

УДК 621.372.54

Порівняння результатів три- та одновимірного моделювання мікросмужкових фільтрів нижніх частот

Зінгер Я. Л., Адаменко Ю. Ф., Адаменко В. О., Нелін Є. А.

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

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

Виконано порівняння результатів три- та одновимірного моделювання мікросмужкових фільтрів нижніх частот традиційних конструкцій та на основі тривимірних електромагнітокристалічних неоднорідностей. Одновимірна модель являє собою неоднорідну лінію передачі з еквівалентними параметрами. Розглянуто фільтри на основі різноімпедансних секцій мікросмужкової лінії та з ємнісним шлейфом. Обґрунтовано можливість використання одновимірної моделі як моделі першого наближення.

Ключові слова: 3D модель; одновимірна модель; мікросмужковий пристрій; електромагнітокристалічна неоднорідність; фільтр нижніх частот

Вступ

При дослідженні та проектуванні НВЧ пристроїв стандартним є тривимірне електромагнітне моделювання. Тривимірність значно розширює можливості моделювання, але внаслідок складності моделі зв'язок між конструкцією та її характеристиками стає в значній мірі неявним. У результаті ускладнюється або навіть стає неможливим синтез конструкції, що базується на наочності зазначеного зв'язку.

Моделювання доцільно розпочинати з простої моделі, яка наближено враховує основні властивості об'єкта, що моделюється. Така модель безпосередньо, можливо, навіть в аналітичній формі, встановлює зв'язок між конструкцією та її характеристиками, буде наочною, дозволить підготувати вихідні дані для тривимірного аналізу та синтезу конструкції.

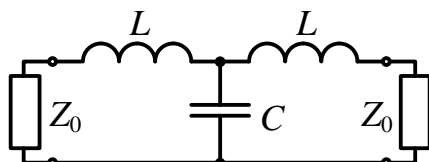


Рис. 1. Фільтр нижніх частот

Ціль статті полягає у аналізі можливості використання одновимірної моделі порівнянням результатів три- та одновимірного моделювання мікросмужкових фільтрів на основі традиційних планарних

структур (на прикладі фільтрів з [1]) та тривимірних електромагнітокристалічних (ЕК) неоднорідностей [2], які надалі будемо позначати як фільтри 1, 3 та 2, 4 відповідно.

1 Фільтри на основі різноімпедансних секцій мікросмужкової лінії

На рис. 1 приведено схему фільтра. Параметри фільтра: гранична частота смуги пропускання (частота зрізу) $f_c = 1$ ГГц, пульсації у смугі пропускання 0,1 дБ, $Z_0 = 50$ Ом, характеристика Чебишова, $L = 8,209$ нГн, $C = 3,652$ пФ.

Рис. 2 ілюструє конструкції фільтрів 1 та 2 зі збереженням відносних розмірів. У фільтрі 1 квазіосереджені індуктивності та ємність реалізовано мікросмужковими секціями з вузькими та широким відрізками смужкового провідника відповідно з високим та низьким хвильовим імпедансом.

В фільтрі 2 високоімпедансна ЕК-неоднорідність — наскрізний отвір з нависним дровитим провідником, низькоімпедансна — глухий металізований отвір з боку мікросмужкового провідника.

Конструктивні параметри фільтра 1: матеріал основи — відносна діелектрична проникність $\epsilon = 10,8$, товщина $h = 1,27$ мм; довжина та ширина високо- та низькоімпедансних секцій: 9,81, 7,11 та 0,2, 4,0 мм, відповідно.

