

Наближений метод розрахунку компактного фільтру із щілинними резонаторами

Рассохіна Ю. В.^{*}, Крижановський В. Г., Коваленко В. О.

Донецький національний університет, м. Вінниця, Україна

E-mail: wgd888@gmail.com

Розглядаються компактні (з використанням відрізків ліній $\lambda/16$) мікросмужкові смуго-пропускні фільтри на основі прототипів трансформаторів опорів з додаванням в схему прямокутних щілинних резонаторів, що забезпечують фізичну реалізацію індуктивних відрізків та додаткове загасання сигналу поза смугою пропускання фільтру. На основі теорії довгих ліній розроблена методика наближеного розрахунку таких фільтрів за допомогою ABCD-матриць. Запропоновані, проаналізовані та експериментально виміряні конструкції компактних фільтрів з використанням щілинних резонаторів в заземлюючій підкладці. За результатами досліджень реалізовані мікросмужкові смуго-пропускні фільтри на базі прототипів із $n=2$ та $n=4$ із шириною смуги пропускання відповідно 30 % та 50 % та рівнем згасання основного сигналу поза смугою -20, -40 дБ.

Ключові слова: мікросмужкова лінія; щілинний резонатор; мікрохвильовий фільтр; смуга пропускання; ABCD-матриця; характеристики розсіювання

Вступ

Розвиток сучасних систем НВЧ потребує широкої номенклатури частотно-селективних пристроїв, зокрема смуго-пропускних фільтрів. Важливими вузлами для побудови активних пристроїв є трансформатори опорів, до яких пред'являються вимоги забезпечення певної смуги частот при заданому коефіцієнті трансформації, а також компактності конструкції. Смуго-пропускні фільтри з Чебишевською характеристикою можна уявити як два дзеркально-симетрично з'єднаних трансформатори опорів. Поліпшити характеристики таких фільтрів можна шляхом використання щілинних резонаторів в екрануючому шарі мікросмужкової лінії (МСЛ) [1–4], що є окремим випадком електромагнітних загороджувальних структур (electromagnetic-bandgap, EBG) [3–5]. Такі структури використовуються, зокрема, в складі підсилювачів НВЧ сигналів з високим ККД [6].

Розглянемо можливість побудови компактного фільтру з щілинними резонаторами на основі структур з довжинами відрізків ліній $\lambda/16$ [7, 8] на основі робіт [1–3], де наведені результати теоретичного та експериментального дослідження фільтрів з використанням щілинних резонаторів.

Метою роботи є вивчення можливості використання щілинних резонаторів в компактних фільтрах з Чебишевською характеристикою. Для цього розглянуто конструкції на основі фільтрів-прототипів, в яких використовуються щілинні резонатори в екра-

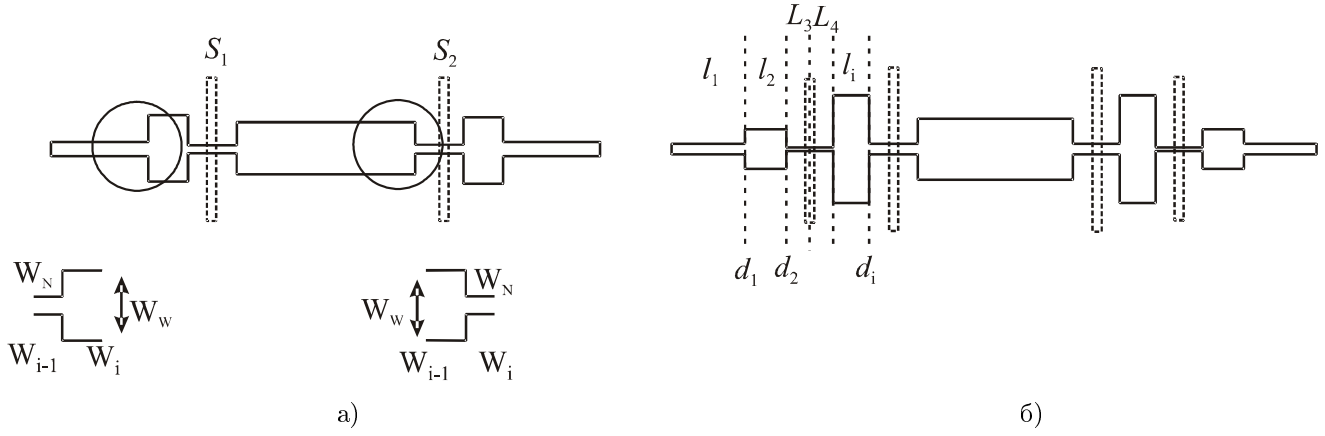
нуючому шарі МСЛ. Щілинні резонатори розміщені в секціях фільтру, де використовуються лінії з високим хвильовим опором. Згідно робочої гіпотези, це дозволяє поліпшити електричні характеристики фільтра при збереженні і навіть зменшенні його розмірів. Моделювання та аналіз характеристик фільтруючих структур планарного типу проведено двома способами: за допомогою теорії довгих ліній і розрахунку в комерційній програмі аналізу пристроїв мікрохвильового діапазону.

