

06

Высокоэффективные электромагнитнокристаллические неоднородности

© Е.А. Нелин, А.И. Назарько

Национальный технический университет Украины,
Киевский политехнический институт,
03056 Киев, Украина
e-mail: ye.nelin@gmail.com

(Поступило в Редакцию 18 января 2012 г.)

Предложены высокоэффективные электромагнитнокристаллические неоднородности, имеющие, в отличие от традиционных, низкий волновой импеданс. Проанализированы распределения поля и частотные характеристики неоднородностей. Приведены экспериментальная и расчетная характеристики фильтра на их основе.

Кристаллоподобные структуры, обладающие особыми спектральными характеристиками, нашли широкое применение в разнообразных устройствах обработки сигналов. Микрополосковые электромагнитные кристаллы (ЭК) и отдельные ЭК-неоднородности позволяют существенно улучшить характеристики устройств радиодиапазона.

Традиционные ЭК-неоднородности (defected ground structure (DGS) и defected microstrip structure (DMS)) имеют вид окна (отверстие или щель разной формы) соответственно в металлизированной поверхности и в сигнальном проводнике [1,2]. DGS и DMS (DG(M)S) обладают следующими важными свойствами: частотная избирательность, замедление волны, высокие волновой импеданс и квазисосредоточенная индуктивность [1–3].

Рассмотрим необходимость и конструктивную реализацию низкоимпедансных ЭК-неоднородностей.

В микрополосковых структурах используются элементы с низким Z_l и высоким Z_h импедансами, где l и h соответствуют уровню (low и high) импеданса [4,5]. Избирательность структур повышается с увеличением отношения $\rho = Z_h/Z_l$. Значения Z_l и Z_h ограничены допустимой шириной полоскового проводника: $Z_l \gtrsim 20\Omega$ и $Z_h \lesssim 100\Omega$. Импеданс DG(M)S $Z \lesssim 210\Omega$ [6]. DG(M)S — h^2 -неоднородности (показатель степени соответствует размерности неоднородности). Более высокий импеданс имеют h^3 -неоднородности, сочетающие неоднородности в металлизированной поверхности, в диэлектрике и на сигнальной поверхности (для одиночной h^3 -неоднородности $Z = 360\Omega$) [7].

Представим DG(M)S линией передачи с усредненными распределенными параметрами. Волновой импеданс и скорость волны v определяются формулами

$$Z = \sqrt{\frac{L'}{C'}}, \quad v = \sqrt{\frac{1}{LC'}}$$

где L' и C' — усредненные погонные индуктивность и емкость. За счет контуров тока на краях окна традиционные DG(M)S имеют высокое значение L' . Альтернативное решение — неоднородности с высоким значением C' , обладающие низким импедансом, высокой квазисосредоточенной емкостью и, как и DG(M)S,

замедляющие волну. Совместное использование h - и l -неоднородностей обеспечит максимальное увеличение ρ .

Для достижения высокого значения C' неоднородность необходимо выполнить трехмерной со стороны сигнальной поверхности. На рис. 1, *a* показана l^3 -неоднородность в виде металлизированного несквозного круглого отверстия. По сравнению с обычной l^2 -неоднородностью (рис. 1, *b*) емкость l^3 -неоднородности больше за счет увеличения площади и уменьшения расстояния между сигнальным проводником и металлизированной поверхностью.

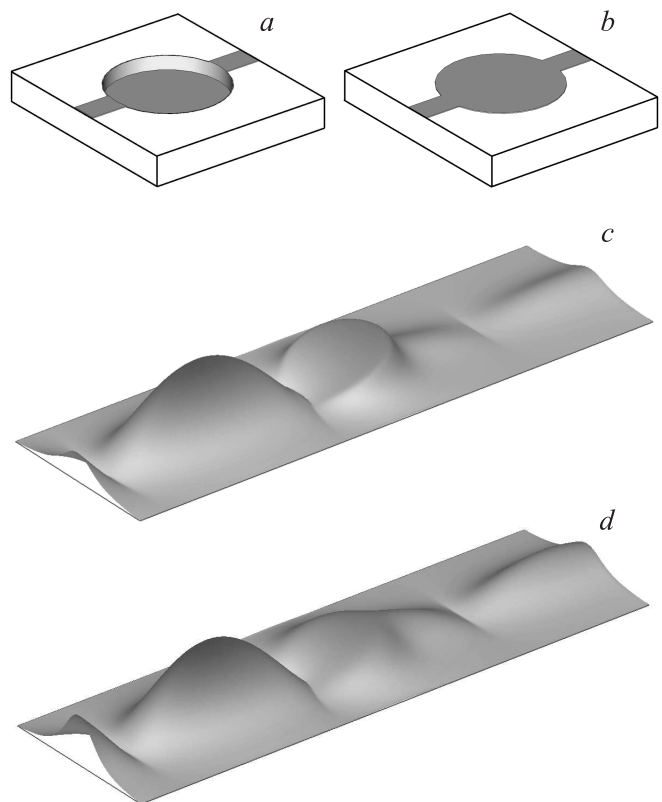


Рис. 1. Неоднородности и напряженность электрического поля (по модулю): l^3 (*a, c*) и l^2 (*b, d*).

