

Суміщені електромагнітнокристалічні неоднорідності

Зінгер Я. Л., Нелін Є. А., Понсуї В. І.

Національний технічний університет України “Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського”

E-mail: *singer.yana@gmail.com*

Запропоновано конструкції суміщених неоднорідностей електромагнітних кристалів (ЕК). Як модель першого наближення для суміщених ЕК-неоднорідностей розглянуто одновимірну модель, яка дозволила отримати аналітичні результати. Виконано порівняння ефективності поодиноких та суміщених ЕК-неоднорідностей за допомогою одновимірної та тривимірної моделей. Тривимірне моделювання виконано в програмному пакеті CST Microwave Studio. Приведено експериментальні та розрахункові характеристики ЕК на основі поодиноких та суміщених неоднорідностей.

Ключові слова: електромагнітнокристалічна неоднорідність; електромагнітний кристал

Вступ

В радіоелектронних системах різного призначення широко застосовують мікросмужкові пристрої. Один з напрямків розвитку мікросмужкових структур — використання двовимірних неоднорідностей у вигляді отвору або щілини різної форми в металізованій поверхні або в сигнальному провіднику — відповідно defected ground structure (DGS) та defected microstrip structure (DMS) [1–3]. Періодично розміщені DGS та DMS утворюють photonic bandgap (PBG) — структуру з зонною характеристикою, аналогічною кристалам. Інша назва таких періодичних структур — електромагнітні кристали (ЕК) — кристалоподібні структури радіодіапазону. За характером еквівалентного хвильового імпедансу DGS та DMS високоімпедансні зі значенням еквівалентного хвильового імпедансу $Z \lesssim 210$ Ом [4]. Це вдвічі вище верхньої межі діапазону імпедансів традиційних мікросмужкових структур, який становить приблизно 20...100 Ом.

Суттєве розширення діапазону імпедансів забезпечують тривимірні ЕК-неоднорідності, що поєднують неоднорідності в металізованій поверхні, у діелектрику та на сигнальній поверхні [5, 6]. Такі неоднорідності за характером імпедансу як високоімпедансні, так і низькоімпедансні. Діапазон імпедансів становить 4...400 Ом, що свідчить про значне зростання взаємодії з хвилею. Як наслідок, при використанні таких неоднорідностей в якості квазізосереджених реактивних елементів значення реактивностей збільшуються в 1,5...4 рази у порівнянні з традиційними мікросмужковими структурами.

В конструкції тривимірної ЕК-неоднорідності можна сумістити низько- та високоімпедансну ЕК-неоднорідності, що мають різний характер реактивності. Назвемо такі неоднорідності суміщеними. Метою статті є порівняння характеристик поодиноких та суміщених ЕК-неоднорідностей, а також ЕК на їх основі.

1 Поодинокі та суміщені неоднорідності

Традиційні мікросмужкові неоднорідності — вузький або широкий відрізки смужкового провідника відповідно з високим або низьким хвильовим імпедансом. При виконанні умови

$$l < \lambda/8, \quad (1)$$

де l — довжина відрізка; λ — довжина хвилі, такі неоднорідності еквівалентні квазізосередженим послідовній індуктивності та паралельній ємності [1]. Поодинокі тривимірні ЕК-неоднорідності являють собою отвори різної форми: високоімпедансна — наскрізний отвір з нависним провідником (рис. 1а), низькоімпедансна — ненаскрізний металізований отвір з боку сигнального провідника (рис. 1б) або з боку металізованої поверхні (рис. 1в). При використанні таких неоднорідностей як реактивних елементів фільтра нижніх частот у порівнянні з традиційними неоднорідностями зменшуються розміри фільтра й розширюється смуга подавлення.

Для ЕК-неоднорідності l — її довжина в напрямку поширення хвилі. При виконанні умови (1) поодинока тривимірна ЕК-неоднорідність еквівалентна фільтру нижніх частот першого порядку.