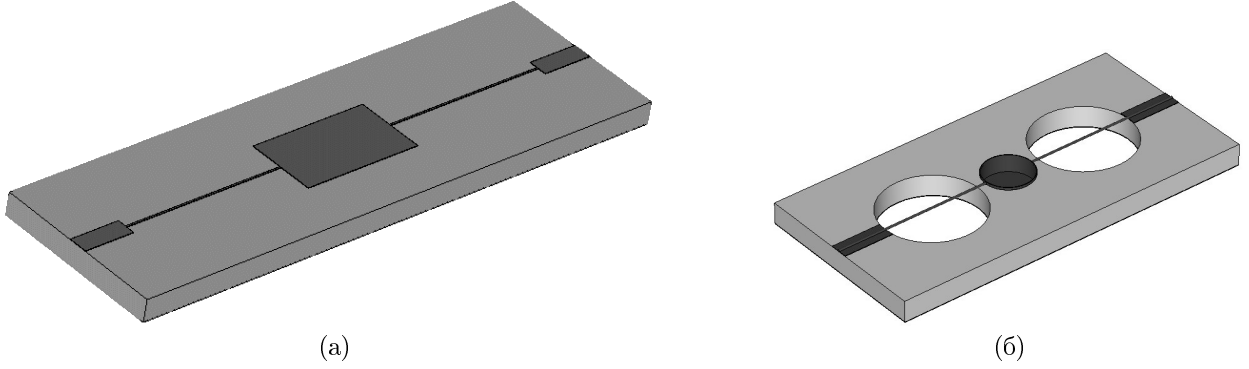


Рис. 2. Конструкції фільтрів 1 (а) та 2 (б).

Конструктивні параметри фільтра 2: діаметри відповідно високо- та низькоімпедансної ЕК-неоднорідностей 6 та 3 мм (їх прийнято як довжини елементів), глибина низькоімпедансної неоднорідності 1 мм, діаметр нависного дровового провідника 0,1 мм, зазор між неоднорідностями 0,5 мм. Матеріал основи — Rogers RO3010, $\epsilon = 10,2$, $h = 1,28$ мм, тангенс кута діелектричних втрат 0,0023 на частоті 10 ГГц, товщина металізації 0,035 мм.

Неоднорідності, обумовлені межами елементів фільтра, вносять додаткові реактивності. Стрибкоподібній зміні ширини провідника фільтра 1 відповідає еквівалентна схема, показана на рис. 3а [1]. Оскільки у даному випадку $L \gg L_{1,2}$ і $C \gg C_s$, реактивності, обумовлені межами елементів фільтрів, не враховуються.

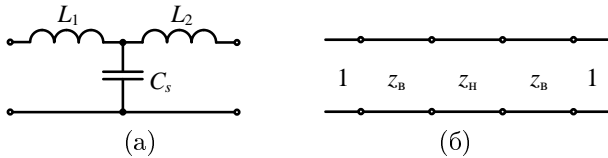


Рис. 3. Еквівалентна схема стрибкоподібної зміни ширини провідника (а) та одновимірна модель фільтра (б). $L_{1,2}$ та C_s — еквівалентні елементи; 1 і $z_{в,н}$ — нормовані хвильові імпеданси лінії і елементів фільтра, індекси «в» та «н» відповідають високому та низькому (відносно 1) імпедансам.

На рис. 3б приведено одновимірну модель фільтра у вигляді неоднорідної лінії передачі. В моделі фільтра 2 не враховано зазори між неоднорідностями, які, як показано нижче, несуттєво впливають. Виходячи з цієї моделі у результаті перетворень для амплітудно-частотної характеристики (АЧХ) фільтра отримаємо:

$$H = 2\sqrt{\frac{\alpha^2 + \beta\gamma}{4\alpha^2 + (\beta + \gamma)^2}}, \quad (1)$$

де $\alpha = 1 - z_{в}g_{в}(z_{в}^{-1}g_{в} + z_{н}^{-1}g_{н}) - z_{в}^{-1}z_{н}g_{в}g_{н}$;
 $\beta = z_{в}^{-1}g_{в}(2 - z_{в}^{-1}z_{н}g_{в}g_{н}) + z_{н}^{-1}g_{н}$;

$\gamma = z_{в}g_{в}(2 - z_{в}z_{н}^{-1}g_{в}g_{н}) + z_{н}g_{н}$; $g = tg\varphi$; $\varphi = kl$,
 k — хвильове число, l — довжина елемента фільтра.

