

Оригінальна стаття

<https://doi.org/10.26565/2311-0872-2023-38-03>

УДК 621.372

С.О. ПОГАРСЬКИЙ, д. ф.-м. наук, проф.

e-mail: spogarsky@gmail.com

ORCID ID: <https://orcid.org/0000-0003-0833-1421>

Д.В. МАЙБОРОДА, к.ф.-м.н., доц.

e-mail: shfmayboroda@gmail.com

ORCID ID: <https://orcid.org/0000-0002-9564-2369>

Харківський національний університет імені В.Н. Каразіна,
майдан Свободи, 4, м. Харків, 61022, Україна

ШИРОКОСМУГОВИЙ СМУГО-ЗАГОРОДЖУЮЧИЙ ФІЛЬТР НА КВАЗІ-ФРАКТАЛЬНІЙ ОСНОВІ

Актуальність. Створення нових високоефективних конструкцій широкосмугових частотно-селективних пристроїв є однією з пріоритетних задач у сучасній техніці НВЧ. Це пояснюється вимогами як до багатофункціональності пристроїв, так і вирішенням задачі електромагнітної сумісності. Істотну роль у ряді селективних пристроїв відіграють смуго-загороджуючі фільтри (або режекторні фільтри), що забезпечують стабільну роботу приладів в умовах впливу загороджуючих, шумових та паразитних сигналів. При цьому необхідний пошук нових підходів до конструювання, використання нових базових елементів.

Мета роботи – чисельне моделювання характеристик смуго-загороджуючого фільтра на основі квазі-фрактальної мікросмужкової структури, проведення оптимізації параметрів фільтра, встановлення критичних параметрів, які впливають на амплітудно-частотну характеристику.

Матеріали та методи. Чисельне моделювання здійснене в рамках методу кінцевих елементів з використанням пакета Ansoft HFSS.

Результати. Проведено чисельне моделювання амплітудно-частотних характеристик широкосмугового смуго-загороджуючого фільтра на основі квазі-фрактальної структури. Проведено моделювання структури розподілу струмів на мікросмужкових провідниках. Встановлений фактор впливу електричної довжини елементів фільтра на характеристичний опір окремих елементів фільтра. Шляхом оптимізації електричної довжини елементів фільтра показана можливість придушення паразитних резонансів у структурі. Досягнуті високі рівні режекції сигналів у досить широкій смузі частот.

Висновки. Запропоновано конструкцію смуго-загороджуючого фільтра на основі квазі-фрактальної мікросмужкової структури, яка забезпечує режекцію сигналів в 72.3% смузі частот відносно центральної частоти. На окремих частотах реалізовані практично недосяжні рівні режекції при конструюванні аналогічних фільтрів на зв'язаних мікросмужкових резонаторах. Конструкція смуго-загороджуючого фільтра на основі квазі-фрактальної структури має незаперечні переваги перед традиційними конструкціями частотно-селективних пристроїв на основі зв'язаних мікросмужкових резонаторів – це компактність та простота корекції критичних параметрів при порівнянних значеннях інших електродинамічних параметрів. Крім того, у порівнянні із класичними конструкціями фільтрів на основі зв'язаних резонаторів виключається етап багаторазової корекції або взаємного зв'язку резонаторів, або їх електричної довжини.

КЛЮЧОВІ СЛОВА: *смуго-загороджуючий фільтр, мікросмужкова лінія, квазі-фрактальна структура, амплітудно-частотна характеристика, резонанс.*

Як цитувати: Погарський С.О., Майборода Д.В. Широкопсмуговий смуго-загороджуючий фільтр на квазі-фрактальній основі. Вісник Харківського національного університету імені В. Н. Каразіна. Серія «Радіофізика та електроніка». 2023; 38:23-29. <https://doi.org/10.26565/2311-0872-2023-38-03>

In cites: Pogarsky S, Mauboroda D. Wideband bandstop filter based on quasi-fractal structure. Visnyk of V.N. Karazin Kharkiv National University, series "Radiophysics and Electronics". 2023; 38:23-29. (In Ukrainian). <https://doi.org/10.26565/2311-0872-2023-38-03>