1 Розрахунок фільтру за допомогою ABCD-матриць

На рис. 1 показані структури фільтрів із означеними розмірами ліній w_i та l_i , у місцях стику ліній із різною шириною знаходяться неоднорідності d_i . Використовуючи [9] і методику розрахунку неоднорідностей у вигляді стику мікросмужкових ліній різної ширини з [10], аналогічно [1] побудуємо ABCD-матрицю фільтру як добуток послідовно включених відрізків лінії передачі, щілинних резонаторів і неоднорідностей стиків.

Класична матриця відрізка лінії передачі записується у вигляді [9]:

$$A_i = \begin{bmatrix} A_i & B_i \\ C_i & D_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_i & jZ_i \sin \theta_i \\ jZ_i^{-1} \sin \theta_i & \cos \theta_i \end{bmatrix} \quad (1)$$


 Рис. 1. Топологія фільтрів з $n = 2$ (а) та $n = 4$ (б).

де $\theta_i = \beta_i l_i$, $\beta_i = \frac{2\pi f \sqrt{\varepsilon_{eff_i}}}{c}$, f — частота, ε_{eff_i} — ефективна діелектрична проникність i -тої ділянки лінії, c — швидкість світла, Z_i — характеристичний опір відрізка МСЛ. Матриця щільного резонатора записується як [1, 11]

$$AR_j = \begin{bmatrix} A_i & B_i \\ C_i & D_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & Z_i \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2)$$

де $Z_j = \frac{j2\pi f L_j}{1 - (2\pi f)^2 L_j C_j}$, L_j та C_j — еквівалентні індуктивність і ємність паралельного контуру, включеного послідовно в лінію передачі [1], які отримуються з формул для частоти та хвильового опору щільного резонатору. Матриця переходу між лініями із різною шириною обчислюється в [10] за такою еквівалентною схемою (рис. 2), що представляє собою дві послідовно включені індуктивності і паралельну ємність. Значення елементів схеми переходу обчислюються за формулами [10, 12]:

$$L_s = 0.000987h \left(1 - \frac{Z_{0W}}{Z_{0N}} \sqrt{\frac{\varepsilon_{effW}}{\varepsilon_{effN}}} \right)^2 \quad (\text{нГн}) \quad (3)$$

$$L_{i-1} = \frac{L_{W_{i-1}}}{L_{W_{i-1}} + L_{W_i}} L_s, \quad L_i = \frac{L_{W_i}}{L_{W_{i-1}} + L_{W_i}} L_s \quad (4)$$

$$L_{W_i} = \frac{Z_{0mi} \sqrt{\varepsilon_{eff_i}}}{c} \quad (\text{Гн/м}) \quad (5)$$

де Z_{0W} и ε_{effW} — характеристичний опір і ефективна діелектрична проникність широкої ділянки МСЛ, Z_{0N} и ε_{effN} — те ж саме для вузьких ділянок лінії. L_{W_i} — питома індуктивність МСЛ. Ємність виражається формулою [10]:

$$C_s = 0.00137 \frac{\sqrt{\varepsilon_{effW}}}{Z_{0W}} \left(1 - \frac{W_N}{W_W} \right) \cdot h \left[\frac{\varepsilon_{effW} + 0.3}{\varepsilon_{effW} - 0.258} \right] \left[\frac{W_W/h + 0.264}{W_W/h + 0.8} \right] \quad (\text{пФ}) \quad (6)$$

де h — товщина підкладки в мікрометрах, W_N та W_W відносяться до вузької і широкої лінії в місці стрибка ширини МСЛ.

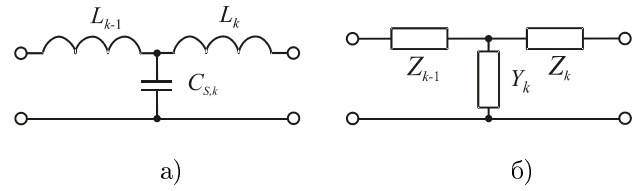


Рис. 2. Еквівалентна схема стрибка ширини мікросмушкової лінії: (а) — зосередженні ємність та індуктивність, (б) — імпеданси та провідності, k позначає номер стрибка