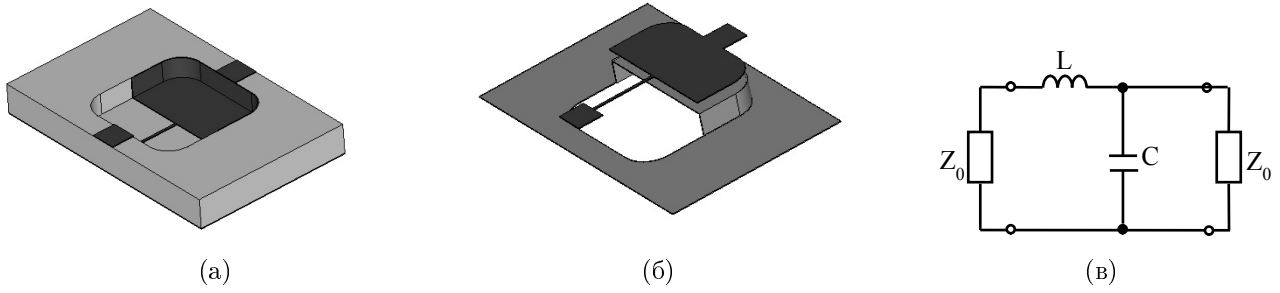


Рис. 1. Суміщені ЕК-неоднорідності та їх еквівалентна схема, $Z_0 = 50$ Ом.

Якщо в конструкції ЕК-неоднорідності сумістити індуктивність та ємність, порядок фільтра підвищиться.

На рис. 1а і 1б приведено конструктивні варіанти суміщених неоднорідностей, утворених не-наскрізними отворами з боку сигнального провідника (рис. 1а) або з боку металізованої поверхні (рис. 1б, основу не показано) з частковою металізацією отвору. Сигнальний провідник неметалізованої частини отвору виконано вузьким. У неоднорідності на рис. 1б форма сигнального провідника над металізованою частиною отвору повторює форму дна отвору. Неметалізована й металізована частини отвору відповідають індуктивності та ємності. Суміщена неоднорідність еквівалентна фільтру другого порядку (рис. 1в).

послідовно для Z_H і Z_C , отримаємо:

$$Z_C = \frac{1 + z_B g_B + z_H g_H + z_B z_H^{-1} g_B g_H}{1 + z_B^{-1} g_B + z_H^{-1} g_H + z_B^{-1} z_H g_B g_H}. \quad (3)$$

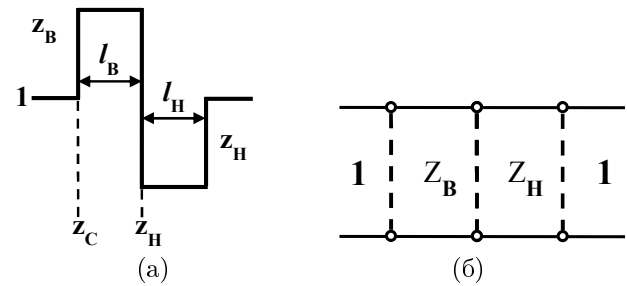


Рис. 2. Імпедансна залежність (а) та еквівалентна лінія передачі (б) суміщеної неоднорідності: 1 — хвильовий імпеданс зовнішнього середовища, z і Z — відповідно хвильові та вхідні імпеданси неоднорідності, індекси «н» та «в» відповідають низькому та високому імпедансам, а індекс «с» — суміщеній неоднорідності.

2 Порівняння ефективності поодинокі та суміщеної неоднорідностей

2.1 Одновимірна модель

Поодинокі тривимірні ЕК-неоднорідності у першому наближенні можна моделювати відрізком лінії передачі з еквівалентними хвильовим імпедансом та діелектричною проникністю. Як показано нижче, така одновимірна модель застосовна і для суміщеної неоднорідності. На рис. 2 приведено одновимірну модель суміщеної неоднорідності. Для спрощення перетворень імпеданси нормовано до Z_0 .

Ефективність неоднорідності характеризує її вплив на падаючу хвилю і визначається максимумом коефіцієнта відбиття, мінімумом коефіцієнта проходження або еквівалентним хвильовим імпедансом. Порівняємо ці параметри для поодинокі та суміщеної неоднорідностей з однаковими фазовими довжинами та імпедансами.