ВСТУП

Сучасні тенденції розвитку радіотехнічних систем різного призначення, у тому числі радіолокаційних і телекомунікаційних, призводять до необхідності використання широкопсмугових і надширокопсмугових сигналів з метою підвищення швидкості передачі сигналів, підвищення ємності радіосистем, підвищення ступеня захищеності переданої інформації. Інтенсивний розвиток телекомунікаційних систем (типу 4G, 5G), систем космічного зв'язку ще більш ускладнює розв'язку питання про ефективну роботу таких систем, про розподіл частотних діапазонів й ін. У цьому зв'язку актуальним стає питання електромагнітної сумісності. Крім того, широке використання безпілотних літальних апаратів (БПЛА), з одного боку, дає додатковий поштовх для розвитку компактних, багатофункціональних радіотехнічних систем, а з іншого боку, ще більш ускладнює процес рішення

деяких конкретних задач, зокрема задачі обробки сигналів. У першу чергу це торкається питання частотної селекції сигналів.

Частотно-селективні пристрої (фільтри) є невід'ємною частиною практично будь-якої сучасної радіотехнічної системи. Якщо не розглядати питання розвитку цього класу приладів (стосовно до НВЧ діапазону), не вдаватися в подробиці класифікації та конструктивних особливостей, а обмежитися лише розглядом максимально компактних (і при цьому досить функціональних) варіантів виконання частотно-селективних елементів НВЧ діапазону, то можна виділити один клас елементів – це елементи, що виконані на основі смужкових ліній (і їх різних модифікацій). Смужкові лінії й їх різні модифікації досить давно використовують у якості основи для створення частотно-селективних пристроїв [1-5]. Характерною рисою використання таких елементів є резонансний характер взаємодії відрізків таких ліній [6-9]. Широке поширення одержали конструкції, відомі за назвою «мікросмужкові фільтри з чвертьхвильовими зв'язками», і конструкції з назвою «мікросмужкові фільтри східчастого типу». В обох конструкціях зв'язок мікросмужкових резонаторів здійснюється за рахунок бічного зв'язку. Однак, у першому типі мікросмужкові резонатори зміщені один відносно одного на половину їх довжини, а в іншому типі – зв'язок здійснюється по всій довжині. Обом типам конструкції властивий досить істотний недолік – довжина резонатора жорстко прив'язана до довжини хвилі основного типу хвилі в мікросмужковій лінії. Через цю причину обмежена максимальна смуга робочих частот фільтра. Відомі методи розширення робочої смуги – це методи придушення й методи зміщення паразитних смуг. Серед перших можна вказати на методи ємнісної компенсації, реалізацію плавної або стрибкоподібної зміни хвильового опору, введення додаткових фільтруючих елементів. Серед інших – це використання комбінацій ліній з позитивною та негативною дисперсією. Однак, і в першому й, особливо, у другому випадку це призводить до істотного ускладнення топології фільтрів, істотному росту сумарних втрат (лінії відкритого типу), ускладненню процедури налаштування та підстроювання.

Мета роботи – моделювання основних характеристик смуго-загороджуючого широкосмужкового фільтра на основі квазі-фрактальної структури.

КОНСТРУКЦІЯ ФІЛЬТРА

Основою фільтра є так звана квазі-фрактальна мікросмужкова структура. Фрактальні мікросмужкові структури – це відносно новий клас електродинамічних об'єктів, що принципово відрізняється своєю геометрією від відомих конструктивних рішень. Головна топологічна відмінність фрактальних форм – рекурсивне повторення із заданим масштабним коефіцієнтом вихідних геометричних шаблонів. Так проявляється характерна для фракталів властивість самоподібності. Слід зазначити, що неможливо реалізувати на практиці так званий фізичний фрактал. Реально можлива побудова конструкцій з кінцевим числом ітерацій. Такого роду конструкції не можуть у точному значенні вважатися фрактальними. Такі об'єкти звичайно розглядаються як префрактали. При дослідженні таких структур зазвичай застосовується математичний апарат дробових операторів, ефекти скейлінгу, що суттєво спрощує аналіз фізичних властивостей складнокомпозиційних об'єктів [10, 11].