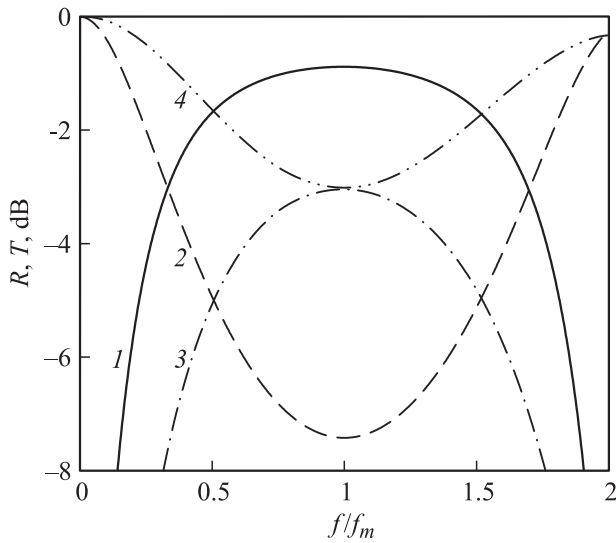


Рис. 2. Частотные зависимости коэффициентов отражения R и прохождения T (по модулю) неоднородностей: l^3 (кривые 1, 2) и l^2 (3, 4).

Сравним характеристики l^n -неоднородностей ($n = 3$ и 2). Эффективность ЭК-неоднородности характеризует локализация поля (рис. 1, *c* и *d*). Расчет выполнен трехмерным моделированием в Microwave Studio. Параметры неоднородностей: диаметр $d = 5$ mm, глубина l^3 -неоднородности $t' = 0.64$ mm, ширина полоскового проводника $w = 1.1$ mm, материал подложки Rogers RO3010, толщина диэлектрика $t = 1.28$ mm, относительная диэлектрическая проницаемость $\epsilon = 10.2$, тангенс угла диэлектрических потерь 0.0015 на частоте 10 GHz, толщина металлизации 0.035 mm, волновой импеданс полоскового проводника $Z_0 = 50 \Omega$. Поле рассчитано в сечении подложки на расстоянии 0.32 mm от металлизированной поверхности на частоте f_m минимума коэффициента прохождения (соответственно 5.23 и 5.71 GHz при $n = 3$ и 2). Локализацию поля определим отношением γ его амплитуд перед и после неоднородности. Для $n = 3$ и 2 имеем $\gamma = 4.5$ и 2.3.

На рис. 2 приведены частотные характеристики неоднородностей, рассчитанные в Microwave Studio. На частоте f_m значения R_m и T_m равны -0.9 и -7.4 dB при $n = 3$ и -3.0 dB при $n = 2$. По одномерной модели линии передачи значениям T_m и f_m при $n = 3$ и $n = 2$ соответствуют такие значения Z и относительной эффективной диэлектрической проницаемости ϵ_e : 11.2 и 20.7Ω , 8.2 и 6.9. Если принять, что полосковому проводнику отвечает $n = 1$, то с увеличением n на единицу импеданс уменьшается приблизительно в 2 раза. Большому значению ϵ_e при $n = 3$ соответствуют меньшие размеры неоднородности на заданной частоте.

Если длина l -отрезка микрополосковой линии меньше $\lambda/8$ (где λ — длина волны), его можно моделировать сосредоточенной емкостью $C \sim \sqrt{\epsilon_e}/Z$ [4]. При $n = 3$ емкость в 2 раза больше.

По модели линии передачи коэффициенты отражения r от границы неоднородности и R от всей неоднородности равны $r = (\rho_0 - 1)/(\rho_0 + 1)$ и $R = (Z_0 - Z_i)/(Z_0 + Z_i)$, где $\rho_0 = Z_0/Z$; Z_i — входной импеданс неоднородности. На частоте f_m имеем $d = \lambda/4$, $Z_i = Z/\rho_0$ и

$$R_m = \frac{\rho_0^2 - 1}{\rho_0^2 + 1}. \tag{1}$$

Подставив значения Z для $n = 3$ и 2, получим $r = 0.63$ и 0.41, $R_m = 0.90$ и 0.71 (-0.9 и -3.0 dB), что совпадает с результатами трехмерного моделирования.

Амплитуды поля перед и после неоднородности равны соответственно сумме амплитуд падающей и отраженной волн и амплитуде прошедшей волны. На частоте f_m при единичной амплитуде падающей волны амплитуды поля перед и после неоднородности равны соответственно $1 + R_m$ и $\sqrt{1 - R_m^2}$. Таким образом, $\gamma = \sqrt{(1 + R_m)/(1 - R_m)}$. Подставив (1), получим соотношение $\gamma = \rho_0$, устанавливающее непосредственную взаимосвязь между локализацией поля и избирательностью. При $n = 3$ и 2 имеем $\gamma = 4.5$ и 2.4, что соответствует значениям из распределений поля.