Вхідний імпеданс відрізка лінії передачі визначається формулою

$$Z_{вх} = \frac{1 + zg}{1 + z^{-1}g}, \quad (2)$$

де z — хвильовий імпеданс відрізка; $g = itg\varphi$; $\varphi = \beta l$, β — хвильове число. Застосувавши формулу (2)

В окремому випадку, коли $z_B = z_H^{-1} = z$ та $g_B = g_H = g$, маємо

$$Z_C = \frac{1 + g(z + z^{-1}) + z^2 g^2}{1 + g(z + z^{-1}) + z^{-2} g^2}. \quad (4)$$

Виходячи з (4) визначимо коефіцієнт відбиття суміщеної неоднорідності:

$$R_c = \frac{1 - Z_C}{1 + Z_C} = \frac{g^2(z^{-2} - z^2)}{2g(z + z^{-1}) + g^2(z^2 + z^{-2})}. \quad (5)$$

Якщо $\varphi_B = \varphi_H = \varphi = \pi/4$, то $g = i$. У цьому випадку з (5) отримаємо

$$|R_c| = \frac{z^2 - z^{-2}}{\sqrt{z^4 + z^{-4} + 14}}. \quad (6)$$

Фазова довжина порівнюваної поодинокі неоднорідності становить $\pi/2$, що відповідає чвертьхвильовому відрізку з вхідним імпедансом z^2 і максимальним коефіцієнтом відбиття (по модулю)

$$|R_{max}| = \frac{z - z^{-1}}{z + z^{-1}}. \quad (7)$$

Виходячи зі співвідношення між середнім арифметичним та середнім геометричним $z + z^{-1} > 2$, можна показати, що відношення виразів (6) і (7) $\rho > 1$. Таким чином, суміщена неоднорідність як відбивач ефективніша поодинокій. Згідно (6) і (7) маємо

$$\rho = \frac{(z + z^{-1})^2}{\sqrt{z^4 + z^{-4} + 14}}. \quad (8)$$

Враховуючи зв'язок між коефіцієнтами відбиття та проходження

$$T = \sqrt{1 - |R|^2} \quad (9)$$

і виходячи з (7), для мінімуму коефіцієнта проходження поодинокій неоднорідності отримаємо

$$T_{min} = \frac{2}{z + z^{-1}}. \quad (10)$$

Згідно (6) і (10) маємо

$$\tau = \frac{T_{min}}{T_c} = \frac{\sqrt{z^4 + z^{-4} + 14}}{2(z + z^{-1})}, \quad (11)$$

де T_{cmin} відповідає $|R_c|$.

На рис. 3 приведено залежності (8) та (11). Залежність ρ має максимум, що дорівнює 1,15 при $z = 2,4$. Незважаючи на наявність максимуму в залежності ρ , відношення τ зростає зі збільшенням z .

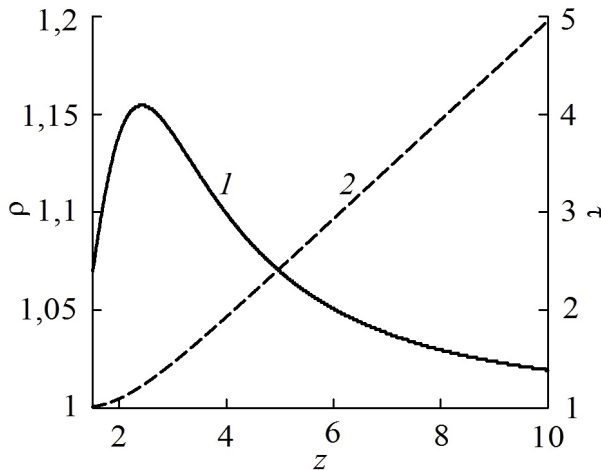


Рис. 3. Залежності параметрів ρ (1) та τ (2).

На рис. 4 приведено залежності коефіцієнтів проходження поодинокій та суміщеної неоднорідностей виходячи з (2), (5) і (9). Характеристика суміщеної неоднорідності має більш широкі смуги проходження, більшу крутість у перехідній смузі, суттєво менший мінімум коефіцієнта проходження і значно більш широку смугу подавлення.