Класична матриця передачі стрибка ширини лінії відповідно буде записуватися як добуток матриць, що описують послідовні індуктивності і паралельну ємність, рис. 2 [10], де $Z_i = j\omega L_i$, $Y_i = j\omega C_i$:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{si} = \begin{bmatrix} 1 & Z_{i-1} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & Z_i \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \\ = \begin{bmatrix} 1 + Z_{i-1}Y & Z_i + Z_i Z_{i-1}Y + Z_{i-1} \\ Y & Z_i Y + 1 \end{bmatrix} \quad (7)$$

Матриця пристрою буде складатися з добуток матриць відрізків ліній, матриць стрибків ширини ліній (неоднорідностей) і матриць щільних резонаторів. Для пристрою на рис. 1а в повну матрицю передачі пристрою входять 10 відрізків ліній (включаючи два відрізки по 50 Ом на початку і наприкінці, та центральній лінії, що складається з двох відрізків, для аналізу трансформатора опорів [5]), 6 переходів, що описуються формулою (7), і двох резонаторів (2).

Ефективна діелектрична проникність ділянки МСЛ може бути розрахована різними способами, наприклад, використанням одного із загальнодоступних ресурсів [13] — калькулятора для розрахунку мікросмушкових ліній.

Підставляючи розміри лінії і параметри підкладки, можна знайти ε_{eff} для кожного відрізка лінії, а потім розрахувати підсумкову $ABCD$ -матрицю фільтра. Параметри відрізків ліній дано в табл. 1 для половини фільтра, друга половина симетрична. Підкладка має товщину $h = 0.635$ мм і $\varepsilon_r = 10.2$.

Табл. 1

Номер відрізка	1	2	3	4	5
W , мм	0.58	5.0	0.58	0.58	2.6
Z_c , Ом	50	11.87	50	50	19.84
ε_{eff}	6.82	8.707	6.82	6.82	8.042
l , мм	1.0	1.1	0.7	0.7	2.2

Елементи матриці розсіювання мають записуватися через $ABCD$ -матрицю як:

$$|S_{21}(f)| = \left| \frac{2}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D} \right|$$

$$|S_{11}(f)| = \frac{|S_{21}(f)|}{2} \left| A + \frac{B}{Z_0} - Z_0C - D \right|$$

$Z_0 = 50$ –Ом. Розраховані методом класичної матриці передачі характеристики коефіцієнта передачі і модуля коефіцієнта відбиття далі показані для відповідних структур.

2 Чисельний аналіз і проектування фільтрів з Чебишевською характеристикою на основі узгоджувальних трансформаторів з відрізками ліній передачі $\lambda/16$

Крім наближеного аналізу фільтрів за допомогою матриць передачі, доцільно провести аналіз чисельними методами за допомогою комерційних програм аналізу мікрохвильових схем. Аналіз і проектування структур, що фільтрують, на основі мікросмужкової лінії передачі виконаний для підкладки товщиною $h = 0.635$ мм та проникністю $\varepsilon_r = 10.2$ (матеріал Rogers 3010). Розрахунок прототипу переходу з хвильового опору Z_0 на Z_{n+1} із заданою смугою пропускання W виконується за методикою і таблицями, що наведені в [7]. Згідно [7], кожному хвильовому опору Z_i ставиться у відповідність відрізок мікросмужкової лінії шириною w_i і довжиною $l_i = \lambda_i/16$. Число n має бути парним, при цьому число мінімумів коефіцієнта відбиття в смузі пропускання в ідеальному прототипі дорівнює $n/2$.

Симетризована топологія фільтру на базі мікросмужкової лінії передачі та її характеристики розсіювання для прототипу з параметрами $n = 2$, $r = 2.5$, $W = 0.2$ показано на рис. 3. Тут наведені результати аналізу фільтру за допомогою комерційної програми і розрахунок за наближеною методикою за теорією довгих ліній, що викладена вище. Довжина низькоомного відрізка мікросмужкової лінії дорівнює $\lambda_0/16$, де λ_0 – довжина хвилі в лінії на центральній частоті $f_{res} = 3.0$ ГГц. Довжина переходу $L = l_1 + l_2 = 4.2$ мм, центральна частота, на якій спостерігається мінімум

коефіцієнту відбиття, становить $f_{res} = 3.0$ ГГц, а ширина смуги за рівнем загасання -20 дБ становить 13 %. Поблизу частоти 6 ГГц спостерігається друга (паразитна) смуга пропускання.