Якщо витримано співвідношення

$$\frac{l_{в}}{\lambda_{в}} \approx \frac{l_{н}}{\lambda_{н}}, \quad (2)$$

де λ — довжина хвилі, то мінімуму характеристики (1) відповідає умова

$$l_{в,н} \approx \frac{\lambda_{в,н}}{4}. \quad (3)$$

У цьому випадку $g_{в,н} \approx \infty$ і з (1) отримаємо вираз для мінімуму АЧХ:

$$H_{\min} \approx \frac{2z_{н}}{z_{в}^2}. \quad (4)$$

З виразу (4) можна зробити важливий висновок: для зменшення значення H_{\min} необхідно зменшувати $z_{н}$ і збільшувати $z_{в}$.

Вираз (4) можна отримати і по-іншому. Згідно з умовою (3) елементи фільтра наближено відповідають чвертьхвильовим трансформаторам. З урахуванням цього для вхідного імпедансу фільтра отримаємо:

$$z_{вх} \approx \frac{z_{в}^4}{z_{н}^2}. \quad (5)$$

Виходячи з формули для коефіцієнта відбиття та закону збереження енергії маємо

$$R = \frac{z_{вх} - 1}{z_{вх} + 1}, \quad H = \sqrt{1 - R^2} = \frac{2\sqrt{z_{вх}}}{z_{вх} + 1}. \quad (6)$$

Оскільки $z_{вх} \gg 1$, з (6) з урахуванням (5) отримаємо (4).

Параметри одновимірної моделі фільтра 1 відповідають [1]. Хвильові імпеданси $Z_{в} = 93$ Ом, $Z_{н} = 24$ Ом, відповідно $z_{в} = 1,86$, $z_{н} = 0,48$. На частоті f_c довжини хвилі $\lambda_{в} = 188$ мм та $\lambda_{н} = 105$ мм [1]. З формули $\epsilon = (c/\lambda f_c)^2$, де c — швидкість світла у вакуумі, маємо $\epsilon_{в} = 6,46$, $\epsilon_{н} = 8,15$.

Знайдемо електричні параметри одновимірної моделі фільтра 2.

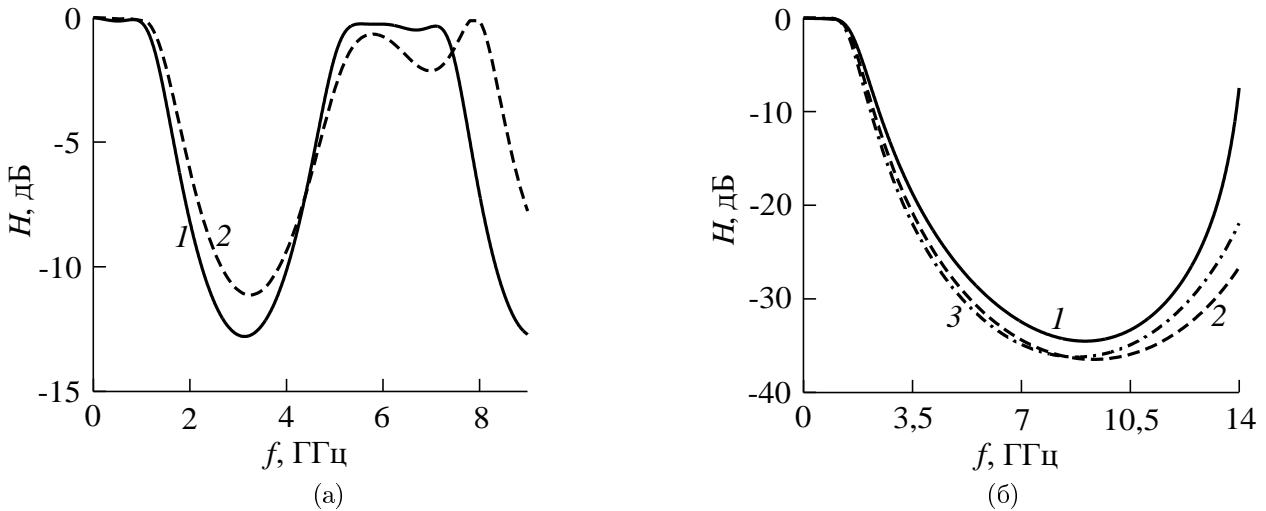


Рис. 4. АЧХ фільтрів 1 (а) та 2 (б) згідно три- (1) та одновимірної (2, 3) моделей; в АЧХ 3 враховано зазори між неоднорідностями.

