

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
ІМЕНІ ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

ЛІТВІНЦЕВ Сергій Миколайович

УДК 621.396

**МЕТОДИ ПОБУДОВИ ТА СХЕМОТЕХНІЧНІ РІШЕННЯ
МІКРОСМУЖКОВИХ СМУГО-ПРОПУСКНИХ ФІЛЬТРІВ**

05.12.13 — Радіотехнічні пристрої та засоби телекомунікацій

Автореферат
дисертації на здобуття наукового ступеня
кандидата технічних наук

Київ — 2023

Дисертацією є рукопис.

Робота виконана на кафедрі радіоінженерії і кафедрі телекомунікацій Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» Міністерства освіти і науки України.

Науковий керівник: доктор технічних наук, старший науковий співробітник
ЗАХАРОВ Олександр Віталійович
Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», провідний науковий співробітник кафедри телекомунікацій НН ІТС

Офіційні опоненти: доктор технічних наук, професор
КОНІН Валерій Вікторович
Національний авіаційний університет, професор кафедри аеронавігаційних систем

доктор технічних наук, професор
СЛЮСАР Вадим Іванович
Центральний науково-дослідний інститут озброєння та військової техніки Збройних Сил України, головний науковий співробітник – начальник групи головних наукових співробітників з наукового керівництва досліджень

Захист відбудеться «16» червня 2023 р. о 15:00 годині на засіданні спеціалізованої вченої ради Д 26.002.14 у Національному технічному університеті України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» за адресою: 03056, м. Київ, пр. Перемоги, 37, корп. 1, ауд. 05.

З дисертацією можна ознайомитись у бібліотеці Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» за адресою: 03056, м. Київ, пр. Перемоги, 37.

Автореферат розісланий «08» травня 2023 р.

Вчений секретар спеціалізованої вченої ради Д 26.002.14
кандидат технічних наук



С. О. Осипчук

ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА РОБОТИ

Актуальність теми

Системи бездротового зв'язку охопили багато сфер людської діяльності. Ці системи виконують повний цикл обробки сигналів, починаючи від генерування, модуляції, та передавання аналогових і цифрових сигналів передавачем, і завершуючи прийманням цих сигналів приймачем, їх підсиленням, детектуванням і виділенням на фоні різноманітних шумів і завад. При цьому етап виділення сигналів із отриманої суміші виконується або за допомогою фільтрації (оптимальна фільтрація, квазіоптимальна фільтрація), або проводячи класифікацію сигналів за допомогою різних методів. Прикладами таких методів є нормалізація за рівнем, нормальне дискретне ортогональне перетворення. При такому типі обробки сигналу також виникає задача його масштабування. Але в будь-якому випадку, для виділення сигналу для його подальшої обробки, необхідно пропустити отриману суміш через фільтруючий елемент, який виділить із загального спектру саме той діапазон, який відповідає прийнятому корисному сигналу. При цьому на виході фільтруючого елементу досягається збільшення відношення сигнал/шум, що зменшує технічні вимоги до всіх наступних етапів обробки і виділення сигналу.

Одним із ключових елементів такого фільтруючого елементу є смуго-пропускні фільтри (СПФ). Як правило, це сукупність резонаторів із відрізків ліній передачі, пов'язаних між собою електромагнітним зв'язком в залежності від призначення. СПФ повинні працювати в різних діапазонах частот та мати різноманітні частотні характеристики. Крутизна АЧХ в нижній та верхній частотних областях, як правило, різна, іноді важливіше сильніше подавити спектральні складові, які розташовані нижче смуги пропускання, а іноді навпаки. Нерідко виникають однакові вимоги по усуненню паразитного спектру з обох сторін смуги пропускання. Досить часто виникають інші потреби, наприклад, висока вибірковість, постійний час затримки сигналів у смузі пропускання та ін. Для задоволення цих вимог необхідно розвивати різноманітні засоби, які побудовані на особливостях електромагнітної взаємодії резонаторів та математичних методах, що їх описують. Зупинимося на тих з них, які отримують розвиток в цій роботі.

На сьогоднішній день серед найбільш актуальних напрямків та шляхів покращення характеристик СПФ вбачаються такі:

1. використання загальної матриці зв'язку для опису та оптимізації СПФ з резонаторами прохідного типу, що надасть можливість зробити їх частотні відгуки більш різноманітними;
2. потребує подальшого дослідження використання змішаних коефіцієнтів зв'язку між резонаторами, що містять одночасно магнітну K_m та

- електричну K_c компоненти, які вносять в частотні характеристики фільтрів додаткові нулі передачі, що забезпечує їм суттєві переваги, і робить їх більш різноманітними;
3. включення до складу резонаторів зосереджених елементів (ємності та індуктивності), що характеризуються малими габаритами і досить високою добротністю, призводить до СПФ із зосереджено-розподіленими параметрами, і відкриває нові можливості для СПФ та необхідність розвитку методів побудови СПФ із зосереджено-розподіленими змішаними зв'язками;
 4. використання неоднорідних ліній передачі у двомодових резонаторах з метою розширення функціональних можливостей зазначених резонаторів та СПФ на їх основі.

Загалом, актуальність роботи обумовлена широким попитом на різноманітні СПФ для систем бездротового зв'язку, і можливість задовольнити цей попит за рахунок покращення їх характеристик.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами

Робота виконувалася на кафедрі радіоінженерії і кафедрі телекомунікацій Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» під час проведення науково-дослідної роботи № 2213-ф (номер держреєстрації 0119U100622) «Створення теорії та схемотехнічних рішень немінімально-фазових планарних фільтрів зі змішаними зв'язками для засобів телекомунікацій» в Науково-дослідному інституті телекомунікацій, та при виконанні вимірювань і досліджень, проведених на радіотехнічному факультеті згідно плану наукових досліджень.

Мета і задачі дослідження

Метою дисертаційної роботи є спрощення процесу розробки мікросмужкових смуго-пропускних фільтрів, побудованих із відрізків ліній передачі, а також покращення їх селективності і розширення смуги загородження за рахунок вдосконалення існуючих, та розробки нових методів та схемотехнічних рішень.