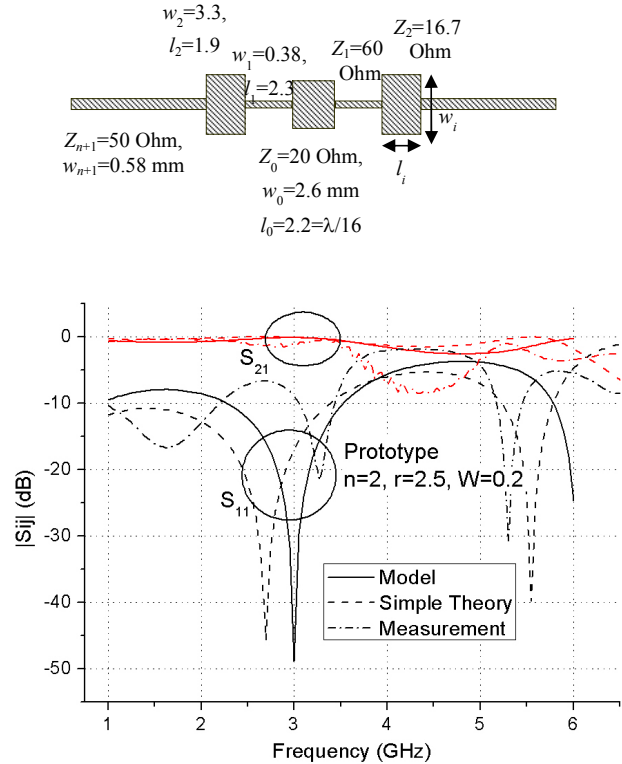


Рис. 3. Топологія 2-ланкового $n = 2$ фільтру на відрізках мікросмужкової лінії передачі довжиною $\lambda/16$ та його характеристики коефіцієнтів відбиття та пропускання

Аналогічна топологія і характеристики коефіцієнта передачі і відбиття фільтру-прототипу для $n = 4$ показані на рис. 4 (інші параметри проектування – ті ж самі, що і для фільтру із $n = 2$). Розміри відрізків ліній передачі зведені в таблицю 2 (хвильовий опір Z_i , ширина w_i і довжина l_i). Довжина переходу дорівнює $L = \sum_{i=1}^n l_i = 9.0$ мм, частоти резонансного пропускання дорівнюють 2.0, 3.2 і 4.0 ГГц, смуга пропускання фільтру за рівнем загасання $|S_{11}| -15$ дБ складала 75 %.

Табл. 2

i	Z_i , Ом	w_i , мм	l_i , мм
0	20	2.6	2.2 ($\lambda/16$)
1	48.2	0.57	2.4
2	12.3	4.86	1.8
3	75	0.2	2.6
4	19	2.78	2.2
5	50	0.58	-

Видно, що в обох випадках присутні паразитні смуги пропускання та недостатній рівень загасання сигналу поза смугою, пов'язані з періодичністю характеристик трансформатора опорів. Для їх придушення, а також для того, щоб домогтися для елементів

фільтра фізичної можливості бути реалізованими, ми використовували щілинні резонатори в заземлюючій площині, що розташовані під найвужчими (в прототипі) відрізками мікросмушкової лінії передачі. При цьому в залежності від вимог до характеристик ширина вузького відрізка смужкової лінії збільшується від значення, що фізично реалізується, до значення Z_{n+1} .

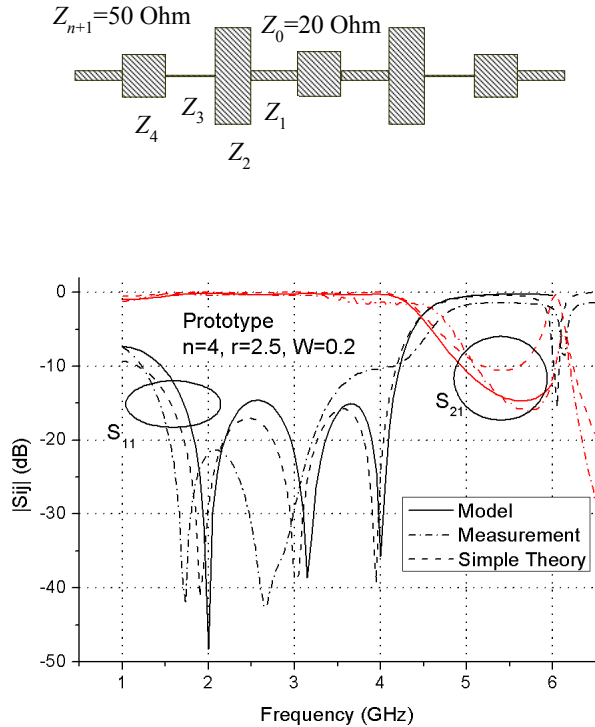


Рис. 4. Топологія 4-ланкового $n = 4$ фільтру на відрізках мікросмушкової лінії передачі довжиною $\lambda_0/16$ та його характеристики коефіцієнтів відбиття та пропускання