Згідно залежностей еквівалентних хвильових імпедансів, індуктивності та ємності, приведених в [3], конструктивним параметрам ЕК-неоднорідностей відповідають такі електричні: $Z_B = 240$ Ом, $Z_H = 8,5$ Ом, $L = 6,17$ нГн, $C = 3,45$ пФ. Як і у фільтрі 1, значення параметрів квазізосереджених елементів менші у порівнянні з зосередженими внаслідок впливу реактивностей, які не враховуються в моделях квазізосереджених елементів.

Мікросмужкові квазізосереджені індуктивність та ємність визначаються формулами [1]

$$L \approx \frac{Z_B l_B}{\nu_B}, \quad C \approx \frac{l_H}{Z_H \nu_H}, \quad (7)$$

де $\nu_{B,H}$ — фазова швидкість. Оскільки $\nu_{B,H} = c/\sqrt{\varepsilon_{B,H}}$, де c — швидкість світла у вакуумі, формули (7) дозволяють знайти значення $\varepsilon_{B,H}$. При зазначених вище параметрах $\varepsilon_B = 1,65$ та $\varepsilon_H = 8,59$.

На рис. 4 приведено АЧХ фільтрів. АЧХ 2 відповідають (1). Тривимірне моделювання виконано в програмному пакеті CST Microwave Studio. Згідно формул [1] параметри зазорів між неоднорідностями фільтра 2 такі: $Z = 112$ Ом і $\varepsilon = 6,13$. Як бачимо з порівняння АЧХ 2 і 3 на рис. 4б, зазори несуттєво впливають. Порівняння експериментальної АЧХ з АЧХ 1 фільтра 2 виконано в [4].

Для фільтрів 1 та 2 виконується співвідношення (2). Порівняємо значення мінімумів АЧХ згідно три-, одновимірної моделей та виразу (4). Для фільтрів 1 та 2 маємо відповідно $-12,8$, $-11,1$, $-11,5$ дБ та $-34,5$, $-36,5$ ($-36,2$ з урахуванням зазорів), $-36,5$ дБ. Похибки значень згідно (4) відносно значень за тривимірною моделлю складають 10 та 6 % відповідно.

Враховуючи близькість АЧХ 1 та 2, можна зробити висновок про прийнятність одновимірної моделі як моделі першого наближення при моделюванні

фільтрів нижніх частот на основі різноімпедансних секцій мікросмужкової лінії.

2 Фільтри з ємнісим шлейфом

В мікросмужковій техніці широко застосовують шлейфи [5]. Альтернативне попередньому конструктивне рішення паралельної ємності фільтра — розімкнений шлейф завдовжки $l_H < \lambda/4$.

Рис. 5 ілюструє конструкції фільтрів зі шлейфом. Відмінності конструктивних параметрів фільтра 3 від фільтра 1: $l_B = 11,04$ мм, $l_H = 5,78$ мм. У фільтрі 4 у порівнянні з фільтром 2 зміщено ємнісну ЕК-неоднорідність та з'єднано її з сигнальним провідником відрізком смужкового провідника завдовжки 0,5 мм та завширшки 0,2 мм.

Розглянемо особливості характеристик шлейфів фільтрів 3 та 4.

Вхідний імпеданс шлейфа дорівнює

$$z_{ш} = \frac{1}{i\gamma}, \quad (8)$$

де $i = \sqrt{-1}$; $\gamma = z_H^{-1} g_H$. Виходячи з (8) отримаємо формулу для ємності

$$C = \frac{g_{HC}}{\omega_c Z_H}, \quad (9)$$

де індекс «с» відповідає частоті f_c ; $\omega = 2\pi f$.

Враховуючи, що $\varphi_{HC} \ll 1$, маємо $g_{HC} = \tan \varphi_{HC} \approx \varphi_{HC}$ і з (9) отримаємо другу з формул (7).