На Рис. 1 представлена топологія смуго-загороджуючого фільтра. Він представляє собою рекурсивно повторюваний ансамбль розімкнутих кілець із коефіцієнтом скейлінга $\xi = 0.67$.

Якщо орієнтуватися на стандартні значення геометричних розмірів діелектричної підкладки, то можна оцінити максимальне можливе число ітерацій. Для діелектричної підкладки з розмірами 60x48 мм при припущенні, що фільтр призначений для роботи в сантиметровому діапазоні з центральною частотою $F = 5$ ГГц, число ітерацій не перевищує значення трьох-чотирьох. Товщина діелектричної підкладки та діелектрична проникність – варіативні величини. Початковий радіус півкілець $R_1 = 10$ мм. Зв'язок із зовнішніми колами здійснюється за допомогою відрізків мікросмужкової лінії. Ширина відрізків мікросмужкової лінії вибиралася з міркувань підтримки на вході (виході) характеристичного опору 50 Ом.

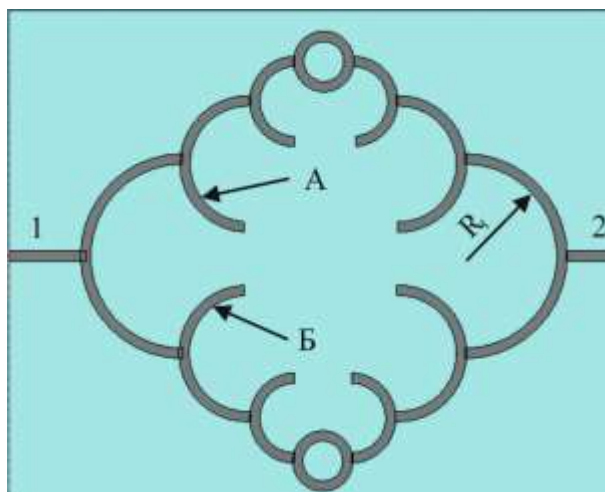


Рис. 1. Топологія фільтра; 1 – вхідний елемент фільтра, 2 – вихідний елемент фільтра.

Fig. 1. Topology of the filter; 1 – input filter element, 2 – output filter element.

РЕЗУЛЬТАТИ ЧИСЕЛЬНОГО МОДЕЛЮВАННЯ

Для чисельного моделювання був обраний метод кінцевих елементів (МКЕ, англ. Finite Element Method – FEM). Такий вибір обумовлено декількома причинами. Перша з них – це те, що сама по собі структура є тривимірною (3D). Також присутня неоднорідність діелектричного простору. Друга – це складність топології елементів фільтра, наявність додаткових відрізків мікросмужкової лінії, що здійснюють зв'язок фільтра із зовнішніми колами. Для таких складних електродинамічних об'єктів дотепер не розроблені строгі методи аналізу (і тим більше, синтезу) характеристик. Поява таких методів у недалекому майбутньому, швидше за все, досить проблематична. Широко відомий метод еквівалентних схем [12] практично не застосовується через складність топології структури. Можливим варіантом є використання чисельних методів. МКЕ реалізований у рамках пакета моделювання Ansoft HFSS [13]. Відмінною рисою використання пакета при аналізі параметрів фільтра є задання числа власних хвиль у збуджуючих елементах. Внаслідок складності топології й наявності досить великого числа неоднорідностей на збуджуючих елементах враховувалася можливість існування трьох нижчих типів власних коливань.