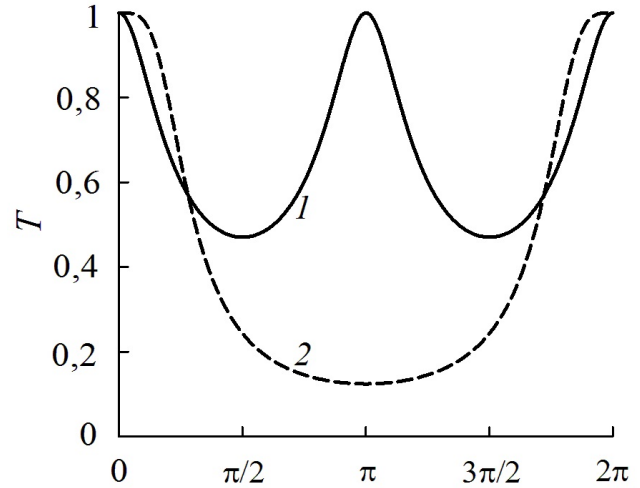


Рис. 4. Залежності коефіцієнтів проходження поодинокій (1) та суміщеної (2) ЕК-неоднорідностей; $z = 4$.

Чергування екстремумів в залежностях 1 і 2 обумовлене виконанням умов $l = \lambda n/4$ і $l = \lambda n/2$, $n = 1, 2, \dots$ відповідно. Умова еквівалентності суміщеної неоднорідності квазізосередженим реактивним елементам має вигляд $l < \lambda/4$, що вдвічі розширює частотний діапазон у порівнянні з умовою (1) для традиційних мікросмужкових та поодиноких ЕК-неоднорідностей.

Виходячи з (5) максимум коефіцієнта відбиття суміщеної неоднорідності дорівнює

$$R_{max} = \frac{z^2 - z^{-2}}{z^2 + z^{-2}}. \quad (12)$$

З виразів (12) і (7) отримаємо відношення максимумів коефіцієнтів відбиття суміщеної та поодинокій неоднорідностей:

$$\rho_{max} = 1 + \frac{2}{z^2 + z^{-2}}. \quad (13)$$

Виходячи з (12) і (9) для мінімуму коефіцієнта проходження суміщеної неоднорідності маємо

$$T_{cmin} = \frac{2}{z^2 + z^{-2}}. \quad (14)$$

З (10) і (14) отримаємо відношення мінімумів коефіцієнтів проходження поодинокій і суміщеної неоднорідностей:

$$\tau_{min} = \frac{z^2 + z^{-2}}{z + z^{-1}} \approx z. \quad (15)$$

Похибка наближеного співвідношення зменшується зі збільшенням z і вже при $z = 2$ складає 18%.

Вирази (13) і (15) ілюструють більш високу ефективність суміщеної неоднорідності у порівнянні з поодинокій.

$$T = 2\sqrt{\frac{(\dot{g}_B^2 + 1)(\dot{g}_H^2 + 1)}{[2 - \dot{g}_B\dot{g}_H(z_B z_H^{-1} + z_B^{-1} z_H)]^2 + [\dot{g}_B(z_B + z_B^{-1}) + \dot{g}_H(z_H + z_H^{-1})]^2}} \quad (16)$$

Назвемо умовним хвильовим імпедансом суміщеної неоднорідності z_y значення імпедансу поодинокі неоднорідності, що відповідає величині T_{cmin} . З порівняння виразів (10) і (14) отримаємо: $z_y = z^2$.

Діапазони імпедансів поодинокі та суміщеної неоднорідностей становлять z та $z_B + z_H^{-1} = 2z_B$ відповідно. З виразу для z_y знайдемо, що при однаковій ефективності неоднорідностей відношення цих діапазонів дорівнює $\sqrt{z}/2$. Таким чином, якщо $z > 4$, ефективність суміщеної неоднорідності вища навіть при меншому діапазоні імпедансів.

2.2 Тривимірна модель

Виходячи з (3) у результаті перетворень для коефіцієнта проходження суміщеної неоднорідності в одновимірному наближенні отримаємо рівняння (16), де $\dot{g}_B = |g_B|$; $\dot{g}_H = |g_H|$.