Вхідний імпеданс лінії передачі зі шлейфом дорівнює

$$z_{вх} = \frac{1}{1 + z_{ш}^{-1}}. \quad (10)$$

Виходячи з (10) та формул (6) отримаємо вираз для АЧХ лінії передачі зі шлейфом:

$$H = \frac{1}{\sqrt{1 + (\gamma/2)^2}}. \quad (11)$$

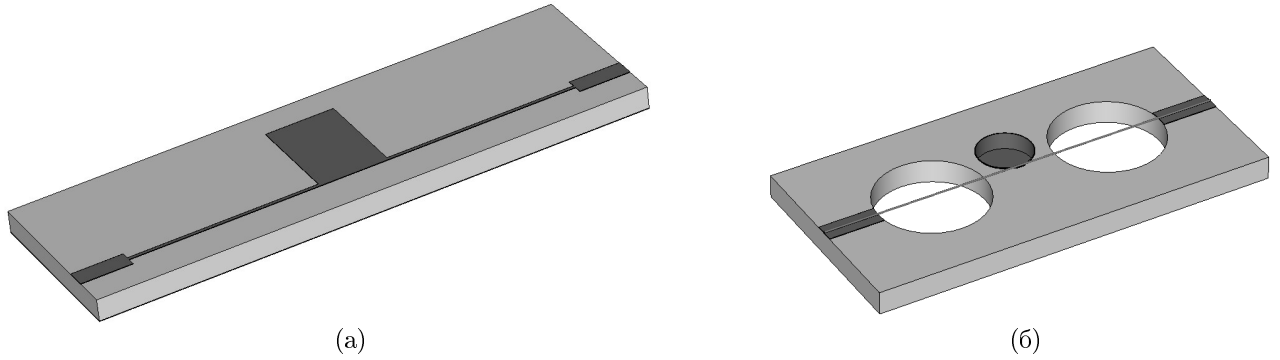


Рис. 5. Конструкції фільтрів 3 (а) та 4 (б).

Поблизу частоти режекції шлейфа f_p маємо $(\gamma/2)^2 \gg 1$, і (11) перетвориться до вигляду

$$H \approx \frac{2}{|\gamma|}. \quad (12)$$

Як видно з формули (12), значення H зменшується зі зменшенням z_H , а частота f_p збільшується зі зменшенням l_H . Оскільки для ЕК-шлейфа значення z_H значно менше ніж для традиційного, як видно з (9) і (7), у цьому випадку істотно зменшується l_H . Таким чином, АЧХ лінії передачі з ЕК-шлейфом має бути кращою у порівнянні з традиційним шлейфом.

На рис. 6 приведено АЧХ лінії передачі зі шлейфом. Видно, що співвідношення (12) виконується не лише поблизу частоти f_p , а в більш широкому діапазоні частот.

Як і очікувалося, АЧХ лінії передачі з ЕК-шлейфом суттєво краща. АЧХ 1 та 3 мають такі смуги режекції на рівнях $-10, -20$ та -30 дБ: 1,93, 0,60, 0,19 та 8,42, 3,12, 1,01 ГГц відповідно; останні ширші у 4,4, 5,2 та 5,3 рази.

На рис. 7а приведено одновимірну модель фільтра зі шлейфом. Виходячи з цієї моделі для АЧХ фільтра отримаємо:

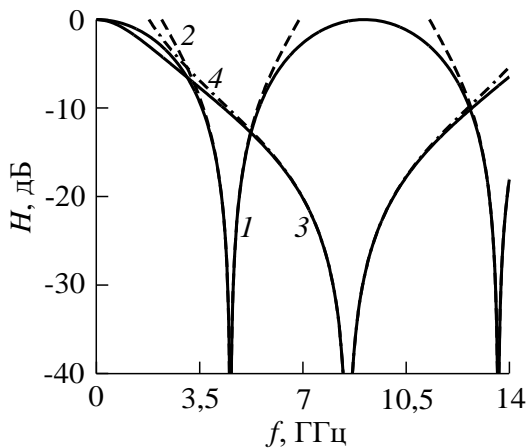


Рис. 6. АЧХ лінії передачі з традиційним (1, 2) та ЕК- (3, 4) шлейфом згідно (11) та (12) відповідно.

$$H = \frac{\cos \varphi_B^{-2}}{\sqrt{[1 - \alpha(\beta + \gamma)]^2 + [\alpha + \beta + (\gamma/2)(1 - \alpha^2)]^2}}, \quad (13)$$

де $\alpha = z_B g_B$; $\beta = z_B^{-1} g_B$.

