

МІКРОСМУЖКОВИЙ ФІЛЬТР З ЩІЛИННИМИ РЕЗОНАТОРАМИ В ЕКРАНУЮЧОМУ ШАРІ

© Крижановський В.Г., 2013

V.G. Krizhanovski,
Donetsk National University

MICROSTRIP FILTER WITH SLOT RESONATORS IN GROUND PLANE

© Krizhanovski V.G., 2013

The development of contemporary SHF systems calls for a broad nomenclature of frequency-selective devices, band-pass filters in particular. One of the possible directions of filter design is the usage of electromagnetic-bandgap (EBG) structures, which can be implemented in the form of certain slots in a microstrip line's ground plane. It was previously proposed to use these structures as parts of output matching networks of high-efficiency SHF amplifiers built according to harmonic-manipulation approach. The use of the mentioned structures would be more effective if they themselves could perform as matching network.

By utilizing the results of theoretical and experimental research of harmonic filters built on microstrip line's ground plane slots, let's consider design of networks that are capable of performing other relevant function in addition to that of band-reject filters. The goal of the current work is to investigate the possibility of application of the microstrip line's ground plane slot resonators (band-reject filters) to the design of band-pass filters. This research can also contribute to the design of such output matching networks of SHF amplifiers that must simultaneously perform the tasks of harmonics filtering and impedance matching on the fundamental frequency of amplifier's operation. In order to achieve this task a band-pass filter was proposed and studied theoretically and experimentally. The filter includes two sections of band-reject filters, each section consisting of two slot resonator located in microstrip line's ground plane, while the line section with slots at the same time works as a part of three-section band-pass filter. Each slot resonator can be represented as a parallel resonant circuit connected serially into the transmission line. Parameters of the parallel resonant circuit are calculated from the known resonant frequency of the slot resonator and wave impedance of the slot line.

The characteristics of the filter were calculated with the aid of ABCD matrices. The matrices represented every slot, line sections between the slots and variation of the line's characteristic impedance (the width of microstrip line). The results of calculation were compared with results of electromagnetic simulation and experimental study of the filter test sample. The considered filter was found to have characteristics similar to that of a filter built on half-wave resonators, but the signal suppression in the upper pass-band was much higher compared with situation when only a step-like variation of characteristic impedance was used in the filter. Herewith the overall length of the filter with slot resonators was not higher than that of the prototype.

Using a test sample of the three-section filter manufactured on Rogers 3010 material with thickness 0.635 mm and nominal relative permittivity $\epsilon = 10.2$ the signal suppression in 2.0–3.6 GHz band was measured to be within the range of 0.1 to 3 dB, while in 4.6–6 GHz band the signal suppression was found to be more than 20 dB.

Key words: bandpass filter, microstrip line, slotline resonator, electromagnetic-bandgap (EBG) structure.

Розглянуто конструкцію смугопропускаючого фільтра з використанням щілинних резонаторів в екрануючому шарі мікросмужкової лінії. За допомогою підходів довгих ліній та електродинамічних методів проведено моделювання фільтра та експериментально досліджено макет фільтра.

Ключові слова: щілинні резонатори, мікросмужковий фільтр, смугопропускаючий фільтр, смугозагороджувальний фільтр.

Постановка проблеми

Розвиток сучасних систем НВЧ потребує широкої номенклатури частото-селективних пристроїв, зокрема смугопропускаючих фільтрів. Їх широке використання у різноманітних радіотехнічних, телекомунікаційних та електронних пристроях зумовлює вивчення нових схем побудови фільтрів НВЧ та розроблення нових конструкцій таких фільтрів. Одним з напрямків побудови фільтрів є фільтри на електромагнітних частотнозагороджуючих структурах (electromagnetic-bandgap (EBG)) [1-4], які можуть виконуватися у вигляді різноманітних отворів у нижньому шарі мікросмужкової лінії передачі. Було запропоновано використовувати ці структури у складі вихідних узгоджувальних ланок у високоефективних підсилювачах НВЧ діапазону, побудованих за схемами з маніпуляцією гармонік [3-5]. Їх використання було б ефективнішим, якби ці елементи ще б виконували функцію узгоджувальних ланок. Як приклад поєднання функцій можна навести роботу [6], де для придушення паразитних смуг пропускання діелектричних фільтрів використовувалися фільтри на мікросмужкових лініях, причому фільтри з'єднані послідовно і можуть бути просторово рознесені.

