low-pass filter using the novel microstrip defected ground structure // *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* 2001. vol. 49, No 1. pp. 86–93. 2. *Park J.-S., Yun J.-S., Ahn D.* A design of the novel coupled-line bandpass filter using defected ground structure with wide stopband performance // *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* 2002. vol. 50, No. 9. pp. 2037–2043. 3. *Karmakar N. C., Mollah M. N.* Investigations into nonuniform photonic bandgap microstripline low-pass filters // *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* 2003. vol. 51, No. 2. pp. 564–572. 4. *Abdel-Rahman A., Verma A. K., Boutejdar A., Omar A. S.* Control of bandstop response of Hi-Lo microstrip lowpass filter using slot in ground plane // *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* 2004. vol.52, No 3. pp. 1008 – 1013. 5. *Lim J.-S., Kim C.-S., Ahn D., Jeong Y.-C., Nam S.* Design of the low-pass filters using defected ground structure // *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* , 2005. vol. 53, no. 8. pp. 2539–2545. 6. *Liu H.-W., Li Z.-F., Sun X.-W., Mao J.-F.* An improved 1-D periodic defected ground structure for microstrip line // *IEEE Microw. and Wireless Components Letters.* 2004. vol. 14, no. 4. pp. 180–182. 7. *Baccarelli P., Nallo C. D., Paulotto S., Jackson D. R.* A full-wave numerical approach for modal analysis of 1-D periodic microstrip structures // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* 2006. vol. 54, No 4. pp. 1350-1362. 8. *Rassokhina Yu. V., Krizhanovski V.G.* Periodic Structure on the Slot Resonators in Microstrip Transmission Line // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.* 2009. vol. 57, No. 7. pp. 1694–1699. 9. *Рассохина, Ю. В., Крыжановский, В. Г.* Анализ периодических структур на базе П- и Н-образных щелевых резонаторов в заземляющем слое полосковой линии передачи // *Радиофизика и электроника.* – 2010. – Т. 15, № 4. – С. 16–22. 10. *Рассохина, Ю.В., Крыжановский, В.Г.* Планарные полосково-щелевые резонансные структуры с прямоугольными координатными границами. Методы анализа. – Донецк : Апекс, 2010. 168 с. 11. *Рассохина, Ю. В., Крыжановский, В. Г.* Периодические структуры на связанных щелевых резонаторах в заземляющем слое микрополосковой линии передачи // *Изв. вузов. Радиоэлектроника.* – 2010. – Т. 53. №8. – С. 36–42. 12. *Рассохина, Ю. В., Крыжановский, В. Г.* Анализ связанных щелевых резонаторов сложной формы в металлизированной плоскости микрополосковой линии передачи методом поперечного резонанса // *Изв. вузов. Радиоэлектроника.* – 2012. – Т. 55, №5. – С. 29–39. 13. *Rassokhina, Yu., Krizhanovski, V.* Analysis of Distributed Slot Discontinuity in Microstrip Line Ground Plane // *Computational Problems of Electrical Engineering.* – 2013. – vol. 3, No 1. – P. 101-108. 14. *Рассохина, Ю.В., Крыжановский, В.Г.* Эффекты взаимной связи между прямоугольными щелевыми резонаторами в заземляющем слое микрополосковой линии передачи // *Прикладная радиоэлектроника.* – 2014. – №4. – С. 420-425.

Донецкий национальный университет

Поступила в редколлегию 27.07.2015