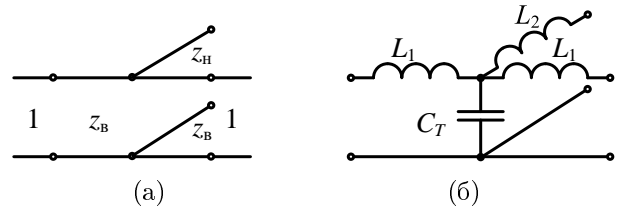


Рис. 7. Одновимірна модель фільтра зі шлейфом (а) та еквівалентна схема мікросмушкового Т-з'єднання (б). $L_{1,2}$ та C_T — еквівалентні елементи.

На рис. 8 приведено АЧХ фільтрів 3 та 4. АЧХ 1 на рис. 8а відповідає приведеній в [1] (в [1] АЧХ показано до 6 ГГц), а АЧХ 2 — виразу (13). Як бачимо, за одновимірною моделлю суттєво відрізняється частота f_p .

Оскільки при $f \rightarrow f_p$ маємо $z_H \rightarrow 0$, на значення f_p буде впливати незначна додаткова реактивність.

На рис. 7б приведено еквівалентну схему мікросмушкового Т-з'єднання [6]. На значення f_p впливає індуктивність L_2 . Внаслідок того, що $L_2 < 0$, значення f_p збільшується.

В [6] приведено емпіричну формулу для визначення L_2 :

$$L_2 = FL_{w_2}h, \quad (14)$$

$$F = (0,12w_1 - 0,47)w_2 + 0,195w_1 - 0,357 + 0,0283 \sin[\pi(w_1 - 0,75)], \quad (15)$$

$$L_{w_2} = Z_H \sqrt{\epsilon_H}/c, \quad (16)$$

$$(1 < w_1 < 2, 0,5 < w_2 < 2), \quad (17)$$

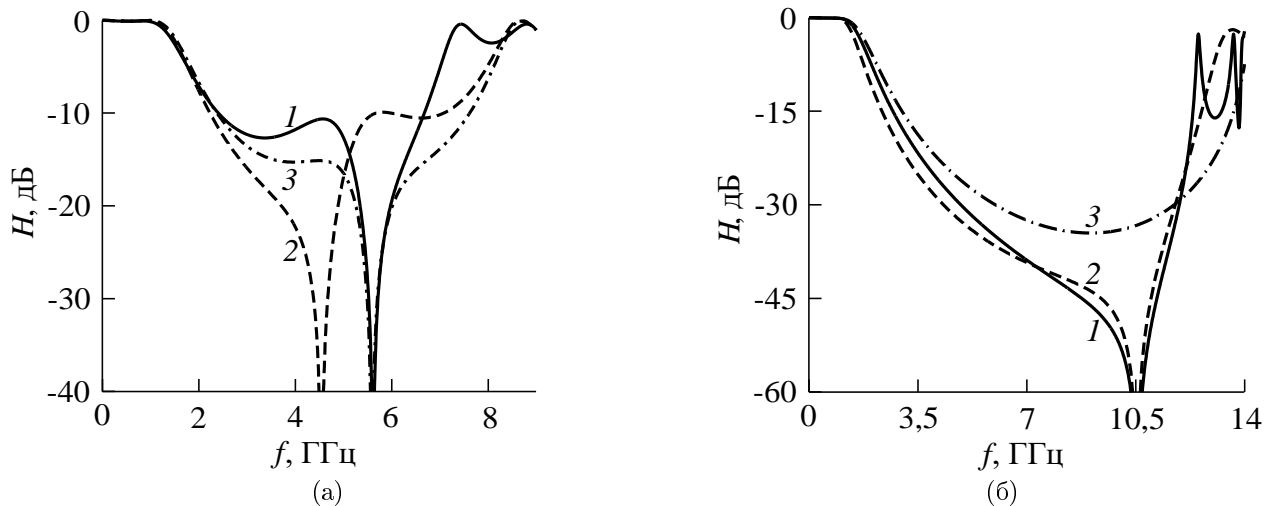


Рис. 8. АЧХ фільтрів 3 (а) та 4 (б) згідно три- (1) та одновимірної (2 та 3 на рис. 8а) моделей; АЧХ 3 на рис. 8б відповідає фільтру 2.