На основі робіт [1, 2, 7, 8], де наведено результати теоретичних та експериментальних досліджень фільтрів гармонік на основі щілин, які розміщені у екрануючому шарі мікросмужкової лінії, розглянемо побудову ланок, які можуть виконувати інші функції, крім смугозагороджуючих фільтрів. Ціллю роботи є вивчення можливості використання смугозагороджуючих (режекторних) фільтрів у смугопропускаючих фільтрах, що може мати також значення для розроблення вихідних ланок підсилювачів НВЧ, які мають виконувати функції як фільтрації гармонік, так і узгодження на основній частоті підсилювача. Для цього було запропоновано та теоретично і експериментально вивчено смугопропускаючий фільтр, у якому використовуються дві секції режекторних фільтрів, кожна з яких складається з двох щілинних резонаторів, розміщених у нижньому (екрануючому) шарі мікросмужкової лінії, причому відрізок лінії з щілинами одночасно виконував функцію однієї з частин фільтра. Використання чебишевської апроксимації характеристики дасть підстави для використання таких пристроїв у якості ланки, яка зможе узгоджувати опір навантаження і опір, який транзистор бачить на своєму виході – навантажувальний опір.

1. Побудова фільтрів з використанням щілинних резонаторів

Фільтр для перевірки можливості використання щілинних резонаторів було розраховано на основі ступінчастого фільтра з напівхвильовими резонаторами (рис. 1, *а*). Враховуючи обмежений діапазон хвильових опорів мікросмужкової лінії, було обрано такі параметри триступінчастого фільтра: лінія з високим опором 75 Ом, лінія з низьким опором 34 Ом [9]. Пропонується виконати аналогічний фільтр з використанням щілинних резонаторів, де резонансний відрізок лінії з високим опором буде утворений перепадом хвильових опорів, з одного боку, і неоднорідністю у вигляді двох щілинних резонаторів, з іншого (рис. 1, *б*).

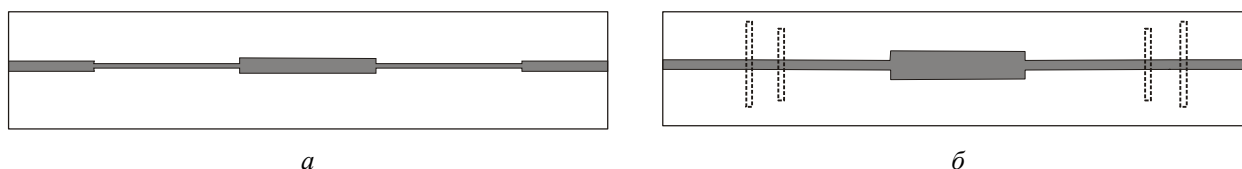


Рис. 1. Топологія фільтра: *а* – для розрахунку без щілинних резонаторів, *б* – зі щілинними резонаторами

Розглянемо частотні характеристики та імпеданс, який вносить у мікросмужкову лінію щілинний резонатор у її екрануючому шарі. Вважаємо, що резонатор у вигляді відрізка щілинної лінії розташований перпендикулярно та симетрично до осі мікросмужкової лінії. На основі робіт [2, 8] розраховано хвильову матрицю розсіювання такого резонатора у діапазоні до 6 ГГц. Амплітудно-частотна характеристика такого резонатора відповідає характеристиці режекторного фільтра, частота загородження якого залежить від довжини резонатора. На рис. 2 показані характеристики одиночних резонаторів довжиною 12 і 14 мм. Вхідний опір резонаторів на частотах нижче

від резонансної, має індуктивний характер, аналогічно до [10]. Ідеєю використання щілинних резонаторів є вистроювання амплітудно-частотної характеристики смугопрускаючого фільтра з посиленням придушення частот у смузі загордження.

Проаналізуємо фільтр на основі методу класичних матриць передачі – ABCD матриць. Це більш простий спосіб, ніж напіваналітичний метод поперечного резонансу [2], хоч і менш точний, але придатний для попередніх розрахунків таких пристроїв. Структура фільтра (половини симетричного пристрою) показана на рис. 3. $S1$ і $S2$ – еквівалентні схеми щілинних резонаторів, l_i – відрізки передаючої лінії, J – стик ліній з різним опором. Щілинний резонатор представляється як паралельний коливальний контур, послідовно приєднаний до ліній передачі (рис. 4).

