

06;12

## Электромагнитные кристаллы на основе низкоомных неоднородностей

© А.И. Назарько, Е.А. Нелин, В.И. Попсуй, Ю.Ф. Тимофеева

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

(Поступило в Редакцию 9 августа 2010 г.)

Предложены электромагнитные кристаллы на основе низкоомных неоднородностей. Приведены расчетные и экспериментальные характеристики устройств на основе таких неоднородностей.

Кристаллоподобные структуры представляют значительный интерес как основа разнообразных устройств обработки сигналов. Одна из разновидностей таких структур — микрополосковые электромагнитные кристаллы (ЭК) — позволяет значительно улучшить характеристики устройств радиодиапазона.

Зонная избирательность ЭК определяется развязкой сигналов в разрешенных и запрещенных зонах. Волновые импедансы неоднородности  $Z$  и однородной области  $Z_0$  ЭК существенно различаются. Обозначим высокоомные и низкоомные неоднородности, индексы их параметров и ЭК на их основе буквами  $H$  и  $L$  (high- and low-impedance). Развязка сигналов возрастает с увеличением или уменьшением отношения  $\rho_{H,L} = Z_{H,L}/Z_0$  соответственно для  $H$ - и  $L$ -неоднородностей.

Традиционная ЭК-неоднородность в виде отверстия, расположенного под полосковым проводником и выполненного обычно лишь на металлизированной поверхности, —  $H$ -неоднородность. Для увеличения  $\rho_H$  необходимо выполнить отверстие и в диэлектрической подложке. Значение  $\rho_H$  возрастает с увеличением глубины отверстия и ограничено при сквозном отверстии. Так, для неоднородности, рассмотренной в [1], с углублением отверстия значение  $\rho_H$  возрастает приблизительно с 2 до 4 при  $Z_0 = 50 \Omega$ . Дальнейшее повышение  $\rho_H$  обеспечивает комбинированная неоднородность, сочетающая неоднородности на металлизированной поверхности, в диэлектрической подложке и на сигнальной поверхности [1]. Так, для комбинированных  $H$ -неоднородностей, использованных в фильтре [2],  $\rho_H = 7$  при  $Z_0 = 50 \Omega$ .

Рассмотрим конструктивные возможности реализации  $L$ -неоднородности. Характеристический импеданс микрополосковой линии уменьшается с расширением сигнального проводника, с уменьшением толщины диэлектрика, с увеличением его диэлектрической проницаемости. Исходя из этого  $L$ -неоднородность можно сформировать такими решениями:

- 1) несковзное металлизированное отверстие в подложке, гальванически соединенное с металлизированной поверхностью;
- 2) отверстие в подложке, заполненное диэлектриком более высокой диэлектрической проницаемости, чем подложка.

На рис. 1 показана структура ЭК– $L$ .  $L$ -неоднородность сформирована под сигнальным проводником несковзным круглым металлизированным отверстием в диэлектрике.

Оценим параметры такой неоднородности. Относительная эффективная диэлектрическая проницаемость и волновой импеданс  $L$ -неоднородности приближенно определяются соответствующими формулами для микрополосковой линии [3]:

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

$$Z = \frac{120\pi\sqrt{\epsilon_e}}{x + 1.393 + 0.667\ln(x + 1.444)}, \quad (2)$$

где  $\epsilon$  и  $\epsilon_e$  — относительная и относительная эффективная диэлектрическая проницаемость;  $x = w/\Delta h$ ,  $w$  — ширина сигнального проводника,  $\Delta h = h - h'$  — зазор между отверстием и сигнальным проводником,  $h$  — толщина диэлектрика,  $h'$  — глубина отверстия. Для узких зазоров, когда  $x \gg 1$ ,  $\epsilon_e \approx \epsilon$  и  $Z \approx 12\pi\Delta h/w\sqrt{\epsilon}$ . В этом случае импеданс прямо пропорционален зазору и обратно пропорционален ширине проводника.