Досягнення поставленої мети передбачає вирішення наступних задач:

1. Адаптація матриці зв'язків для опису та оптимізації СПФ з резонаторами прохідного типу.
2. Дослідження змішаних коефіцієнтів зв'язку між суміжними резонаторами для забезпечення різноманітних частотних характеристик СПФ та покращення селективності.
3. Дослідження фільтрів із широкою смугою загородження та підвищеною односторонньою вибірковістю на основі зосереджено-розподілених змішаних зв'язків.
4. Дослідження багатомодових резонаторів з неоднорідними відрізкамі ліній передачі та фільтрів на їх основі.

Об'єкт дослідження — процес фільтрації сигналів, що відбувається в мікросмужкових малогабаритних СПФ, що містять резонатори планарної конструкції і зосереджені елементи, і які можуть мати багатомодові режими коливань.

Предмет дослідження — методи, що використовуються для розробки мікросмужкових смуго-пропускних фільтрів, а також для покращення їх селективності і розширення смуги загородження.

Методи дослідження

Для вирішення поставлених задач використано такі методи дослідження:

- Теорія радіотехнічних кіл
- Моделювання на основі матриці зв'язків, включаючи оптимізацію
- ЕМ моделювання
- Експериментальне дослідження

Наукова новизна одержаних результатів

1. Вдосконалено метод розрахунку мікросмужкових смуго-пропускних фільтрів на основі матриці зв'язків шляхом встановлення закономірності зміни знаків коефіцієнтів зв'язку, що дозволяє використовувати змінену матрицю зв'язку для обчислення частотних характеристик СПФ без будь-яких обмежень.
2. Вперше запропоновано метод аналітичного синтезу СПФ зі змішаними зв'язками між суміжними резонаторами, заснований на використанні інверторів провідностей, що дозволяє спростити конструкцію фільтрів із заданим рівнем селективності.
3. Вперше запропоновано метод розширення смуги загородження в мікросмужкових фільтрах, побудованих на чвертьхвильових та напівхвильових резонаторах, який базується на аналізі траєкторій зміщення антирезонансних частот вказаних резонаторів, який дозволяє досягти придушення окремих паразитних смуг пропускання без використання додаткових фільтруючих елементів.
4. Запропоновано новий метод синтезу двомодових фільтрів зі ступінчастими резонаторами, який дозволяє отримати додаткові можливості вказаних резонаторів а також побудувати двосмугові фільтри зі змінними параметрами.

Практичне значення одержаних результатів

1. Знято обмеження на використання матриці зв'язків в існуючій процедурі оптимізації СПФ. Це дає можливість аналізувати та отримувати нові схемотехнічні рішення при побудові фільтрів.
2. Запропонована методика розрахунку фільтрів зі змішаними зв'язками між суміжними резонаторами дозволяє реалізовувати у фільтрах полюси згасання без використання перехресних зв'язків.

3. Запропонована методика синтезу фільтру з зосереджено-розподіленими змішаними зв'язками між суміжними резонаторами із широкою смугою загородження, яка перевірена експериментально на фільтрі з полозою загородження до 7,5 ГГц та підвищеною односторонньою вибірковістю. Такий фільтр може бути використаний у дуплексерах.
4. Покращено параметри двомодових резонаторів шляхом заміни однорідної лінії передачі на ступінчасту. Результати перевірено на двох дослідних зразках двомодових мікросмужкових фільтрів із покращеними характеристиками, які можуть знайти практичне застосування.

Запропоновані у роботі схемотехнічні рішення з їх теоретичним та експериментальним дослідженням розширюють елементну базу частотно-вибіркових пристроїв, необхідну для створення апаратури бездротового зв'язку.

Результати дисертаційної роботи впроваджено у КПІ ім. Ігоря Сікорського під час досліджень у межах НДП № 2213-ф «Створення теорії та схемотехнічних рішень немінімально-фазових планарних фільтрів зі змішаними зв'язками для засобів телекомунікацій». Результати роботи можуть бути використані як при розробці нових фільтрів різного застосування, так і в навчальному процесі під час підготовки фахівців радіотехнічного профілю за спеціальністю 172 Електронні комунікації та радіотехніка.

Особистий внесок здобувача

1. Розв'язано задачу модифікації матриці $[m]$ для СПФ з одним або декількома резонаторами прохідного типу, яка полягає у певних правилах зміни знаків елементів цієї матриці.
2. Розв'язано задачу побудови СПФ зі змішаними зв'язками між суміжними резонаторами, засновану на використанні інверторів провідностей. Проведено комп'ютерне моделювання, яке підтвердило достовірність основних положень.
3. Запропоновано методи розширення смуги загородження гребінчастих і решітчастих фільтрів, що ґрунтуються на траєкторіях зміщення антирезонансних частот чвертьхвильових та напівхвильових резонаторів. Отримано схемотехнічні рішення гребінчастого та решітчастого фільтрів із розширеною смугою загородження та запропоновано послідовність синтезу СПФ із зосереджено-розподіленими змішаними зв'язками між суміжними резонаторами.
4. Отримано кількісні оцінки покращення показників двомодових резонаторів планарної конструкції. Розроблено та експериментально досліджено два мікросмужкових двомодових СПФ, один з яких є двосмуговим фільтром з можливістю регулювання взаємного розташування двох смуг пропускання та їх ширини.

Апробація результатів дисертації

Основні результати дисертації доповідалися та обговорювалися на наступних наукових та науково-технічних міжнародних конференціях і симпозиумах:

- 2019 International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo, 2019, Одеса).
- 2020 IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW, 2020, Харків).
- 2021 IEEE 26th International Seminar/Workshop on Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory (DIPED, 2021, Тбілісі, Грузія).
- 2021 IEEE 3rd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON, 2021, Львів).
- 2021 IEEE International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo, 2021, Одеса).
- 2022 IEEE 16th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET, 2022, Львів–Славське).