На рис. 5 приведено залежності коефіцієнта проходження поодинокі та суміщеної неоднорідностей згідно три- та одновимірної моделей. Форма суміщеної неоднорідності відповідає рис. 1а. Параметри неоднорідностей: отвір квадратної форми з закругленими кутами, довжина сторони квадрата 5 мм, глибина отвору 0,9 мм, ширина вузького сигнального провідника суміщеної неоднорідності 0,1 мм. В поодинокій неоднорідності металізовано увесь отвір, в суміщеній — половину. Матеріал основи — Rogers RO3010, товщина 1,27 мм, відносна діелектрична проникність $\varepsilon = 10,2$, тангенс кута діелектричних втрат 0,0023 на частоті 10 ГГц, товщина металізації 0,035 мм. Тривимірне моделювання виконано у програмному пакеті CST Microwave Studio.

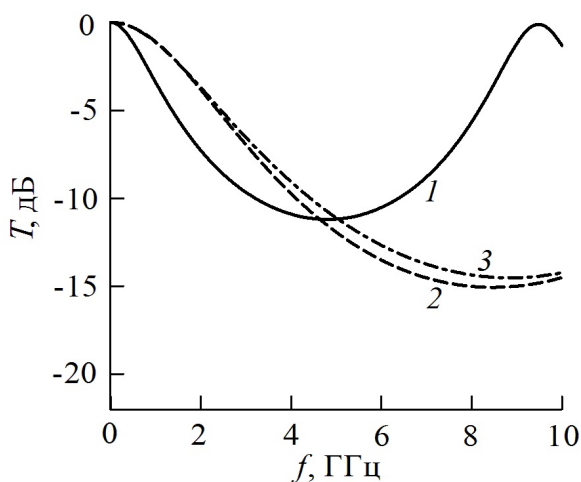


Рис. 5. Залежності коефіцієнта проходження поодинокі (1) та суміщеної (2, 3) неоднорідностей згідно три- (1, 2) та одновимірної моделей (3).

Параметри одновимірної моделі розраховані згідно формул для мікросмужкової лінії [1] і дорівнюють: $z_B = 1,6$, $z_H = 0,15$, $\varepsilon_B = 6,4$ та $\varepsilon_H = 8,9$. З урахування впливу бокових стінок неоднорідності довжину відрізків моделі збільшено до 3 мм. Враховуючи близькість характеристик 2 і 3, можна зробити висновок про прийнятність одновимірної моделі для суміщеної неоднорідності.

Виходячи з (10) отримаємо вираз для ненормованих значень еквівалентного хвильового імпедансу поодинокі та умовного хвильового імпедансу суміщеної неоднорідностей:

$$Z_{e,y} = Z_0 \frac{1 - \sqrt{1 - T_{min,cmin}^2}}{T_{min,cmin}},$$

де $T_{min,cmin}$ — мінімум коефіцієнта проходження поодинокі та суміщеної неоднорідності відповідно ($T_{min,cmin}$ — в разях).

Значенням $T_{min,cmin}$, які для характеристик 1 і 2 дорівнюють $-11,2$ та $-15,1$ дБ, відповідають імпеданси $Z_e = 7,0$ Ом і $Z_y = 4,4$ Ом.

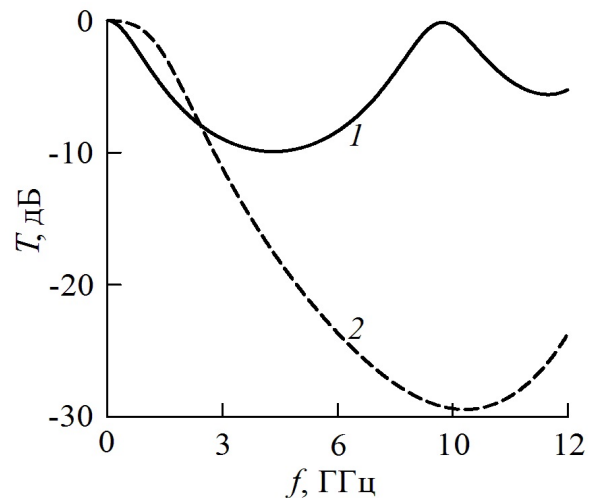


Рис. 6. Залежності коефіцієнта проходження поодинокі (1) та суміщеної (2) неоднорідностей згідно тривимірної моделі.