Сравним размеры l^3 -неоднородности и микрополосковой линии с одинаковыми волновыми параметрами. Для микрополосковой линии [4]

$$Z = \frac{120\pi/\sqrt{\epsilon_e}}{x + 1.393 + 0.667 \ln(x + 1.444)},$$

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon + 1}{2} + \frac{\epsilon - 1}{2\sqrt{1 + 12/x}}, \tag{2}$$

где $x = w/t \geq 1$. Согласно (2), значениям Z и ϵ_e l^3 -неоднородности соответствуют $w = 2.2$ и $1.4d$, что иллюстрирует заметное уменьшение размеров при использовании l^3 -неоднородности.

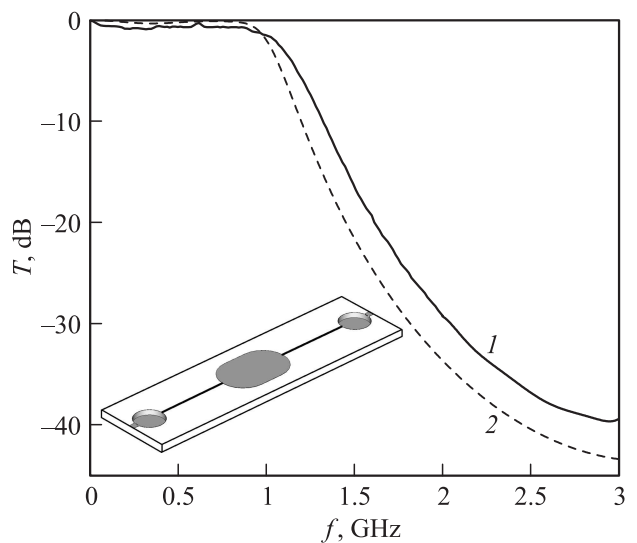


Рис. 3. Экспериментальная (кривая 1) и расчетная (2) амплитудно-частотные характеристики фильтра на основе l^3 -неоднородностей.

Неоднородность l^3 может быть выполнена и со стороны металлизированной поверхности [8]. Такая неоднородность менее эффективна, поскольку ее эквивалентная емкость определяется лишь двумерным сигнальным проводником. Параметры γ , ε_e и C рассмотренной l^3 -неоднородности больше соответственно в 1.14, 1.2 и 1.3 раза.

На вставке рис. 3 представлена структура фильтра нижних частот на основе l^3 -неоднородностей. Фильтр образован пятью волновыми областями: две l^3 -неоднородности, два отрезка узкого проволочного и отрезок широкого полоскового проводников. За счет скругления краев отрезка полоскового проводника уменьшена неравномерность характеристики в полосе пропускания. Конструктивные параметры фильтра: ширина 13 mm, длина 46 mm, $d = 5$ mm, $t' = 0.5$ mm, длина отрезков сигнального проводника 12 mm, диаметр проволочного проводника 0.1 mm, ширина и радиус скругления отрезка полоскового проводника 8 и 4 mm, материал подложки — Rogers RO3010 с приведенными выше параметрами. Экспериментальная и расчетная неравномерности характеристики в полосе пропускания равны соответственно 0.9 и 0.4 dB.

Предложенные низкоимпедансные неоднородности расширяют возможности ЭК-неоднородностей, в частности, позволяют реализовать двухфазный ЭК [9], который приблизительно в 2 раза меньше однофазного.

Список литературы

- [1] Weng L.H., Guo Y.C., Shi X.W., Chen X.Q. // PIER B. 2008. Vol. 7. P. 173–189.
- [2] Kazerooni M., Cheldavi M., Kamarei A. // PIER M. 2009. Vol. 10. P. 93–102.
- [3] Tirado-Mendez A., Jardon-Aguilar H., Flores-Leal R. // PIER C. 2010. Vol. 13. P. 77–90.
- [4] Hong Jia-Sheng, Lancaster M.J. Microstrip filters for RF/microwave applications. NY: Wiley, 2001. 482 p.
- [5] Makimoto M., Yamashita S. Microwave resonators and filters for wireless communication: theory, design and application. Berlin: Springer-Verlag, 2001. 162 p.
- [6] Chang C.-P., Su C.-C., Hung S.-H. et al. // PIER Lett. 2009. Vol. 8. P. 151–159.
- [7] Назарько А.И., Нелин Е.А., Понсуй В.И., Тимофеева Ю.Ф. // ЖТФ. 2010. Т. 80. Вып. 4. С. 138–139.
- [8] Назарько А.И., Нелин Е.А., Понсуй В.И., Тимофеева Ю.Ф. // ЖТФ. 2011. Т. 81. Вып. 5. С. 142–143.
- [9] Назарько А.И., Нелин Е.А., Понсуй В.И., Тимофеева Ю.Ф. // Письма в ЖТФ. 2011. Т. 37. Вып. 4. С. 81–86.