Публікації

За результатами досліджень опубліковано 29 робіт, з яких 16 статей, які проіндексовані в міжнародних наукометричних базах SCOPUS та Web of Science (із них 7 статей опубліковано в журналах першого квартилю Q1), 3 патенти України на корисну модель, і 10 доповідей на міжнародних конференціях IEEE.

Структура та обсяг дисертації

Дисертація складається з анотації, вступу, чотирьох розділів, висновків, списку використаних джерел, який містить 103 посилання, та трьох додатків. Загальний обсяг дисертації становить 131 сторінку.

ОСНОВНИЙ ЗМІСТ РОБОТИ

У **вступі** обґрунтовано актуальність теми дисертації, вказано зв'язок роботи з науковими програмами університету, сформульовано мету і задачі дисертаційних досліджень, зазначено методи дослідження, відображено наукову новизну та практичне значення отриманих результатів, наведено інформацію про апробацію та публікації основних результатів роботи.

У **першому розділі** здійснено розширення функціональних можливостей матриці зв'язків шляхом її модифікації. Розглянуто приклади незастосовності матриці $[m]$, проведено аналіз резонатора прохідного типу, який є причиною зазначеної незастосовності, вирішено задачу мо-

дифікації матриці $[m]$, яка призводить до адекватних результатів розрахунку частотних характеристик і розширенню області застосувань матриці зв'язків.

Відомо, що смуго-пропускний фільтр з числом резонаторів N характеризується коефіцієнтами зв'язку K_{ij} ($i, j = 1, 2, \dots, N$), зовнішньою добротністю крайніх резонаторів Q_{e1} , Q_{eN} , центральною частотою смуги пропускання f_0 , шириною смуги пропускання BW (bandwidth), відносною шириною смуги пропускання $FBW = BW/f_0$ (fractional bandwidth). Для опису фільтра використовуються нормовані коефіцієнти зв'язку та зовнішні добротності

$$m_{ij} = K_{ij}/FBW, \quad q_{e1} = Q_{e1}FBW, \quad q_{eN} = Q_{eN}FBW, \quad (1)$$

а також нормована частотна змінна

$$\Omega = \frac{1}{FBW} \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right), \quad (2)$$

Частотні характеристики СПФ (S_{21} та S_{11}) визначаються за допомогою відомої квадратної матриці зв'язків $[m]$, симетричної відносно головної діагоналі ($m_{ij} = m_{ji}$), у якій додатні значення m_{ij} відповідають магнітним (індуктивним) зв'язкам, а від'ємні значення m_{ij} відповідають електричним (ємнісним) зв'язкам.

Елементи головної діагоналі матриці є провідністю резонаторів B_i на центральній частоті смуги пропускання f_0 : $m_{ii} = B_i(f_0)$.

Зауважимо, що зміною m_{ii} здійснюється лише налаштування резонансних частот резонаторів, що призводить до вирівнювання пульсацій та зворотних втрат у межах смуги пропускання. Елементи m_{ii} не впливають на розташування нулів передачі фільтра. Інші елементи матриці зв'язків m_{ij} ($i \neq j$) мають домінуючий вплив на частотні характеристики. Умова синхронного налаштування $m_{ii} = 0$ є ідеалізованою, але вона надає розгляду спільності. Ця умова може бути здійснена при використанні інверторів як елементів зв'язку фільтра, оскільки інвертори не змінюють резонансні частоти резонаторів.

Виявлені обмеження використання існуючого апарату матриці зв'язків продемонструємо на прикладі симетричного ($K_{12} = K_{23}$) триплет СПФ, показано на рис. 1а. Його крайні резонатори чвертьхвильові, а центральний — півхвильовий резонатор, який є резонатором прохідного типу і включений у схему фільтра як 4-полосник. Інверторами провідності використовуються чвертьхвильові розімкнені відрізки з характеристичним опором Z_{ij} , які забезпечують коефіцієнт зв'язку K_{ij} :

$$Z_{ij} = 1/K_{ij} \sqrt{b_1 b_2}, \quad (3)$$

де b_1 і b_2 — параметри крутості провідності резонаторів, $b_1 = \pi/4Z_0$ для $\lambda/4$ резонатора, і $b_2 = \pi/2Z_0$ для $\lambda/2$ резонатора. Зовнішня добротність крайніх резонаторів розраховується за формулою

$$Q_e = R_L b = R_L \pi/4Z_0 \cos^2 \theta', \quad (4)$$

де θ' — координата кондуктивного з'єднання вхідного та вихідного навантажень, $R_L = 50$ Ом.

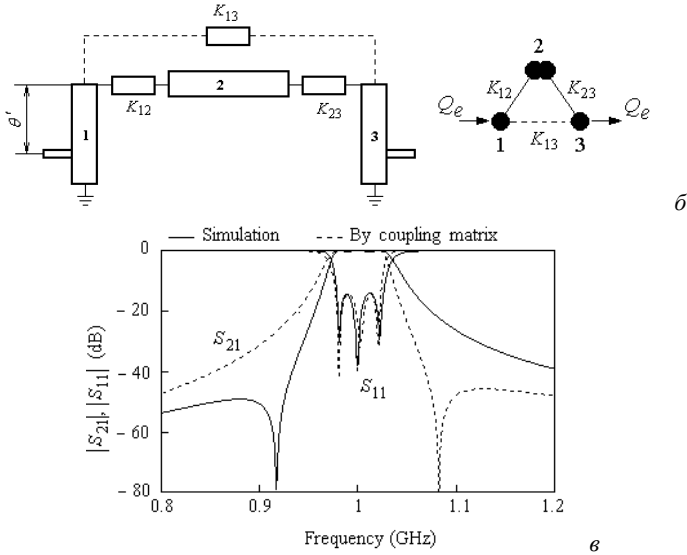


Рис. 1. Трисекційний СПФ із прохідним резонатором. Схема (а), структура зв'язків (б) і АЧХ (в) для випадку $K_{12} = K_{23} = 0,04$, $K_{13} = 0,01$.