Безумовно, першим етапом дослідження є вивчення питання про можливість узгодження складної електродинамічної структури із зовнішніми колами. Висновок про таку можливість можна зробити на основі залежності $|S_{11}|$ від частоти. На Рис. 2 представлена залежність $|S_{11}|$ від частоти для структури, розташованої на підкладці з геометричними розмірами 60x48 мм, товщиною 0.5 мм, діелектричної проникності $\epsilon_r = 3.8$. Цю залежність можна розглядати як індикативну, на підставі якої можна було б оцінити як потенційні можливості структури в плані частотної селекції, так і оцінити величину фактора узгодження.

Аналіз залежності показує, що в низькочастотній частині розглянутого діапазону присутні дві практично однакові смуги частот, в яких спостерігається досить прийнятне узгодження за рівнем $KСХН \approx 1.4$, ширина смуги становить $\Delta F \approx 0.113$ ГГц. Максимальні рівні зворотних втрат становлять -49.6 дБ на частоті $F = 1.176$ ГГц і -49.9 дБ на частоті $F = 2.166$ ГГц, що відповідає значенням $KСХН$ 1.006...1.007. Ці значення свідчать про те, що поблизу цих частот можливо практично ідеальне узгодження із зовнішніми колами. Крім того, у розглянутому діапазоні спостерігаються ще деякі дуже вузькі смуги частот із прийнятним рівнем узгодження. Разом з тим, проглядається дуже широка смуга частот від $F_1 = 3.954$ ГГц до $F_2 = 7.048$ ГГц ($\Delta F \approx 3.094$ ГГц), у межах якої спостерігається повне відбиття сигналу. У межах цієї смуги можна прогнозувати досить високий рівень загородження. Практично у всій смузі він становить -30 дБ, поблизу окремих частот досягається рівень -50...-60 дБ. Однак, поблизу деяких частот спостерігаються досить різкі сплески (що доходять до рівня -10 дБ), що свідчить про виникнення паразитних резонансів у структурі фільтра. Для того, щоб зрозуміти причину виникнення паразитних резонансів, необхідно дослідити структуру полів або струмів на провідниках фільтра на частотах, поблизу яких спостерігаються викиди.

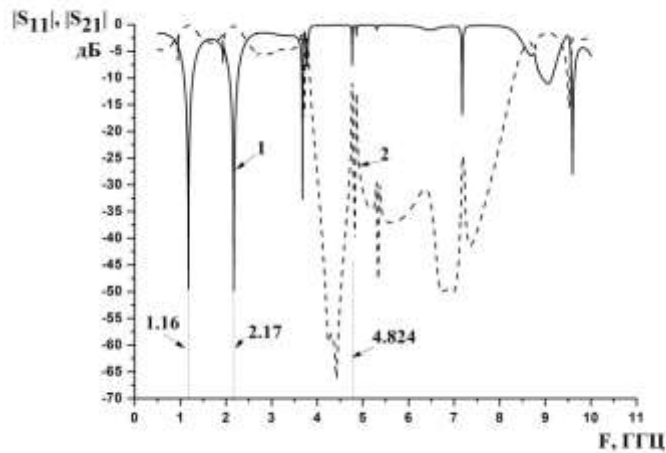


Рис. 2. Залежності $|S_{11}|$ й $|S_{21}|$ від частоти початкового варіанта фільтра

Fig. 2. $|S_{11}|$ and $|S_{21}|$ dependences on the frequency of the initial version of the filter

На Рис. 3 представлено графічне зображення структури струмів на провідниках фільтра на частоті $F = 4.824$ ГГц (ця частота відповідає максимальному викиду на амплітудно-частотній характеристиці). Побудова виконана комбінованим методом: кольорової шкали й ізоліній.