Табл. 3 Щілинний резонатор $L_r = 14.0, s = 0.3$ (мм)

i	$Z_i, \text{ Ом}$	$w_i, \text{ мм}$	$l_i, \text{ мм}$
0	20	2.6	4.4 ($\lambda/8$)
1	50	0.58	1.4
2	10.7	5.0	1.1
3	50	0.58	-

Щілинний резонатор в заземлюючій площині відрізка регулярної мікросмушкової лінії передачі, розташований перпендикулярно до неї, збільшує еквівалентний опір цього відрізка і створює додатковий набіг фази на ньому. В процесі чисельного аналізу, після додавання щілинних резонаторів в схему фільтру, виконувалось додаткове настроювання його елементів для отримання оптимальної частотної характеристики (процедура оптимізації).

На рис. 5 наведені топологія та характеристики коефіцієнтів передачі та відбиття фільтру на основі

2-ланкового переходу (рис. 3) з використанням щілинних резонаторів. Розміри відрізків лінії передачі і щілинних резонаторів зведені до табл. 3.

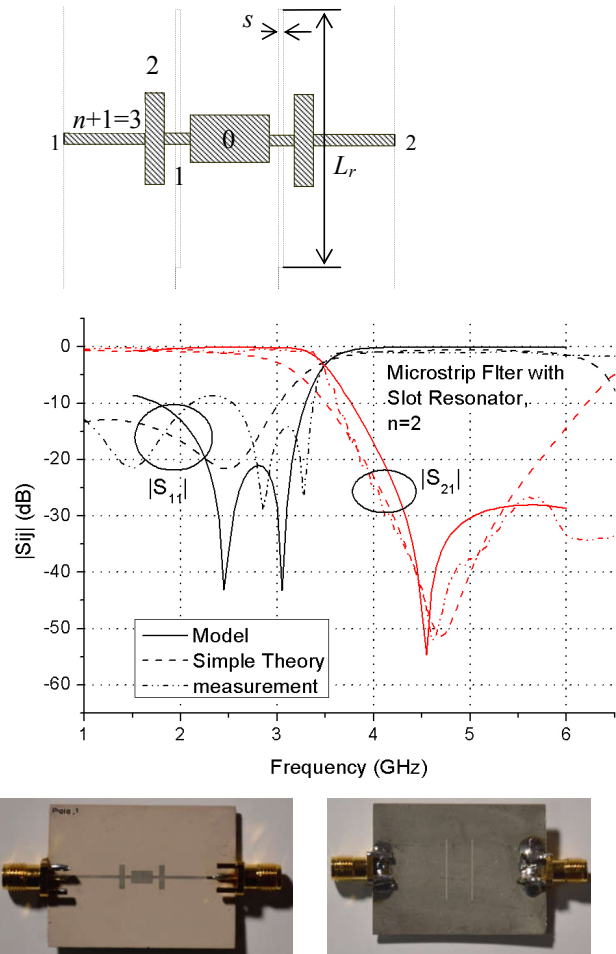
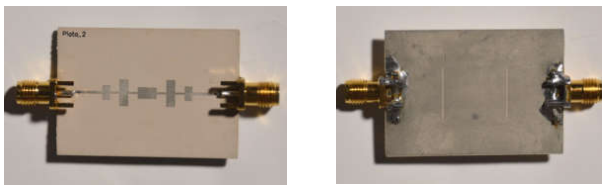
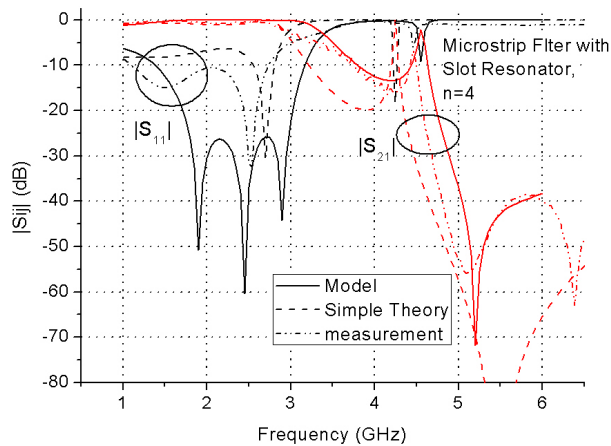
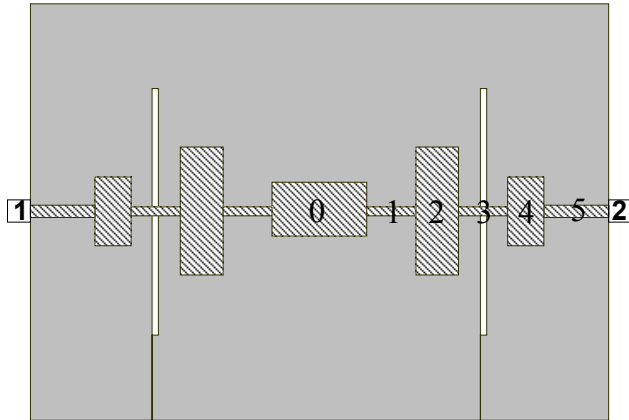