Структура зв'язків фільтра, що розглядається, показана на рис. 1б, де подвійним кружком позначено резонатор прохідного типу, а пунктиром позначено перехресний зв'язок. На рис. 1в суцільними лініями побудовано частотні характеристики фільтра за допомогою програми лінійного моделювання, вбудованої в Microwave Office (AWR). Для частотних характеристик (рис. 1в) передбачається, що резонатори чвертьхвильові та півхвильові на частоті $f_0 = 1$ ГГц і величина Z_0 для $\lambda/4$ та $\lambda/2$ резонаторів дорівнює 10 та 20 Ом, відповідно, $K_{12} = K_{23} = 0,04$ ($Z_{12} = Z_{23} = 318,31$ Ом), $K_{13} = 0,01$ ($Z_{13} = 1273,24$ Ом), $Q_{e1} = Q_{e3} = 24,7$ ($\theta' = 66,5^\circ$).

Ширина смуги пропускання розглянутого фільтра $BW = 47,4$ МГц ($FBW = 0,0474$). В результаті нормування за формулами (1) отримано $m_{12} = m_{23} = 0,844$, $m_{13} = 0,211$, $q_e = 1,171$, і матриця зв'язків має вигляд:

$$[m] = \begin{bmatrix} 0 & 0,844 & 0,211 \\ 0,844 & 0 & 0,844 \\ 0,211 & 0,844 & 0 \end{bmatrix}, \quad q_e = 1,171. \quad (5)$$

Використовуючи комп'ютерну програму CST Filter Designer 3D (рис. 2), здійснено побудову частотних характеристик фільтра за матри-

цею $[m]$, які наведено на рис. 1 в штриховими лініями. Частотні характеристики фільтра, побудовані двома різними способами, суттєво відрізняються один від одного. Експериментально виміряні частотні характеристики свідчать (рис. 3), що побудовані за матрицею $[m]$ частотні характеристики СПФ є недостовірними.

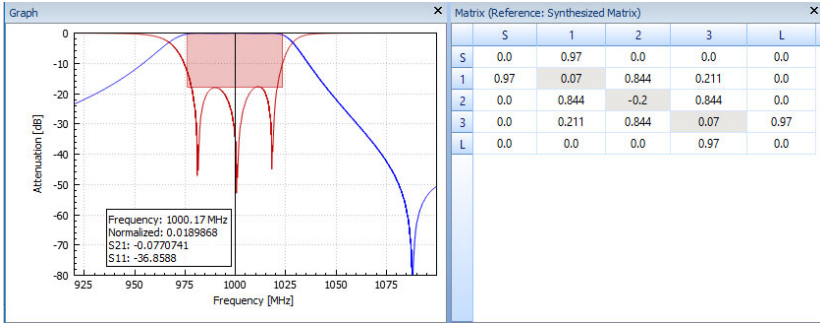


Рис. 2. Частотні характеристики СПФ, побудовані за допомогою матриці зв'язків в програмі CST Filter Designer 3D.

В роботі показано, що частотні характеристики також відрізняються у СПФ четвертого і п'ятого порядку з прохідним резонатором при різній кількості перехресних зв'язків, причому розрахунок, заснований на застосуванні традиційного описування зв'язків, є помилковим. Причиною є те, що матриця $[m]$ не може застосовуватися для фільтрів з прохідним резонатором — вона недостовірно описує фізичні процеси в реальних СПФ з прохідним резонатором. Тому, зроблено припущення, що цей недолік обумовлений властивостями саме прохідного резонатора.

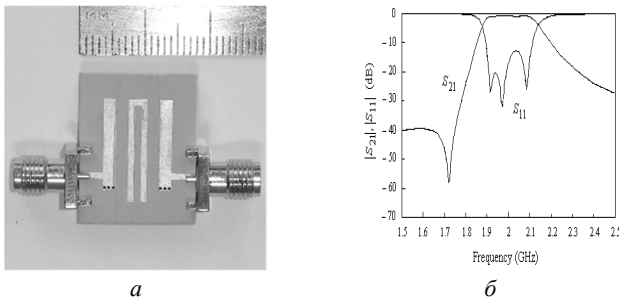


Рис. 3. Мікросмушковий СПФ третього порядку з прохідним резонатором та його частотні характеристики.

Детальний розгляд прохідного резонатора, включеного як чотирьохполюсник, показує, що здійснювана ним конфігурація зв'язку залежить від його структури. Це може бути використано для відповідної модифікації матриці зв'язку, щоб та достовірно відображала частотні ха-

ктеристики. Модифікація полягає у зміні знаків деяких елементів матриці $[m]$ згідно зі встановленими в роботі правилами. Встановлені в роботі правила модифікації матриці зв'язків наведені на прикладах.

У **другому розділі** розглянуті СПФ із змішаними зв'язками між сусідніми резонаторами. Проведено аналіз закономірностей розташування нулів передачі таких фільтрів, та взаємозв'язок між лінійною та звичайною формами подання змішаного зв'язку. Запропоновано метод синтезу таких фільтрів, заснований на використанні інвертора провідності для змішаного зв'язку.

Змішаний коефіцієнт зв'язку K являє собою суму магнітної K_m та електричної K_e компонент

$$K = K_m + K_e = K_m - |K_e|. \quad (6)$$

Змішаний зв'язок може бути представлений LC контуром (рис. 4а). Індуктивність L представляє магнітну компоненту

$$K_m = 1/2 \pi f_0 L \sqrt{b_1 b_2}. \quad (7)$$

Ємність C являє електричну компоненту

$$K_e = -2\pi f_0 C / \sqrt{b_1 b_2}, \quad (8)$$

де b_1 та b_2 крутість провідності резонаторів.

Змішаний зв'язок вносить у передавальну частотну характеристику СПФ другого порядку нуль передачі f_z (поліус згасання), частота якого визначається рівністю

$$f_z = f_0 \sqrt{K_m / |K_e|}, \quad (9)$$

де f_0 — центральна частота смуги пропускання.