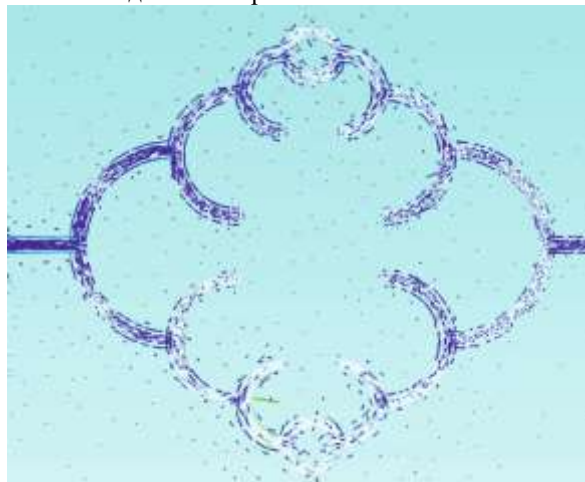


Рис. 3. Розподіл струмів на поверхні елементів фільтра на частоті $F = 4.824$ ГГц.

Fig. 3. Distribution of currents on the surface of the filter elements at the $F = 4.824$ GHz frequency.

Аналіз зображення показує, що, по-перше, збуджуються обидва плеча фільтра, але ступінь збудження виявляється різним. При цьому досить більша частина потужності проходить у вихідне плече (2), що й пояснює сплеск у залежності коефіцієнта проходження $|S_{21}|$. По-друге, очевидно, що навіть найперший елемент фільтра з боку входу фільтра (1) збуджується нерівномірно, що свідчить про те, що характеристичні опори обох плечей фільтра виявляються різними. Крім того, яскраво виражений резонанс в елементі фільтра (позначений на Рис. 1 як А) вказує на те, що електрична довжина елемента кратна довжині хвилі (з урахуванням значення ефективною діелектричної проникності підкладки). Нескладні підрахунки показують, що L/λ (де L - довжина дуги, λ - довжина хвилі) на частоті $F = 4.82$ ГГц становить значення 0.502. Одним з можливих способів зміни характеристичного опору є спосіб корекції електричної довжини резонуючого елемента, тобто його вкорочення. При вкороченні довжини резонуючого елемента на 5% вдається як піти від резонансної величини довжини, так і симетрувати структуру струмів на елементах А і Б. Структура струмів на поверхні елементів фільтра з укороченою довжиною зазначеного елемента показана на Рис. 4.

Аналіз зображення свідчить про те, що, по-перше, була досягнута мета симетричного збудження елементів фільтра, та, як наслідок, вирівнялися значення характеристичних опорів плечей. По-друге, очевидна концентрація струмів у вхідному плечі (1), причиною якої є підвищення рівня відбиття на вході

фільтра. І, по-третє, істотно знизилася амплітуда струмів на виході фільтра. Тобто, така конструкція здатна проводити режекцію певної смуги частот.

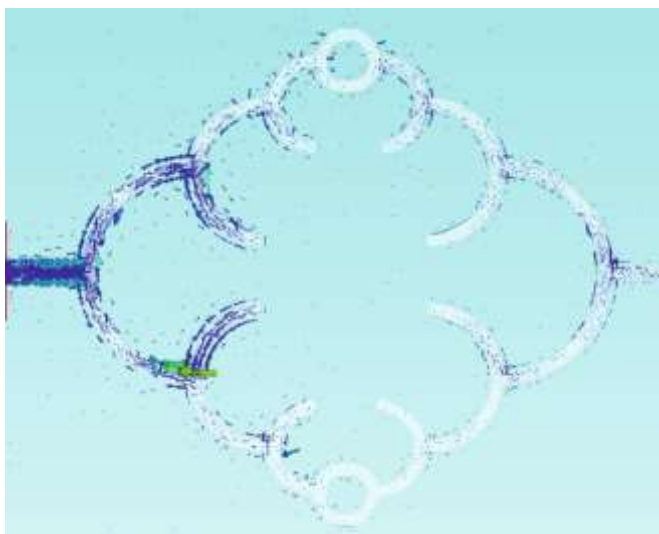


Рис. 4. Розподіл струмів на поверхні елементів фільтра на частоті $F = 4.824$ ГГц із корегованою довжиною резонатора

Fig. 4. Distribution of currents on the surface of the filter elements at a frequency of GHz with the corrected length of the resonator

На Рис. 5 представлені залежності величин $|S_{11}|$ і $|S_{21}|$ від частоти оптимізованого варіанта топології фільтра.