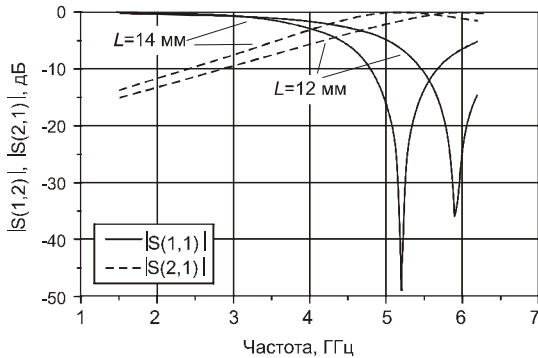


Рис. 2. Параметри щілинних резонаторів

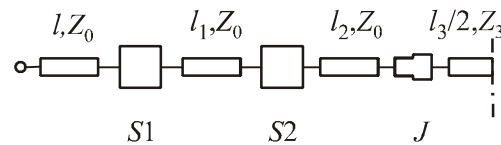


Рис. 3. Структура фільтра для аналізу

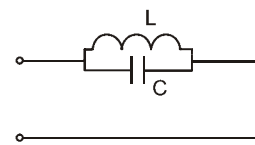


Рис. 4. Еквівалентна схема щілинного резонатора

Щоб розрахувати фільтр, запишемо його ABCD матрицю, як добуток матриць, що визначають окремі елементи фільтра. Спочатку запишемо ABCD матрицю щілинного резонатора як послідовно з'єднаний імпеданс, який представляємо паралельною комбінацією індуктивності і ємності. Оскільки маємо дві щілини з кожного боку фільтра, то запишемо їх матрицю як добуток двох матриць щілин та матриці відрізка лінії, яка розташована між ними. Матриця першої пари резонаторів [10, 11]

$$\begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & Z_1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & jZ_0 \sin \theta_1 \\ jZ_0^{-1} \sin \theta_1 & \cos \theta_1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 1 & Z_2 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

де $Z_i = \frac{j2\pi f L_i}{1 - (2\pi f)^2 L_i C_i}$, $i = 1, 2$ – імпеданс i -ї щілини, $\theta_1 = \beta_1 l_1$ – електрична довжина лінії між резонаторами, $l_1 = 5,56$ мм, $\beta_1 = (2\pi f \sqrt{\epsilon_{eff1}})/c$, ϵ_{eff1} ефективна діелектрична проникність, для застосованого матеріалу та даної ширини смужки дорівнює 6,81, c – швидкість світла, Z_0 – хвильовий опір лінії – 50 Ом. $L_1 = 2,43$ нГн, $C_1 = 0,432$ пФ, $L_2 = 2$ нГн, $C_2 = 0,375$ пФ.

Оскільки на іншому кінці фільтра резонатори розташовані у зворотному порядку, то їх матриця буде відрізнятись

$$\begin{bmatrix} A_3 & B_3 \\ C_3 & D_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & Z_2 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & jZ_0 \sin \theta_1 \\ jZ_0^{-1} \sin \theta_1 & \cos \theta_1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 1 & Z_1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Матрицю відрізків ліній з різним опором запишемо як

$$\begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_2 & jZ_0 \sin \theta_2 \\ jZ_0^{-1} \sin \theta_2 & \cos \theta_2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \cos \theta_3 & jZ_3 \sin \theta_3 \\ jZ_3^{-1} \sin \theta_3 & \cos \theta_3 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \cos \theta_2 & jZ_0 \sin \theta_2 \\ jZ_0^{-1} \sin \theta_2 & \cos \theta_2 \end{bmatrix}$$

де $\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ – матриця переходу між лініями з різним опором [11], $\theta_2 = \beta_2 l_2$ і $\theta_3 = \beta_3 l_3$ – електричні довжини ліній з опором Z_0 і Z_3 відповідно, $l_1 = 6,07$ мм, $\beta_2 = \beta_1$, для β_3 $\epsilon_{eff3} = 7,79$.