На рис. 6 приведено залежності коефіцієнта проходження для неоднорідностей круглої форми, розміщених з боку сигнального провідника. Сигнальний провідник суміщеної неоднорідності виконано нависним дровитим по всій неоднорідності. Параметри неоднорідностей: діаметр отвору 6 мм, глибина отвору 0,8 мм, діаметр дровитого провідника 0,1 мм. В поодинокій неоднорідності металізовано увесь отвір, в суміщеній — половину. Матеріал основи — Rogers RO3010. Значення $T_{min,cmin}$ для характери-

стик 1 і 2 дорівнюють $-9,9$ та $-29,5$ дБ, відповідно $Z_e = 8,2$ Ом та $Z_y = 0,8$ Ом.

На рис. 7, 8 приведено залежності коефіцієнта проходження для ЕК на основі поодиноких та суміщених неоднорідностей. Параметри неоднорідностей відповідають рис. 6, кількість неоднорідностей 3, період ЕК 9 мм.

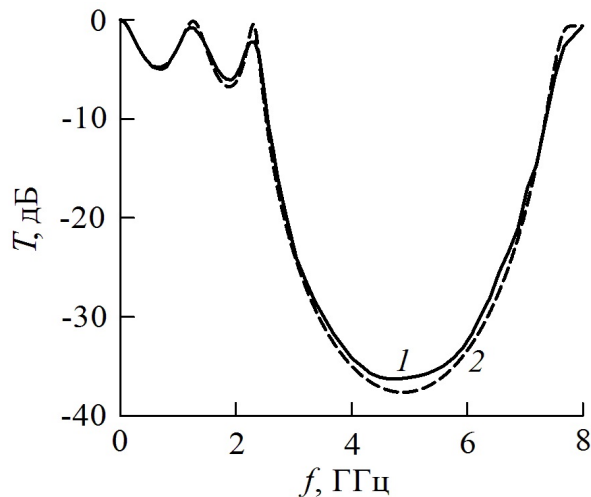


Рис. 7. Експериментальна (1) та розрахункова (2) залежності коефіцієнта проходження ЕК на основі поодиноких неоднорідностей.

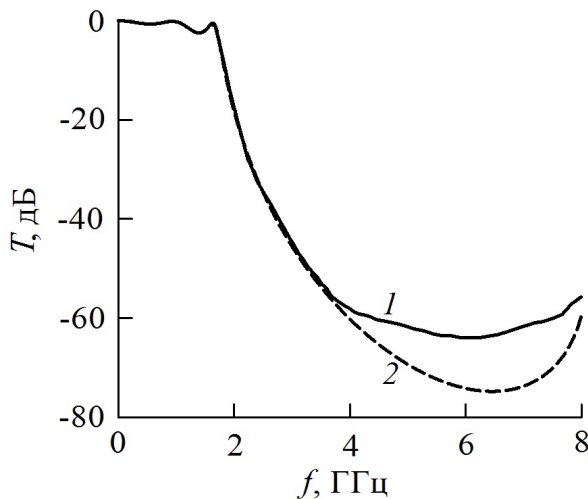


Рис. 8. Експериментальна (1) та розрахункова (2) залежності коефіцієнта проходження ЕК на основі суміщених неоднорідностей.

ЕК на основі суміщених неоднорідностей має більш широку заборонену зону (смугу подавлення), суттєво менший мінімум у забороненій зоні і менші пульсації у дозволений зоні (смугі пропускання). Експериментальні та розрахункові значення мінімумів у забороненій зоні для ЕК на основі поодиноких та суміщених неоднорідностей дорівнюють відповідно -36 і -38 дБ та -64 і -75 дБ.

Висновки

Суміщені ЕК-неоднорідності у порівнянні з поодинокими мають значно вищу ефективність. Для моделювання суміщених неоднорідностей у першому наближенні можна використовувати одновимірну модель, яка дозволяє отримати аналітичні результати. Розрахункове та експериментальне значення мінімуму у забороненій зоні ЕК на основі суміщених неоднорідностей у порівнянні з поодинокими менше на 37 та 28 дБ відповідно.