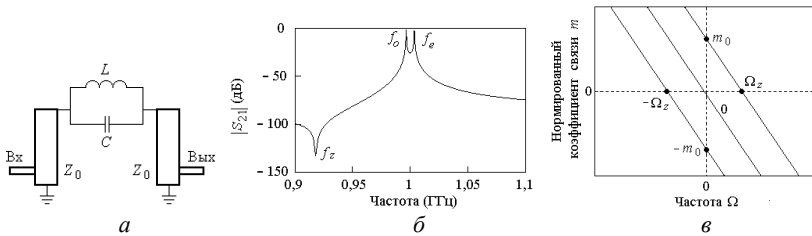


Рис. 4. СПФ другого порядку з чвертьхвильовими резонаторами та змішаним зв'язком. (а) Схема. (б) Промодельована частотна характеристика при слабкому зв'язку із навантаженнями. (в) Лінійне подання коефіцієнта змішаного зв'язку.

На відміну від звичайного зв'язку, змішаний зв'язок характеризується трьома, а не двома, характерними частотами (рис. 5б): парною f_e (even) і непарною f_o (odd) модами пов'язаних коливань, і значенням f_z (9). Їх можна визначити при слабкому зв'язку резонаторів.

Значення f_e та f_o дозволяють визначити коефіцієнт зв'язку

$$K = (f_o^2 - f_e^2) / (f_o^2 + f_e^2). \quad (10)$$

Вирази (6), (9) та (10) відображають основні властивості СПФ другого порядку зі змішаним зв'язком:

- Якщо $K > 0$, то $f_0 > f_c$, $K_m > |K_e|$ і $f_z > f_0$.
- Якщо $K < 0$, то $f_0 < f_c$, $K_m < |K_e|$ і $f_z < f_0$.
- В обох випадках нуль передачі f_z розташований ближче до непарної моди f_0 .

Змішаний коефіцієнт зв'язку у формі (6) не може бути використаний у матриці зв'язків $[m]$ для розрахунку частотних характеристик СПФ. Для цього використовується його лінійна форма подання на нормованій частоті $\Omega = (f/f_0 - f_0/f)/\text{FBW}$:

$$m(\Omega) = m_0 - a\Omega, \quad a > 0. \quad (11)$$

На рис. 4 показані різні варіанти розташування прямої (11), яка завжди має негативний нахил, як для позитивних, так і для негативних значень змішаного коефіцієнта зв'язку K . Перехід від форми подання (6) до лінійної форми (11) здійснюється за формулами

$$m_0 = (K_m + K_e)/\text{FBW}, \quad a = \sqrt{K_m |K_e|}. \quad (12)$$

Для зворотного переходу використовуються вирази

$$K = m_0/\text{FBW}, \quad K_m, K_e = K/2 \pm \sqrt{(K/2)^2 + a^2}. \quad (13)$$

Для обчислення частотних характеристик СПФ із змішаними зв'язками на основі матриці зв'язків $[m]$, розглянутої в розділі 1, необхідно здійснити перехід від звичайної (6) до лінійної (13) форми.

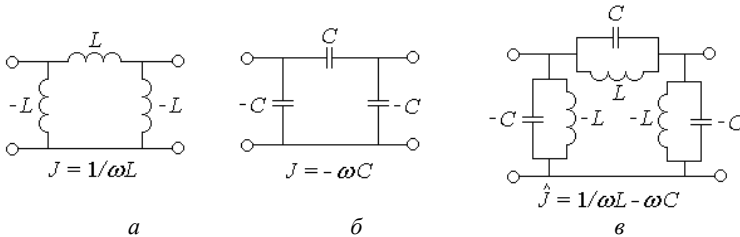


Рис. 5. Інвертори провідності для магнітного зв'язку K_m (а), для електричного зв'язку K_e (б), та змішаного зв'язку $K = K_m + K_e$ (в).

В роботі запропоновано ефективний метод синтезу фільтрів зі змішаними зв'язками між суміжними резонаторами. Метод базується на відомій техніці використання інверторів провідності, схеми яких тепер містять паралельні контури відповідно до змішаних зв'язків резонаторів (рис. 5). Параметр введеного інвертора згідно з рис. 5 дорівнює:

$$\hat{J} = 1/(\omega L) - \omega C. \quad (14)$$

Істотна відмінність між J - і \hat{J} -інверторами полягає в тому, що параметр $J(\omega)$ на рис. 5а,б має один знак, а параметр \hat{J} (рис. 5в) приймає як позитивні, так і негативні значення. Частота f_z , на якій параметр \hat{J} дорівнює $\hat{J}(f_z) = 0$, є нулем передачі.

Запропонований метод синтезу СПФ зі змішаними зв'язками між суміжними резонаторами, заснований на використанні \hat{J} -інвертора провідності, полягає в наступному. Модулі змішаного коефіцієнту зв'язку $|\hat{K}_{i,i+1}|$ та зовнішньої добротності знаходяться по формулам, які застосовуються при синтезі СПФ з використанням J -інверторів:

$$|\hat{K}_{i,i+1}| = \text{FBW} / \sqrt{g_i g_{i+1}}. \quad (15)$$

$$Q_{e1} = \frac{g_0 g_1}{\text{FBW}}, \quad Q_{eN} = \frac{g_n g_{n+1}}{\text{FBW}}, \quad (16)$$

де g_i — параметри низькочастотного прототипу.

Щоб визначити компоненти змішаного зв'язку, треба вирішити систему рівнянь, утворених із (6) та (9):

$$\begin{cases} K = K_m - |K_e|, \\ f_z = f_0 \sqrt{K_m / |K_e|}, \end{cases} \quad (17)$$

Розв'язком системи (17) є

$$K_m = |\hat{K}| / [1 - (f_0/f_z)^2], \quad (18)$$

$$K_e = |\hat{K}| - K_m. \quad (19)$$

Вирази (18), (19) завершують запропоновану методику синтезу.