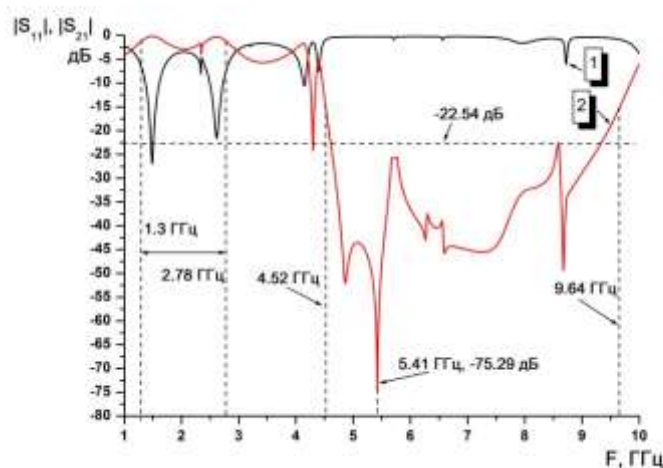


Рис. 5. Залежності $|S_{11}|$ й $|S_{21}|$ від частоти оптимізованого варіанта топології фільтра

Fig. 5. $|S_{11}|$ and $|S_{21}|$ dependencies on the frequency of the optimized version of the filter topology

Порівняння даних на Рис. 2 і Рис. 5 свідчить про те, що оптимізація електричної довжини проблемних резонаторів (фактично, зміна довжини дуги резонаторів) призводить до істотних змін у залежностях. Так, після оптимізації топології змістилися середні частоти смуг з високим рівнем загородження в низькочастотній частині розглянутого діапазону. Середній зсув становить $\Delta F \approx 0.3$ ГГц. При цьому трохи знизилася значення рівня зворотних втрат (до 20...25 дБ). Зміщення смуги повного відбиття у високочастотну область склало $\Delta F \approx 0.695$ ГГц. Ширина смуги залишилася практично незмінною. Однак, якщо в початковому варіанті в смузі загородження спостерігалися різкі коливання величин $|S_{11}|$ і $|S_{21}|$, і з цієї причини неможливо було говорити про реалізацію суцільної смуги загородження з певним рівнем, то в оптимізованому варіанті фільтра забезпечується суцільна смуга загородження в смузі

4.583...8.545 ГГц. Невелике коливання величини коефіцієнта $|S_{11}|$ спостерігається поблизу частоти $F = 7.952$ ГГц. Коливання амплітуди не перевищує 1.5 дБ. Аналіз залежності коефіцієнта проходження $|S_{21}|$ показує, що величина коефіцієнта проходження $|S_{21}|$ не перевищує значення -22.54 дБ у діапазоні частот 4.61...9.32 ГГц, що становить 67.6% від центральної частоти смуги. Помітні коливання $|S_{21}|$ спостерігаються щодо середнього рівня -30 дБ. А на частоті $F = 5.41$ ГГц рівень загородження досягає значення -75.29 дБ.

Ще одним важливим параметром будь-якого частотно-селективного пристрою є величина крутості характеристики (або ширина перехідної зони). У всіх типів широкосмугових фільтрів величина крутості фронтів і ширина робочої смуги взаємозалежні. Прагнення до збільшення ширини робочої смуги призводить до зниження крутості й навпаки. Із цієї причини це співвідношення є завжди компромісним рішенням. На відміну від конструкцій фільтрів на зв'язаних лініях, де широкосмуговість досягається за рахунок збільшення числа зв'язаних резонаторів, зв'язок між якими завжди є величиною варіативною, у розглянутій квазі-фрактальній структурі зв'язок між елементами постійний (гальванічний). При цьому, якщо на виході (2) забезпечується протифазність струмів за рахунок підбору електричної довжини резонуючих елементів, забезпечується режекція сигналу. Ширина, безумовно, прив'язана до елементів структури й до робочої довжини хвилі, і деякою мірою залежить від граничних геометричних розмірів діелектричної підкладки, на якій розташовуються елементи структури.