Рис. 5. Топологія та характеристики розсіювання 2-ланкового ($n = 2$) фільтру на відрізках МСЛ довжиною $\lambda_0/16$ із щілинними резонаторами у металізованій підкладці

Довжина переходу в цьому випадку дорівнює 2.5 мм (пор. із 4.2 мм для прототипу). Структура забезпечує ширину смуги пропускання 30 % і широкосмугове згасання, починаючи з частоти 3.5 ГГц. Особливістю такої схеми є зсув характеристики в цілому вниз по частоті, у порівнянні з характеристикою прототипу (див. рис. 3), а також поява додаткової резонансної частоти на частотній характеристиці коефіцієнта відбиття. На рисунку наведено також результати експериментального вимірювання макета пристрою. Різниця між промодельованою та експериментально отриманою характеристиками пояснюється неточностями виготовлення, втратами на роз'ємах і залежністю діелектричної постійної матеріалу підкладки від частоти. Вимірювання виконані за допомогою векторного аналізатора кіл ZND фірми Rohde & Schwarz.

Табл. 4 Щілинний резонатор $L_r = 11.8$, $s = 0.3$ (мм)

i	Z_i , Ом	w_i , мм	l_i , мм
0	20	2.6	4.4 ($\lambda/16$)
1	57.4	0.42	2.3
2	10.1	6.16	2.0
3	58.5	0.4	2.3
4	16.8	3.28	1.7
5	50	0.58	-

Рис. 6. Топологія та характеристики розсіювання 4-ланкового ($n = 4$) фільтра на відрізках МСЛ довжиною $\lambda_0/16$ із щілинними резонаторами у металізованій підкладці

Топологія і характеристика фільтра на основі 4-ланкового переходу з щілинними резонаторами представлені на рис. 6. У цьому випадку високоомна ділянка смужкової лінії шириною 0.2 мм (рис. 4) замінюється на відрізок лінії, що експериментально реалізується, шириною 0.4 мм з щілинним резонатором у заземлюючій площині. Параметри фільтра зведені до

табл. 4. Довжина трансформатора дорівнює 8.3 мм, ширина смуги пропускання фільтра становить близько 50 % і зсунута донизу по частоті щодо характеристики прототипу. Паразитні смуги пропускання вище 5.0 ГГц придушуються за рахунок наявності в схемі щілинних резонаторів. Вузкий резонанс коефіцієнту $|s_{11}|$ в області 4.5 ГГц теж може бути придушений за допомогою вибору довжини щілинного резонатору. В даному випадку додаткова частота резонансного відбиття — це похибка проектування.

Точність розрахунку неоднорідностей при $\epsilon = 9.8$ та $w/h = 1$ у [14] оцінюється від 0.5 % до менш як 5 %, у даному спрощеному варіанті похибка може вирости за рахунок великого співвідношення W_2/W_1 та великого діапазону частот (від 1 до 6 ГГц). Додаткові похибки за рахунок щілинних резонаторів можуть бути більше, до 10 % по частоті смуги проходження сигналу, окрім частоти самого резонатору, вона моделюється з похибкою 2 %. Це питання має бути предметом подальших досліджень.

Висновки

Таким чином, запропоновано наближену методику проектування компактних мікросмужкових переходів і смуго-пропускних фільтрів на основі відрізків смужкової лінії довжиною $\lambda/16$ із придушенням паразитних смуг пропускання у верхньому діапазоні частот. Для цього високоомні (індуктивні) відрізки ліній передачі замінюються відрізками ліній передачі, що фізично реалізуються за шириною, з розташованими під ними вузькими щілинними резонаторами прямокутної форми. Згідно з удосконаленою методикою, еквівалентна схема фільтрів містить елементи, що моделюють стрибки ширини у мікросмужковій лінії передачі, та паралельні резонансні контури, що моделюють щілинні резонатори. Запропоновані, проаналізовані та експериментально виміряні конструкції компактних фільтрів з використанням щілинних резонаторів в заземлюючій підкладці. За результатами досліджень реалізовані мікросмужкові смуго-пропускні фільтри на базі прототипів із $n = 2$ та $n = 4$ із шириною смуги пропускання відповідно 30 % та 50 % та рівнем згасання основного сигналу поза смугою $-20 \div -40$ дБ.