Результат синтезу СПФ третього порядку на чвертьхвильових резонаторах з центральною частотою $f_0 = 1$ ГГц, відносно смугою пропускання $\text{FBW} = 0,05$, рівнем пульсацій $L_{\Delta\Gamma} = 0,2$ дБ і частотами нулів передачі частотах $f_{z1} = 1,2$ ГГц, $f_{z2} = 0,8$ ГГц наведено на рис. 6. Суцільною лінією позначено розраховану частотну характеристику синтезованого СПФ зі змішаними зв'язками, пунктирною — аналогічного фільтра зі звичайними зв'язками. Синтезований фільтр повністю відповідає вимогам до його характеристики.

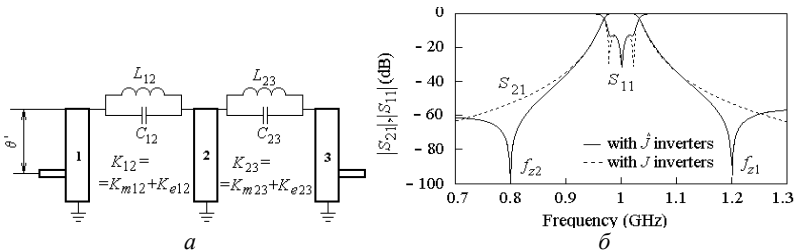


Рис. 6. СПФ третього порядку із змішаними зв'язками між суміжними резонаторами: схема СПФ (а) і частотні характеристики (б) при $L_{12} = 14,74$ нГн, $C_{12} = 1,193$ пФ, $L_{23} = 27,17$ нГн, $C_{23} = 1,458$ пФ.

У **третьому розділі** розглянуто фільтри з зосереджено-розподіленими зв'язками, широкою смугою загородження та підвищеною односторонньою вибірковістю. Запропоновано два методи збільшення смуги загородження в грєбінчастих та решітчастих фільтрах.

Як відомо, основу гребінчастих СПФ складають зв'язані між собою $\lambda/4$ резонатори. Запропонований метод заснований на закономірності зміни антирезонансних частот, пов'язаній зі зміною координати підключення до $\lambda/4$ резонатора (рис. 7).

Точка, в якій контролюється вхідна провідність $B(\omega)$, розташована на відстані l від короткозамкнутого кінця резонатора. Функція $B(\omega)$ визначається виразом

$$B(\omega) = Z_0^{-1} [-\operatorname{ctg}(\xi\theta) + \operatorname{tg}((1-\xi)\theta)] = -Z_0^{-1} \frac{\cos\theta}{\sin(\xi\theta)\cos((1-\xi)\theta)}. \quad (20)$$

де Z_0 — характеристичний опір, $\theta = \omega L/v$ — електрична довжина резонатора, v — швидкість поширення електромагнітної хвилі в лінії передачі, $\xi = l/L$ — нормована координата точки підключення ($0 < \xi \leq 1$). Нулі $B(\omega)$ є резонансними частотами ω_{0n} , вони ставляться один до одного як непарні числа і не залежать від координати підключення ξ . Полюси функції $B(\omega)$ є антирезонансними частотами ω_{pn} , їх положення визначається координатою підключення ξ .

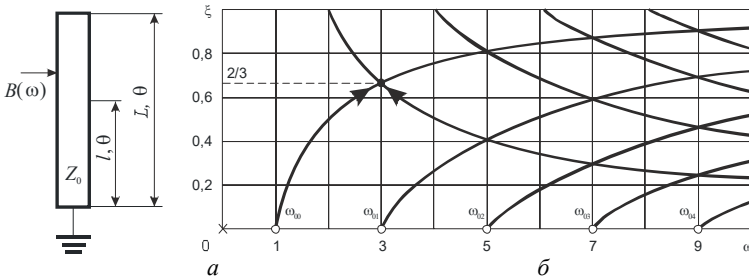


Рис. 7. Чвертьхвильовий резонатор з різною координатою підключення: схематичне зображення (а) і траєкторії зміщення полюсів вхідної провідності $B(\omega)$ (б).

Вирази для антирезонансних електричних довжин знайдемо із (20) при рівності нулю знаменника (20):

$$\theta_{pn} = \frac{n\pi}{\xi}, \quad \theta_{pn} = \frac{(2n+1)(\pi/2)}{1-\xi}. \quad (21)$$

Траєкторії зміщення θ_{pn} (21) залежно від нормованої координати підключення ξ до резонатора показано на рис. 7б. Уздовж довжини резонатора існують особливі точки з певними значеннями ξ , підключення до яких призводить до зникнення деяких резонансних частот. У цих точках дві антирезонансні частоти "зливаються" з резонансною частотою, одна з них компенсує резонансну частоту, а інша стає на її місце. Легко бачити, що резонансна частота, відповідна $(2n+1)f_0$, буде усунена при n різних значеннях координати ξ : $2/(2n+1)$, $4/(2n+1)$, ..., $2n/(2n+1)$.

Використання зазначених значень ξ призводить до придушення паразитних смуг пропускання в гребінчастому СПФ. Розширення смуги

загородження характеризуватимемо відношенням $R = f_n'/f_0$, де f_n' — найближча до f_0 не придушена резонансна частота. Таблиця 1 відображає закономірність між числом k спеціальних точок, що використовуються в гріннчастому СПФ і максимально можливим значенням R .

Таблиця 1. Залежність максимального значення R від k

k	1	2	3	4	5	6	7
R	5	7	11	13	17	19	23

З таблиці 1 видно, що при використанні спеціальних значень ξ здійснюється придушення не однієї, а кількох періодично розташованих резонансних частот $\lambda/4$ резонатора. Так, при значенні $\xi = 2/3$, разом з $3f_0$, також придушуються резонансні частоти $9f_0$, $15f_0$, $21f_0$. Якщо ж $\xi = 2/5$ або $4/5$, то разом з $5f_0$ придушуються резонансні частоти $15f_0$, $25f_0$, $35f_0$. В загальному випадку, якщо при вибраному значенні ξ придушується резонансна частота jf_0 (j — непарне число), то наступні резонансні частоти придушуються з періодичністю

$$f_{\text{пр}}^{\lambda/4} = 3(2n-1)f_0, \quad n \in \mathbb{N}. \quad (22)$$

На прикладі гріннчастого фільтра другого порядку показано, що можна використовувати чотири ($k = 4$) різних координати підключення елементів зв'язку між резонаторами, а також між резонаторами і навантаженнями, що дозволяє забезпечити значення $R = 13$.