Аналіз залежності $|S_{21}|$, наведеної на Рис. 5, показує, що такий фільтр має величину перехідної зони по передньому фронту $\Delta F \cong 0.249$ ГГц до рівня режекції -22.54 дБ, що відповідає величині крутості 0.0712 дБ/МГц, по задньому фронту до того рівня $\Delta F \cong 0.678$ ГГц, що забезпечує величину крутості 0.024 дБ/МГц. Якщо орієнтуватися на максимальні значення рівня режекції як переднього, так і заднього фронтів, то очевидно розширення перехідних зон. Однак при цьому, наприклад для переднього фронту при розширенні перехідної зони до $\Delta F \cong 0.496$ ГГц (практично вдвічі) крутість характеристики зростає до значення 0.095 дБ/МГц, тобто на 33.5%. Слід зазначити, що порівнянні значення по ширині смуги режекції, по величинах крутості фронтів можна одержати в структурах на основі зв'язаних мікросмужкових резонаторів. Однак, значення рівнів режекції -50...-70 дБ у структурах на зв'язаних резонаторах у принципі не досяжні. Крім того, для забезпечення порівнянної ширини смуги режекції необхідна конструкція на основі 10-15 зв'язаних резонаторів. Такого роду конструкція буде досить громіздкою й розміщення всіх елементів на підкладці стандартних розмірів буде проблематичним. Ще одним немаловажливим фактором є необхідність додаткового підстроювання багатоеlementних фільтрів. У випадку 10-15 елементної конструкції таке підстроювання виливається в досить складний і трудомісткий процес.

ВИСНОВКИ

У роботі представлені результати чисельного моделювання характеристик смуго-загороджувачого широкосмугового фільтра на основі квазі-фрактальної структури. Моделювання виконане з використанням методу кінцевих елементів, реалізованого в рамках пакета Ansoft HFSS. Моделювання структури полів і струмів на провідниках дозволило встановити причину виникнення паразитних резонансів в амплітудно-частотних характеристиках. Проведена оптимізація параметрів дозволила встановити граничне значення вкорочення резонаторів. Запропонована конструкція фільтра має істотні переваги перед класичними конструкціями на основі зв'язаних мікросмужкових резонаторів.

Дана робота виконана за підтримки Міністерства освіти і науки України, гранти 0122U001486, 0122U001436.

КОНФЛІКТ ІНТЕРЕСІВ

Автори повідомляють про відсутність конфлікту інтересів.

REFERENCES

1. Minnis BJ. Printed Circuit Coupled Line Filters for Bandwidth Up to and Greater than an Octave. IEEE Trans. MTT. 1981; 29 (3): 215-222. <https://doi.org/10.1109/TMTT.1981.1130330>
2. Hong J-S, Lancaster MJ. Coupling of Microstrip Square Open-Loop resonators for Cross-Coupled Planar Microwave Filters. IEEE Trans. MTT. 1996; 44 (12): 2099-2109. <https://doi.org/10.1109/22.543968>
3. Bancui MG, Ramer R, Ioachim A. Microstrip Filters Using New Compact Resonators. Electronics Letters. 2002; 38: 228-229. <https://doi.org/10.1049/el:20020174>
4. Kim T, Seo C. A Novel Photonic Bandgap Structure for Low-Pass Filter or Wide Stopband. IEEE Microwave Guided Wave Letters. 2000; 10 (1): 13-15. <https://doi.org/10.1109/75.842072>