Кінцева матриця має вигляд

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} A_3 & B_3 \\ C_3 & D_3 \end{bmatrix}.$$

Елементи матриці розсіювання записуються через ABCD матрицю як

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

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

Частотна характеристика модулів коефіцієнтів відбиття та передачі зображена на рис. 5. Внаслідок зроблених припущень отримані приблизні характеристики, які були перевірені електродинамічним моделюванням на комерційному програмному забезпеченні та експериментально.

2. Експериментальне дослідження трисекційного фільтра

Фільтр було виготовлено на матеріалі Rogers 3010 товщиною 0,635 мм і діелектричною проникністю за паспортними даними $\epsilon = 10,2$. На рис. 6 наведено зовнішній вигляд макета фільтра, характеристики якого вимірювалися на аналізаторі кіл. Вимірювали у відкритому просторі, тому що, як свідчить досвід, характеристики за таких умов не дуже відрізняються від характеристик, які вимірюються при розміщенні фільтра на металевій основі з порожнинами під резонатори.

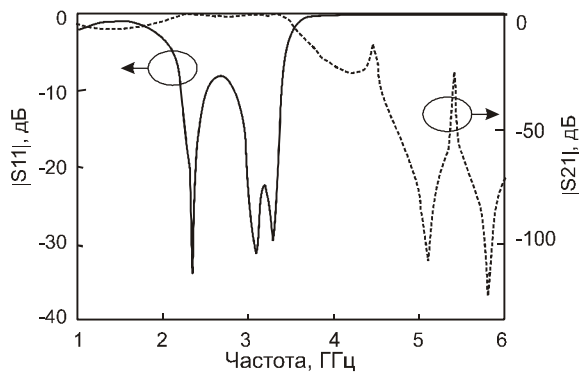


Рис. 5. Залежності розрахованих S параметрів фільтра від частоти

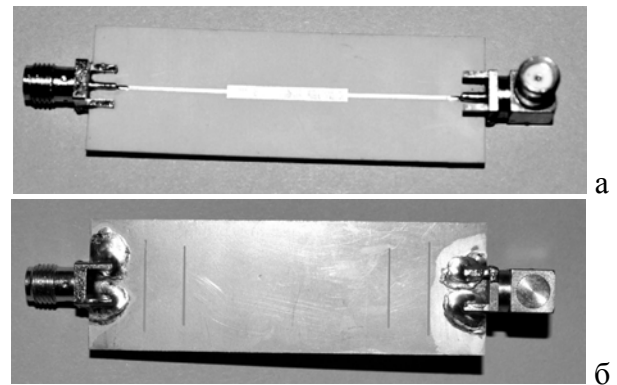


Рис. 6. Вигляд згори (а) та на екрануючий шар фільтра (б)

На рис. 7 зображені теоретичні характеристики, які розраховані електродинамічним моделюванням, та експериментальні результати. Відмінності у характеристиках виникли внаслідок неврахування втрат у діелектрику та зміною діелектричної проникності матеріалу у НВЧ діапазоні [12]. Діапазон діелектричної проникності змінюється для цього матеріалу залежно від напрямку на частотах НВЧ діапазону від 11,0 до 12,1. При перерахунку на $\epsilon = 11,4$ відмінність по резонансних частотах характеристики зменшилась, що зображено на рис. 3. Але вибране значення ϵ виявилось занадто великим, експериментальні результати свідчать, що проникність ближча до значення $\epsilon = 11$.

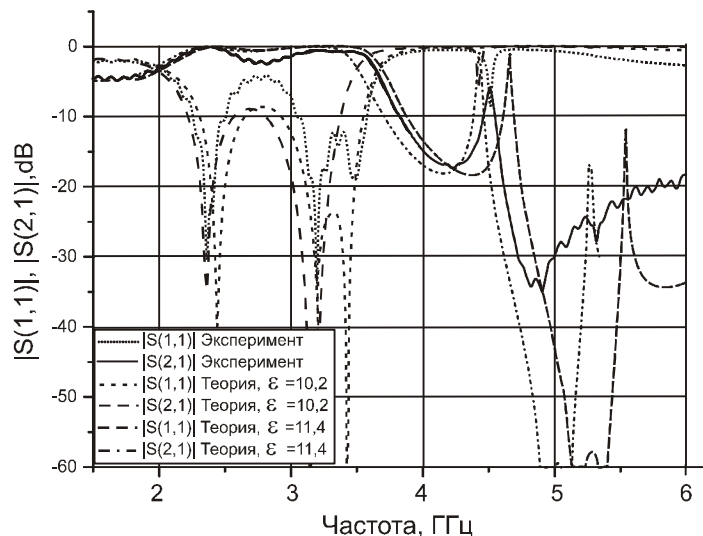


Рис. 7. Теоретичні (за електродинамічної теорії) та експериментальні характеристики фільтра