Зазначену закономірність підтверджено аналізом СПФ другого порядку (рис. 8а). Фільтр містить два $\lambda/4$ резонатора та три індуктивності, з'єднані з чотирма особливими точками з координатами $\xi = 2/3$, $2/5$, $2/7$, $8/11$.

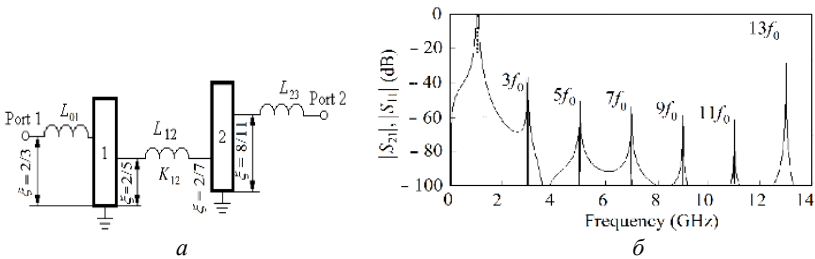


Рис. 8. Гріннчастий СПФ другого порядку з широкою смугою загородження. Схеми СПФ (а) і його частотні характеристики (б).

Індуктивність L_{12} підключена до точок резонаторів з координатами $\xi = 2/5$ та $\xi = 2/7$, і вона забезпечує зв'язок між резонаторами 1 і 2. Індуктивність L_{01} підключена до координати $\xi = 2/5$ першого резонатора і служить для його узгодження з навантаженням. Індуктивність L_{23} підключена до координати $\xi = 8/11$ другого резонатора і служить для його узгодження з навантаженням. На рис. 8б представлено промодельовані

частотні характеристики фільтра, які показують, що значення $R = 13$ співпадає зі значенням у таблиці 1. Аналогічно у дисертації розроблено метод збільшення смуги загородження у решітчастих фільтрах.

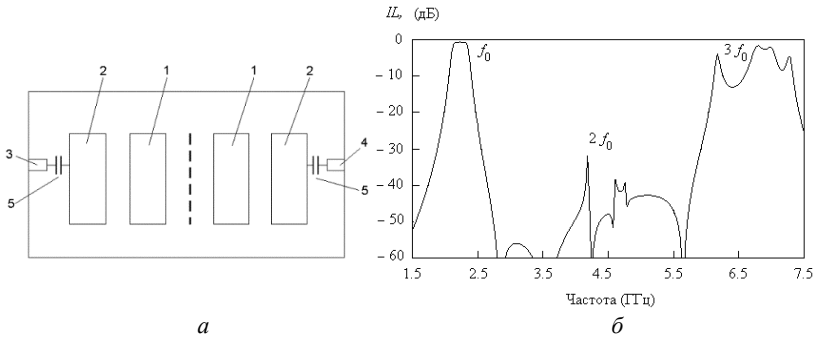


Рис. 9. Решітчастий СПФ, що здійснює придушення паразитної смуги пропускання на частоті $2f_0$. Патент № 146716, 2021.

(а) Схема СПФ. (б) Функція втрат.

Метод розширення смуги загородження, запропонований у роботі, продемонстровано на ряді фільтрів. Так, у решітчастому СПФ (рис. 9а) можна придушити паразитну смугу пропускання на частоті $2f_0$, якщо підключити навантаження через зосереджені ємності до крайніх резонаторів у точках з координатою $\xi = 1/4$. Ємності здійснюють функцію узгодження фільтра з навантаженнями.

Промодельовані частотні характеристики на рис. 9б ілюструють ефект придушення паразитної смуги пропускання на частоті $2f_0$.

У роботі запропоновано наступну методику розрахунку гребінчастих і решітчастих фільтрів зі змішаними зосереджено-розподіленими зв'язками і розширеною смугою загородження:

- Виходячи зі структури резонаторів і необхідної смуги загородження обираються точки включення елементів зв'язку в резонаторах;
- Виходячи із класичних формул, знаходяться модулі змішаних коефіцієнтів зв'язку і зовнішні добротності резонаторів;
- Виходячи з розташування полюса згасання, встановлюється знак зв'язку і визначаються його компоненти;
- Виходячи зі значень коефіцієнтів зв'язку і їх компонентів, за допомогою пакету програм електродинамічного моделювання знаходимо значення і розміри елементів зосередженого і розподіленого зв'язку;
- Виходячи зі значень зовнішніх добротностей, за допомогою пакету програм електродинамічного моделювання знаходимо елементи зовнішнього зв'язку.

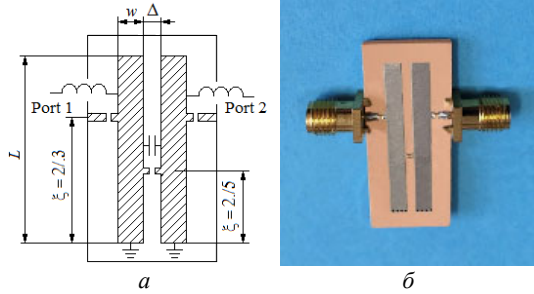


Рис. 10. Мікросмушковий гребінчастий зосереджено-розподілений СПФ другого порядку: топологія: $L = 29,2$ мм, $w = 3$ мм, $\Delta = 1,6$ мм (а), фотографія виготовленого фільтра (б).

На рис. 10 зображена топологія і фотографія розрахованого і виготовленого мікросмушкового гребінчастого СПФ другого порядку із змішаними елементами зв'язку. Магнітна і електрична компоненти зв'язку розподілені вздовж резонаторів. Окрім того, електрична компонента додатково забезпечується зосередженою ємністю. Фільтр реалізований на підкладці товщиною $h = 1,905$ мм, діелектричною сталюю $\epsilon_r = 9,8$, $\text{tg}\delta = 0,002$. Основними вимогами до характеристик ϵ : $f_0 = 1$ ГГц, $\text{FBW} = 0,03$, $L_{\text{Ar}} = 0,2$ дБ, $f_z = 0,85$ ГГц. Розраховані і виміряні параметри характеристик фільтра показано на рис. 11. Наведені результати підтверджують адекватність запропонованої методики.