5. Belyaev BA, Serzhantov AM, Tyurnev VV, Bal'va YF, Leksikov AA, Galeev RG. Implementation of cross couplings in microwave bandpass filters. Microwave and optical technology letters. 2014; 9: 2021-2025. <https://doi.org/10.1002/mop.28507>
6. Belyaev BA, Serzhantov AM, Tyurnev VV. A dual-mode split microstrip resonator and its application in frequency selective devices. Microwave and optical technology letters. 2013; 9: P. 2186-2190. <https://doi.org/10.1002/mop.27806>
7. Stefanini R, Chatras M, Blondy PG, Rebeiz M. Compact 2-pole and 4-pole 2.4-2.8 Ghz dual-mode tunable filters. IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT). 2010: 1480-1483. <https://doi.org/10.1109/MWSYM.2010.5514807>
8. Joshi H, Sigmarsson HH, Moon Sungwook, Peroulis D, Chappell WJ. High Q narrow-band tunable filters with controllable bandwidth. IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. 2009: 629-632. <https://doi.org/10.1109/MWSYM.2009.5165775>
9. Morgan MA. Reflectionless Filters. In: Artech House Microwave Library. Boston; L. 2017: 258 p.
10. West BJ, Bologna M, Grigolini P. Physics of Fractal Operators. N. Y.: Springer-Verlag. 2003: 354 p.
11. Jaggard DL. Fractal Electrodynamics and Modeling. In: Directions in Electromagnetic Wave Modeling. Ed. by H. L. Bertoni and L. B. Felsen. N.Y.: Plenum. 1991: 435 – 446.
12. Levy R. Derivation of Equivalent Circuits of Microwave Structures Using Numerical Techniques. IEEE Tran. on MTT. 1999; 47 (9): 1688-1695. <https://doi.org/10.1109/22.788610>
13. Ansoft HFSS /ANSYS Academic Research HF (5 tasks): 1 task(s) Permanent with TECS expiring 01-may-2020 Customer # 1076710.

Стаття надійшла до редакції: 17 січня 2023 р.

Рекомендовано до друку: 17 лютого 2023 р.

WIDEBAND BAND-STOP FILTER BASED ON QUASI-FRACTAL STRUCTURE

S.A. Pogarsky, D.V. Mayboroda

V. N. Karazin Kharkiv National University, 4 Svobody sq., Kharkiv, 61022, Ukraine

Relevance. The creation of new high-performance designs of broadband frequency-selective devices is one of the priority tasks in modern microwave technology. This is due to the requirements both for the multifunctionality of devices and the solution of the problem of electromagnetic compatibility. An essential role in a number of frequency-selective devices is played by band-stop filters (or rejection filters), which ensure stable operation of devices under the influence of blocking, noise and other spurious signals. At the same time, it is necessary to search for new approaches to design, the use of new basic elements.

The purpose of the work is to do numerical simulation of the characteristics of a band-stop filter based on a quasi-fractal microstrip structure, optimization of the filter parameters, establishment of critical parameters that affect the amplitude-frequency characteristic of the filter.

Materials and methods. Numerical simulation was carried out within the framework of the finite element method (FEM) using the Ansoft HFSS package.

Results. Numerical modeling of the amplitude-frequency characteristics of a broadband bandstop filter based on a quasi-fractal microstrip structure has been carried out. Modeling of the current distribution structure on microstrip conductors has been carried out. The factor of influence of the electrical length of the filter elements on the characteristic resistance of individual filter branches is established. By optimizing the electrical length of the filter elements, the possibility of suppressing parasitic resonances in the structure is shown. High levels of signal rejection were achieved in a sufficiently wide frequency band.

Conclusion. The proposed design of a bandstop filter based on a quasi-fractal microstrip structure provides signal rejection in 72.3% of the frequency band relative to the center frequency of the operating band. At individual frequencies, practically unattainable levels of rejection are realized when designing similar filters based on coupled microstrip resonators. The design of a bandstop filter based on a quasi-fractal structure has undeniable advantages over traditional designs of frequency-selective devices based on coupled microstrip resonators - this is compactness and ease of adjusting critical parameters with comparable values of other electrodynamic parameters. In addition, in comparison with classical filter designs based on coupled resonators, the stage of multi-stage correction of either the mutual coupling of the resonators or their electrical length is eliminated.

KEYWORDS: bandstop filter, microstrip line, quasi-fractal structure, frequency response, resonance

The article was received by the editors: 17 January 2023

The article is recommended for printing: 17 February 2023