Перелік посилань

1. Крижановський В.Г. Мікросмужковий фільтр з щілинними резонаторами в екрануючому шарі / В.Г. Крижановський // Вісник Національного університету "Львівська політехніка". Радіоелектроніка та телекомунікації. – 2013. – №766. – С. 46-50.
2. Рассохина Ю.В. Планарные полосково-щелевые резонансные структуры с прямоугольными координатными границами. Методы анализа / Ю.В. Рассохина, В.Г. Крыжановский. – Донецк : Апекс, 2010. – 168 с.

3. Rassokhina Yu.V. Periodic Structure on the Slot Resonators in Microstrip Transmission Line / Yu.V. Rassokhina, V.G. Krizhanovski // *IEEE Trans. on Microw. Theory and Tech.* – 2009. – Vol. 57, No 7. – pp. 1694-1699.
4. Gao C. Study and Suppression of Ripples in Passbands of Series/Parallel Loaded EBG Filters / C. Gao, Z. N. Chen, Y. Y. Wang, N. Yang, X. M. Qing // *IEEE Trans. on MTT.* – 2006. – Vol. 54, No. 4. – pp. 1519-1526.
5. Liew H. F. A Realization Compact Pseudo Chebyshev Low Pass Filters for UHF Band Using RF MEMS Technology / H. F. Liew, S. I. S. Hassan, M. F. Malek, Y. Wahab, M. M. Nurhakimah, H. Nornikman, M. Mazlee, M. Ghauth Sazali, S. S. Nadia // *PIERS Proceedings.* – 2014. – pp. 2462-2468.
6. Rassokhina Yu.V. Inverse Class-F Power Amplifier Using Slot Resonators as a Harmonic Filter / Yu.V. Rassokhina, V.G. Krizhanovski, P. Colantonio, R. Giorè // *International Journal of Microwave And Optical Technology.* – 2014. – Vol.9, No.1. – pp. 49-53.
7. Matthaei G. L. Short-step Chebyshev impedance transformers / G. L. Matthaei // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – 1966. – Vol. MTT-14, No 8. – pp. 372-383.
8. Van der Walt P. W. Short-Step-Stub Chebyshev Transformers / P. W. Van der Walt // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – 1986. – Vol. MTT-34, No 8. – pp. 863-868.
9. Гупта К. Машинное проектирование СВЧ устройств. Пер. с англ. / К. Гупта, Р. Гардж, Р. Чадха – М. : Радио и связь, 1987. – 432 с.
10. Huang S.Y. Fast and Accurate Calculation of Transmission Coefficients for an EBG Microstrip Structure / S.Y. Huang, Y.H. Lee // *Microwave and Optical Technology Letters.* – 2010. – Vol. 52, Iss. 4. – pp. 793-797.
11. Крыжановский В.Г. Модификация метода поперечного резонанса для анализа щелевых резонаторов в заземляющем слое микрополосковой линии передачи / В.Г. Крыжановский, Ю.В. Рассохина // *СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии.* – 2010. – Т.2. – с. 1120-1121.
12. Javdzadeh S. M. H. Nonlinear Circuit Model for Discontinuity of Step in Width in Superconducting Microstrip Structures and Its Impact on Nonlinear Effects / S. M. H. Javdzadeh, F. Farzaneh, M. Fardmanesh // *IEEE Tran. on Applied Superconductivity.* – 2013. – Vol. 23, No. 2. – pp. 1301208-1301208.
13. Microstrip Analysis/Synthesis Calculator [Електронний ресурс]. — Режим доступу : <http://mcalc.sourceforge.net>
14. Gupta K. C. Microstrip Lines and Slotlines., 2nd ed. / K. C. Gupta, R. Garg, I. Bahl, and P. Bhartia. – Norwood, MA : Artech House, 1996. – 536 p.
- [2] Rassokhina Yu.V. and Kryzhanovskii V.G. (2010) Planarnye poloskovo-shchelevye rezonansnye struktury s pryamougol'nymi koordinatnymi granitsami. Metody analiza [Planar stripe-gap resonant structure with rectangular coordinate boundaries. Methods of analysis]. Donetsk, Apeks Publ., 168 p.
- [3] Rassokhina Yu.V. and Krizhanovski V.G. (2009) Periodic Structure on the Slot Resonators in Microstrip Transmission Line. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 57, No 7, pp. 1694-1699. DOI: 10.1109/TMTT.2009.2022814
- [4] Gao C. (2006) Study and Suppression of Ripples in Passbands of Series/Parallel Loaded EBG Filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 54, No. 4, pp. 1519-1526. DOI: 10.1109/TMTT.2006.871925
- [5] Liew H.F., Hassan S.I.S., Malek M.F., Wahab Y., Nurhakimah M.M., Nornikman H., Mazlee M., Ghauth Sazali M. and Nadia S.S. (2014) A Realization Compact Pseudo Chebyshev Low Pass Filters for UHF Band Using RF MEMS Technology. *PIERS Proceedings*, pp.2462-2468.
- [6] Rassokhina Yu.V., Krizhanovski V.G., Colantonio P. and Giorè R. (2014) Inverse Class-F Power Amplifier Using Slot Resonators as a Harmonic Filter. *International Journal of Microwave And Optical Technology*, Vol.9, No.1, pp. 49-53
- [7] Matthaei G. L. (1966) Short-step Chebyshev impedance transformers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 14, No 8, pp. 372-383. DOI: 10.1109/TMTT.1966.1126277
- [8] Van der Walt P. W. (1986) Short-Step-Stub Chebyshev Transformers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 34, No 8, pp. 863-868. DOI: 10.1109/TMTT.1986.1133458
- [9] Gupta K. C., Gard R., and Chadha R. (1981) *Computer-Aided Design of Microwave Circuits*. Artech House, 426 p.
- [10] Huang S.Y. and Lee Y.H. (2010) Fast and Accurate Calculation of Transmission Coefficients for an EBG Microstrip Structure. *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 52, Iss. 4, pp. 793-797. DOI: 10.1002/mop.25046
- [11] Krizhanovski V.G. and Rassokhina Yu.V. (2011) The transverse resonance technique modification for analysis of slot resonators in microstrip line ground plane. *Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo), 2011 21th International Crimean Conference*, Vol. 2, pp. 1120-1121.
- [12] Javdzadeh S. M. H., Farzaneh F. and Fardmanesh M. (2013) Nonlinear Circuit Model for Discontinuity of Step in Width in Superconducting Microstrip Structures and Its Impact on Nonlinear Effects. *IEEE Tran. on Applied Superconductivity*, Vol. 23, No. 2, pp. 1301208-1301208. DOI: 10.1109/TASC.2012.2237510