Перелік посилань

1. Hong J.-S. *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications* / J.-S. Hong. – N. Y.: Wiley. – 2011. – 656 p.
2. Bhuiyan M. S. Defected ground structures for microwave applications. *Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering* / M. S. Bhuiyan, N. C. Karmakar. – N. Y. : Wiley, 2014. – pp. 1-31.
3. Xiao J.-K. Defected microstrip structure. *Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering* / J.-K. Xiao. – N. Y. : Wiley, 2013. – pp. 1-8.
4. Chang C.-P. A 6 : 1 unequal wilkinson power divider with EBG CPW / C.-P. Chang, C.-C. Su., S.-H. Hung, Y.-H. Wang // *PIER Letters*. – 2009. – Vol. 8. – pp. 151-159.
5. Назарько А. И. Двухфазный электромагнитный кристалл / А. И. Назарько, Е. А. Нелин, В. И. Попсуй, Ю. Ф. Тимофеева // *Письма в ЖТФ*. – 2011. – Т. 37, № 4. – С. 81–86.
6. Назарько А. И. Электромагнитные кристаллы на основе низкоомных неоднородностей / А. И. Назарько, Е. А. Нелин, В. И. Попсуй, Ю. Ф. Тимофеева // *ЖТФ*. – 2011. – Т. 81, № 5. – С. 142–143.

References

- [1] Hong J. S. (2011) *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, Wiley, 656 p.
- [2] M. S. Bhuiyan, (2014) Defected ground structures for microwave applications, *Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering*, Wiley, pp. 1-31. DOI: 10.1002/047134608X.W8203
- [3] Xiao J.-K. (2013) *Defected microstrip structure. Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering*, Wiley, pp. 1-8. DOI: 10.1002/047134608X.W8199
- [4] Chang C.-P., Hung S.-H. and Wang Y.-H. (2009) A 6:1 unequal wilkinson power divider with EBG CPW. *PIER Letters*, Vol. 8, pp. 151-159 DOI: 10.2528/PIERL09032801
- [5] Nazarko, A. I., Nelin, E. A., Popsui V. I. and Timofeeva Yu. F. (2011) Two phase electromagnetic crystal. *Technical Physics Letters*, Vol. 37, No. 2, pp. 185–187. DOI: 10.1134/s1063785011020283
- [6] Nazarko A. I., Nelin E. A., Popsui V. I. and Timofeeva Yu. F (2011) Electromagnetic crystals based on low-impedance inhomogeneities *Tech. Phys.* Vol. 81, No. 5. pp. 142–143. DOI: 10.1134/S1063784211050252

Совмещенные электромагнитнокристаллические неоднородности

Нелин Е. А., Зингер Я. Л., Попсуй В. И.

Предложены конструкции совмещенных неоднородностей электромагнитных кристаллов (ЭК). Как модель первого приближения для совмещенных ЭК-неоднородностей рассмотрена одномерная модель, позволившая получить аналитические результаты. Выполнено сравнение эффективности одиночных и совмещенных ЭК-неоднородностей с помощью одномерной и трехмерной моделей. Трехмерное моделирование выполнено в программном пакете CST Microwave Studio. Приведены экспериментальные и расчетные характеристики ЭК на основе одиночных и совмещенных неоднородностей.

Ключевые слова: электромагнитнокристаллическая неоднородность; электромагнитный кристалл

Combined Electromagnetocrystalline Inhomogeneities

Nelin E. A., Zinher Ya. L., Popsui V. I.

A major expansion of the range of wave impedances provide 3D electromagnetocrystalline heterogeneities (ECIs), combining heterogeneities in metallized surface, dielectric and the signal surface of microstrip line. As consequence 3D ECIs as quasi-lumped reactive elements ensure a significant reactivity increasing compared with the conventional structures. The inductor and capacitor may be combined in the construction of ECI, named combined.

The constructions of combined ECIs are proposed. As a model of the first approximation for combined ECI a 1D model based on transmission line is considered. With the help of 1D model analytical results for combined ECI are obtained. A comparison between the efficiency of single and combined ECI using 1D and 3D models is made. 3D modeling is performed in the program package CST Microwave Studio.

Experimental and calculated transfer characteristics of electromagnetic crystals (ECs) on the basis of single and combined ECIs are presented. Experimental and calculated values of the forbidden zone minimums for ECs on the basis of single and combined ECIs are equal -36, -38, -64 and -75 dB, respectively.

Key words: electromagnetocrystalline inhomogeneity; electromagnetic crystal