де L_{w2} — погонна індуктивність шлейфа; $w_{1,2} = W_{1,2}/h$, $W_{1,2}$ — ширина мікросмужкового провідника лінії та шлейфа. Згідно [6] при виконанні умов (17) похибка значення L_2 менша 5%.

Зробимо оцінку L_2 згідно наведених формул. Значення w_1 та w_2 фільтрів 3 та 4 дорівнюють 0,16, 0,08 та 3,15, 0,39. Ці значення за межами умов (17), тому межа похибки L_2 збільшується.

Враховуючи, що для фільтрів 3 та 4 $w_1 \ll 1$, для виразу (15) маємо

$$F \approx -0,47w_2 - 0,357. \quad (18)$$

Виходячи з (14), (16) та (18) для фільтрів 3 та 4 отримуємо такі значення індуктивності L_2 : $-0,53$ та $-0,058$ нГн відповідно.

З урахуванням індуктивності L_2 формула для γ прийме вигляд

$$\gamma = \frac{1}{z_n g_n^{-1} - \omega L_2 / Z_0}. \quad (19)$$

Знайдемо L_2 з умови $\gamma^{-1} = 0$. Виходячи з (19) маємо

$$L_2 = \frac{z_n Z_0}{2\pi f_p g_{np}}, \quad (20)$$

де g_{np} відповідає частоті f_p .

Згідно тривимірної моделі значення f_p фільтрів 3 і 4 дорівнюють 5,62 та 10,56 ГГц, що відповідає таким значенням L_2 : $-0,27$ та $-0,05$ нГн. У порівнянні з попередньою оцінкою значення L_2 (по модулю) менші: для фільтра 3 вдвічі, а для фільтра 4 на 14%.

АЧХ 3 на рис. 8а та АЧХ 2 на рис. 8б відповідають (13) з урахуванням індуктивності L_2 за тривимірною моделлю.

Порівняння АЧХ фільтрів 2 і 4 на рис. 8б ілюструє зменшення рівня у смугі подавлення при використанні ємнісного шлейфа.

Як і у попередньому випадку, можна зробити висновок про прийнятність одновимірної моделі як моделі першого наближення.

Висновки

Запропонована одновимірна модель може використовуватися як модель першого наближення при проектуванні та дослідженні мікросмужкових фільтрів нижніх частот. Одновимірна модель дозволяє окремі елементи фільтра (навіть такі складні як ЕК-неоднорідності) характеризувати еквівалентними хвильовим імпедансом та відносно діелектричною проникністю. Становить інтерес можливість використання одновимірної моделі для фільтрів з іншими АЧХ. Також становить інтерес використання ЕК-неоднорідностей як реактивних елементів, відбивачів, реактивних та резонансних шлейфів в мікросмужкових пристроях.

Перелік посилань

1. Hong J.-S. Microstrip Filters for RF/Microwave Applications / J.-S. Hong. – N. Y.: Wiley. – 2011. – 656 p.
2. Назарько А. І. Вхідні імпедансні характеристики мікросмужкових структур / А. І. Назарько, М. В. Водозальська, П. С. Біденко, Є. А. Нелін // Вісник НТУУ «КПІ». Серія Радіотехніка. Радіоапаратування. – 2015. – № 61. – С. 72–81.
3. Біденко П. С. Квазисосредоточенные реактивные элементы на основе кристаллоподобных неоднородностей / П. С. Біденко, Е. А. Нелін, А. И. Назарько, Ю. Ф. Адаменко // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 2015. – № 11. – С. 49–55.
4. Nelin E. Microwave filter based on crystal-like reactive elements / E. Nelin, Y. Zinher // Радиоэлектроника та інфокомунікації, Київ, 11 – 16 вересня 2016 р. – С. 53–56.