Рассчитаем возможное значение  $\rho_L$  для  $L$ -неоднородности с параметрами, соответствующими  $H$ -неоднородности [2]:  $\epsilon = 10.2$ ,  $h = 1.28 \text{ mm}$ ,  $w = 8 \text{ mm}$ . При  $h' = 1 \text{ mm}$ , согласно (2), имеем  $Z_L = 3.8 \Omega$  (по приближенной формуле  $4.1 \Omega$ ), что соответствует  $\rho_L = 0.08$ . Поскольку  $\rho_L^{-1}/\rho_H = 1.8$ , ЭК– $L$  заметно эффективнее ЭК– $H$ .

Обратим внимание на соотношение между  $\epsilon_{eH}$  и  $\epsilon_{eL}$ . Для  $H$ -неоднородности [2]  $\epsilon_{eH} = 1.5$ . Согласно (1),  $\epsilon_{eL} = 9.5$ . Поскольку  $\epsilon_{eL} \gg \epsilon_{eH}$ , при заданной электрической длине размер  $L$ -неоднородности в направлении распространения волны существенно меньше. При

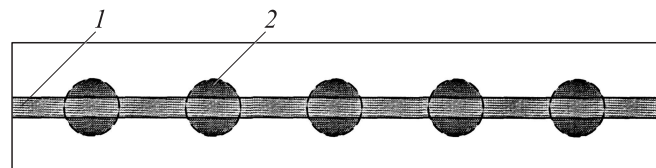


Рис. 1. Структура ЭК– $L$ : 1 — полосковый проводник, 2 —  $L$ -неоднородность.

одинаковых габаритах диапазон рабочих частот ЭК–L ниже, а для заданного диапазона частот габариты ЭК–L меньше по сравнению с ЭК–H.

На рис. 2 приведены экспериментальная 1 и расчетная 2 характеристики коэффициента прохождения ЭК–L с параметрами:  $w = 2.5$  mm, диаметр отверстий 8.6 mm, период 20 mm, число отверстий 5,  $h = 2.1$  mm,  $h' = 1.7$  mm,  $\epsilon = 7$ , тангенс угла диэлектрических потерь  $\text{tg } \delta = 0.0025$  на частоте 10 GHz,  $Z_0 = 50 \Omega$ . Расчет проведен трехмерным моделированием в программном пакете Microwave Studio. Согласно (1) и (2),  $\epsilon_{eL} = 5.8$ ,  $Z_L = 17.5 \Omega$ . Исходя из одномерной модели ЭК–L в виде линии передачи, образованной чередующимися отрезками с импедансами  $Z_L$  и  $Z_0$ , характеристике 2 соответствуют  $\epsilon_{eL} = 5.6$  и  $Z_L = 15.5 \Omega$ , что хорошо согласуется с (1) и (2). Экспериментальные и расчетные значения средней частоты запрещенной зоны, определяемой минимумом коэффициента прохождения  $T_{\min}$ , и значения  $T_{\min}$  соответственно равны 3.33, 3.27 GHz, и  $-43$ ,  $-44$  dB. ЭК–H, отличающийся от рассматриваемого ЭК–L тем, что отверстия неметаллизированы, имеет такие экспериментальные и расчетные параметры: 4.19, 4.04 GHz и  $-22$ ,  $-30$  dB. При этом  $\epsilon_{eH} = 1.7$ ,  $Z_H = 130 \Omega$ . Меньшее значение  $T_{\min}$  ЭК–L объясняется тем, что  $\rho_L^{-1} = 3.2$  больше  $\rho_H = 2.6$  и длина L-неоднородности намного ближе к четвертьволновой по сравнению с H-неоднородностью (соответственно 0.9

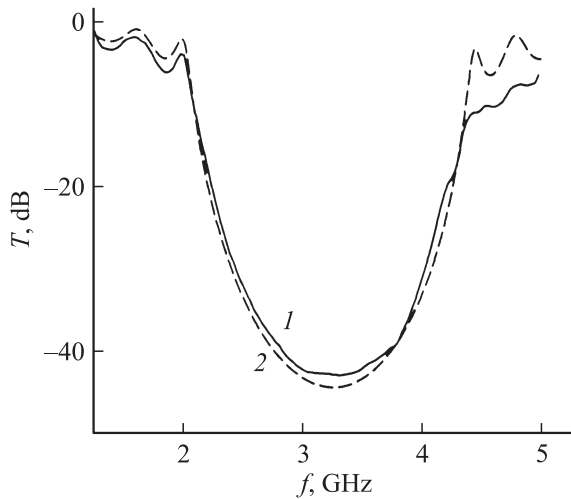


Рис. 2. Характеристики коэффициента прохождения ЭК–L.