Висновки

Досліджено запропоновану конструкцію смугопропускаючого фільтра чебишевського типу, у якому використовуються відрізок лінії з щілинами у екрануючому шарі мікросмужкової лінії у якості режекторного фільтра у верхній смузі загородження і як елемент смугопропускаючого фільтра. Розраховано та експериментально досліджено триступінчастий фільтр на діапазон 2,0–3,6 ГГц. Описані підходи дають можливість побудови узгоджувальних вихідних ланок підсилювачів НВЧ з використанням щілинних резонаторів в екрануючому шарі мікросмужкової лінії.

1. Rassokhina Yu. V., Krizhanovski V.G. *Periodic Structure on the Slot Resonators in Microstrip Transmission Line* // *IEEE Trans. on MTT.*, Vol. 57, № 7, July 2009. – P. 1694–1699. 2. Рассохина Ю.В., Крыжановский В.Г. *Планарные полосково-щелевые резонансные структуры с прямоугольными координатными границами. Методы анализа.* – Донецк: Анекс, 2010 г. – 168 с. 3. Rudiakova A.N., Krizhanovski V.G. *Electromagnetic Stop-Band Network Improves Class F Amplifier Performance* // *High Frequency Electronics, Summit Technical Media, LLC.(USA)* – V.4. – No. 2. – P. 30, 32, 34, 35. – February 2005. 4. Рассохина Ю. В., Крыжановский В. Г., Коваленко С. А. *Выходные цепи для усилителей с манипуляцией на гармониках на П-образных щелевых резонаторах* // *Вісник Донецького нац. ун-ту, Сер. А: Природничі науки*, 2010, Вип. 2. – С. 148–152. 5. Крыжановский В.Г., Рассохина Ю.В., Паоло Колантонио *Выходная цепь усилителя класса F¹ с щелевыми резонаторами в микрополосковой линии передачи* / В кн. “21-я международная Крымская конф. “СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии” Севастополь, 12–16 сент. 2011 г.”. – Севастополь: Вебер, 2010. – Т.1. – С. 141–142. 6. Мірських Г.О., Рибін О.І. *Мікрохвильові смугово-пропускні фільтри гібридних інтегральних схем на діелектричних резонаторах* // *Вісник ЖДТУ № 3 (54)*, 2010. – С. 84–89. 7. Rassokhina Ju. V., Krizhanovski V.G. *Analysis of H-shaped slot resonators in microstrip line ground plane for stopband filter design*/ *Int. Conf. on Antenna Theory and Techniques*, 20-23 Sept., 2011, Kyiv, Ukraine. P. 350-352. 8. Крыжановский В.Г., Рассохина Ю.В. *Модификация метода поперечного резонанса для анализа щелевых резонаторов в заземляющем слое микрополосковой линии передачи* / В кн. “21-я международная Крымская конф. “СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии” Севастополь, 12–16 сент. 2011 г.”.– Севастополь: Вебер, 2010. – Т. 2. – С. 1120–1121. 9. Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р., Смирнов В.П. *Справочник по элементам волноводной техники.* – М.: Сов. Радио, 1967. – 652 с. 10. Gao C., Chen Z. N., Wang Y. Y., Yang N., Qing X. M. *Study and Suppression of Ripples in Passbands of Series/Parallel Loaded EBG Filters* // *IEEE Trans. on MTT*, V. 54, No. 4, Apr. 2006.– P. 1519–1526. 11. Гунта К., Гардж Р., Чадха Р. *Машинное проектирование СВЧ устройств. Пер. с англ.*– М.: Радио и связь, 1987. – 432 с. 12. <http://www.rogerscorp.com/acm/products/15/RO3000-and-RO3200-series-High-Frequency-Laminates-PTFE-Ceramic.aspx>.