5. Edwards T. C. *Foundations for Microstrip Circuit Design* / T. C. Edwards, M. B. Steer. – 4th ed. – NY: Wiley, 2016. – 686 p.
6. Gard R. *Micristrip Lines and Slotlines* / R. Gard, I. Bahl, M. Bozzi. – 3rd ed. – Boston, London: Artech House, 2013. – 590 p.

References

- [1] J. S. Hong, (2011) *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. NY: Wiley, 656 p. DOI: 10.1002/9780470937297.scard
- [2] Nazarko, A. I., Vodolazka, M. V., Bidenko, P. S., Nelin, E. A. (2015) Input impedance characteristics of microstrip structures. *Visn. NTUU KPI, Ser. Radioteh. radioaparatomobuduv* No. 61. pp. 72–81.
- [3] Bidenko, P. S., Nelin, E. A., Nazarko, A. I., Adamenko Yu. F. (2015) Quasi-lumped reactive elements based on crystal-like discontinuities. *Radioelectron. Commun. Syst.* Vol. 58, No. 11, pp. 515–521. DOI: 10.3103/s0735272715110059
- [4] Nelin E., Zinher Y. (2016) Microwave filter based on crystal-like reactive elements. *Radio Electronics & Info Communications (UkrMiCo)*, pp. 53–56. DOI: 10.1109/ukrmico.2016.7739595
- [5] T. C. Edwards, M. B. Steer (2016) *Foundations for Microstrip Circuit Design, 4th ed*, NY. Wiley, 2016, 686 p. DOI: 10.1002/9781118936160
- [6] R. Gard, I. Bahl, M. Bozzi. (2013) *Micristrip Lines and Slotlines, 3rd ed*. Boston, London: Artech House, 2013, 590 p.

Сравнение результатов три- та одномерного моделирования микрополосковых фильтров нижних частот

Зингер Я. Л., Адаменко Ю. Ф., Адаменко В. О., Нелин Е. А.

Выполнено сравнение результатов трех- и одномерного моделирования микрополосковых фильтров нижних частот традиционных конструкций и на основе трехмерных электромагнитнокристаллических неоднородностей. Одномерная модель представляет собой неоднородную линию передачи с эквивалентными параметрами. Рассмотрены фильтры на основе разноимпедансных секций микрополосковой линии и с емкостным шлейфом. Обоснована возможность использования одномерной модели как модели первого приближения.

Ключевые слова: трехмерная модель; одномерная модель; микрополосковое устройство; электромагнитнокристаллическая неоднородность; фильтр нижних частот

Results comparison of microwave lowpass filters three- and one-dimensional modeling

Zinher, Ya. L., Adamenko, Yu. F., Adamenko, V. O., Nelin, E. A.

In the research and design of microwave devices it is a standard three-dimensional electromagnetic modeling. Three-dimensional modeling greatly enhances the possibilities, but due to the complexity of the model, the connection between construction and its characteristics is largely implicit. As the result the synthesis of construction based on the visibility of the said connection is complicated or even becomes impossible. In this paper it is examined the using of simple one-dimensional model for microstrip lowpass filters by comparing the results of three- and one-dimensional modeling. The results of three- and one-dimensional modeling of the lowpass filters based on traditional microstrip technology and microstrip three-dimensional electromagnetocrystalline inhomogeneities are compared. Two designs of filters are examined: filters based on high and low impedance sections of microstrip line and with capacitive stub. One-dimensional model is a heterogeneous transmission line with equivalent parameters. One-dimensional model allows obtaining analytical expressions for the transmission characteristics of such filters. Three-dimensional modeling is performed in the program package CST Microwave Studio. Calculated transmission characteristics are presented. Features of stubs characteristics are analyzed. The proposed one-dimensional model can be used as a model of the first approximation. One-dimensional model allows separate filter elements (even such complicated as three-dimensional electromagnetocrystalline) characterized by equivalent wave impedance and relative dielectric constant. It is interesting to investigate the possibility of one-dimensional model using for filters with other transmission characteristics.

Key words: 3D model; 1D model; microstrip device; electromagnetocrystalline inhomogeneity; lowpass filter