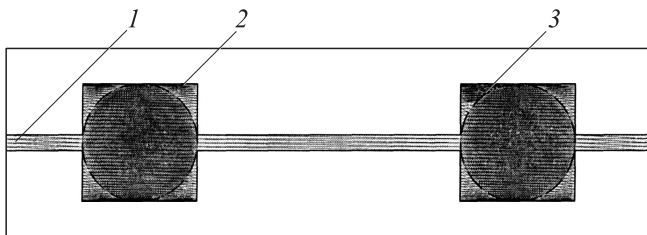


Рис. 3. Фильтр на основе L-неоднородностей: 1 — полосковый проводник, 2 — широкий полосковый отрезок, 3 — L-неоднородность.

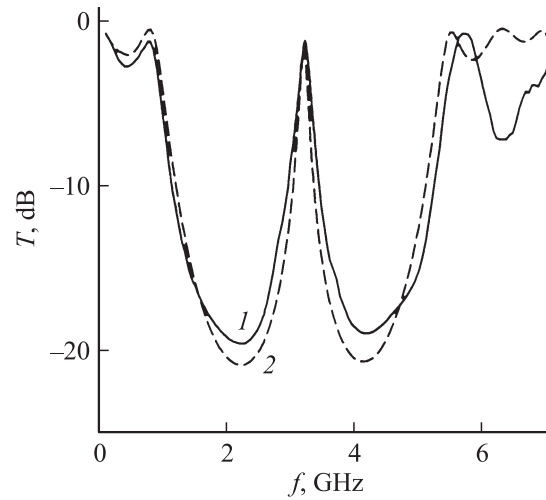


Рис. 4. Амплитудно-частотные характеристики фильтра на основе L-неоднородностей.

и 0.6 от четвертьволновой длины). Уменьшение средней частоты ЭК–L обусловлено меньшей скоростью волны, поскольку  $\epsilon_{eL} > \epsilon_{eH}$ .

На рис. 3 приведен узкополосный фильтр на основе L-неоднородностей в виде несквозных круглых металлизированных отверстий в диэлектрике. Для снижения  $Z_L$  сигнальный проводник над неоднородностями имеет ширину, равную диаметру отверстий.

На рис. 4 приведены экспериментальная 1 и расчетная 2 амплитудно-частотные характеристики фильтра такой структуры. Параметры фильтра: ширина 13 mm, длина 42.2 mm,  $w = 1$  mm, диаметр отверстий и ширина полоскового проводника над ними 7.5 mm, расстояние между неоднородностями 17.2 mm. Материал подложки — Rogers RO3010,  $h = 1.28$  mm,  $h' = .65$  mm,  $\epsilon = 10.2$ ,  $\text{tg } \delta = 0.0023$  на частоте 10 GHz, толщина металлизации 0.035 mm,  $Z_0 = 50 \Omega$ . Согласно (1) и (2),  $\epsilon_{eL} = 8.8$ ,  $Z_L = 8.4 \Omega$ . Экспериментальные и расчетные значения средней частоты и вносимых потерь соответственно совпадают и равны 3.2 GHz и 1.5 dB; экспериментальные и расчетные значения ширины полосы пропускания по уровню  $-3$  dB соответственно равны 0.18 и 0.15 GHz.

Низкоомные ЭК-неоднородности имеют более широкий диапазон волновых импедансов, чем высокоомные, что позволяет повысить развязку сигналов в устройствах на их основе. Для обеспечения максимального отношения импедансов разнородных областей ЭК представляет интерес совместное использование низко- и высокоомных неоднородностей.

### Список литературы

[1] Назарько А.И. и др. // ЖТФ. 2010. Т. 80. Вып. 4. С. 138–139.  
 [2] Назарько А.И. и др. // ЖТФ. 2010. Т. 80. Вып. 10. С. 148–149.  
 [3] Hong Jia-Shen G., Lancaster M.J. Microstrip filters for RF/microwave applications. NY: Wiley, 2001. 488 p.