References

- [1] Krizhanovski V.G. (2013) Microstrip filter with slot resonators in ground plane. *Herald of Lviv Polytechnic National University, Series of Radio Electronics and Telecommunication*, No 766, pp. 46-50. (in Ukrainian)
- [13] Microstrip Analysis/Synthesis Calculator. Available at: <http://mcalc.sourceforge.net>
- [14] Gupta K. C., Garg R., Bahl I. and Bhartia P. (1996) *Microstrip Lines and Slotlines., 2nd ed.*, Artech House, 536 p.

Приближенный метод расчета компактного фильтра с щелевыми резонаторами

Рассохина Ю. В., Крыжановский В. Г., Коваленко В. А.

Рассматриваются компактные (с использованием отрезков линий $\lambda/16$) микрополосковые полосно-пропускные фильтры на основе прототипов трансформаторов сопротивлений с добавлением в схему прямоугольных щелевых резонаторов, обеспечивающих физическую реализуемость индуктивных отрезков и дополнительное затухание сигнала вне полосы пропускания фильтра. На основе теории длинных линий разработана методика приближенного расчета таких фильтров с помощью ABCD-матриц. Предложенные, проанализированы и экспериментально измерены конструкции компактных фильтров с использованием щелевых резонаторов в заземляющей подложке. По результатам исследований реализованы микрополосковые полосно-пропускные фильтры на базе прототипов с $n = 2$ и $n = 4$ с шириной полосы пропускания соответственно 30% и 50% и уровнем затухания основного сигнала вне полосы -20 -40 дБ.

Ключевые слова: микрополосковая линия; щелевой резонатор; микроволновый фильтр; полоса пропускания; характеристики рассеяния

Compact filters with slot resonators and fast method of its analysis

Rassokhina Yu. V., Krizhanovski V. G., Kovalenko V. A.

Introduction. The investigation of possibility of using the slot resonators in compact microwave filters with Chebyshev characteristic is the aim of the work. The constructions on the base of filters-prototypes with sections of length $\lambda/16$ with narrow rectangular slot resonators in microstrip line ground plane are considered. Main part. On the base of transmission line theory, the fast analyzing technique of such filters by means of ABCD-matrices is proposed (simple theory). The constructions of compact filters with using narrow rectangular slot resonators in microstrip line ground plane numerically analyzed and experimental measurement are proposed. Conclusion. According to the proposed technique, high-impedance sections of transmission line are replaced by physically realizable by width sections of microstrip transmission line with under placed rectangular slot resonators. As the result of filter elements optimization by scattering characteristics even more compact filters are obtained. They suppress parasitic pass-bands and have additional resonant frequencies in their pass-band.

Key words: microstrip line; slot resonator; microwave filter; bandwidth; scattering characteristics