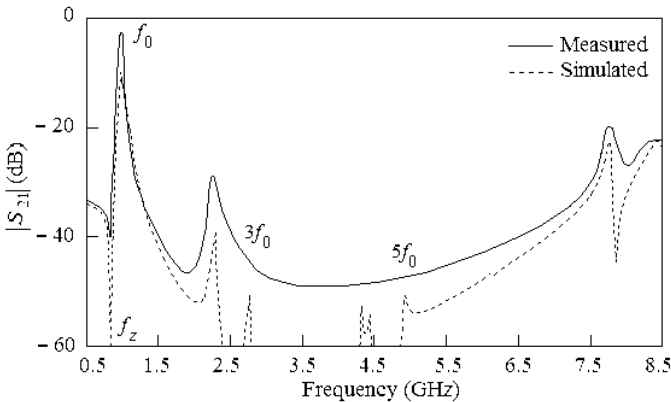


Рис. 11. Частотні характеристики СПФ (рис. 10) у широкій смузі частот.

У **четвертому розділі** розглядається можливість розширення функціональних можливостей багатомодових резонаторів та фільтрів. Проведено аналіз двомодових планарних резонаторів з розімкненими та короткозамкнутими кінцями на основі ступінчастих ліній, експериментально досліджено двомодові СПФ.

Існуючі двомодові резонатори на основі Т-з'єднання обмежені функціонально, оскільки в них використовуються однорідні відрізки ліній.

В роботі запропоновано замінити ці відрізки, відрізками ступінчастих ліній, та визначити потенційні можливості утворених двомодових резонаторів планарної конструкції, у яких конструктивний параметр $m = Z_{0\max}/Z_{0\min}$ обмежений значенням $m \leq 5$.

Двомодовий ступінчастий резонатор із розімкненими кінцями та його резонансні частоти показано на рис. 12. У нього резонансна частота одиночного колювання f_2 значно віддалена від частоти f_1 , що забезпечує ширшу смугу загордження.

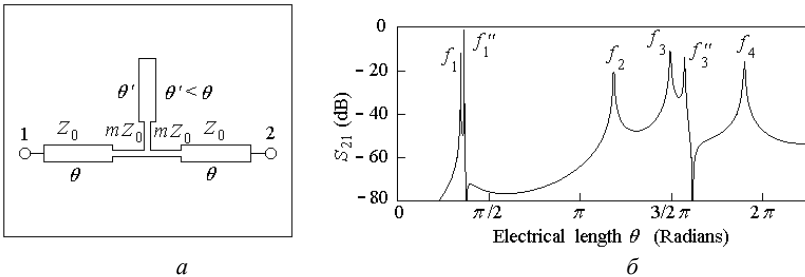


Рис. 12. Двомодовий ступінчастий резонатор із розімкненим шлейфом. Топологія (а) та резонансні частоти (б).

Основу резонатора становить відрізок ступінчастої лінії (рис. 13а), у якого відношення резонансних частот f_2/f_1 визначається формулою:

$$\frac{f_2}{f_1} = \frac{\pi}{\arctg \sqrt{2/m + 1/m^2}} - 1. \quad (23)$$

Залежність f_2/f_1 від параметра m (23) представлена на рис. 13б. З рисунка видно, що при $m = 5$ забезпечується значення $f_2/f_1 = 4,36$, тоді як у вихідного резонатора маємо $f_2/f_1 = 2$.

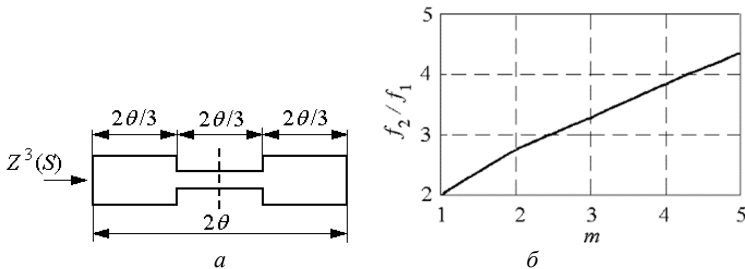


Рис. 13. Відрізок ступінчастої лінії із збільшенням відношенням f_2/f_1 резонансних частот. Топологія (а), залежність $f_2/f_1 = f_2/f_1(m)$ (б).

Експериментальна перевірка запропонованої зміни на ступінчастій лінії в мікросмушковому двомодовому фільтрі підтвердила закономірність (23).

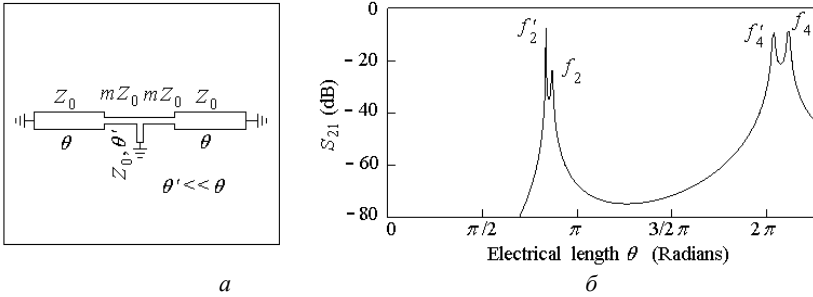


Рис. 14. Двомодовий ступінчастий резонатор з усіма короткозамкненими кінцями та коротким шлейфом. Топологія (а) та резонансні частоти (б).

Ще одна запропонована топологія, це резонатор з коротким закороченим шлейфом, та з закороченими кінцями (рис. 14а). Його резонансні частоти показано на рис. 14б. Відношення його резонансних частот залежить від параметра m як:

$$\frac{f_3}{f_1} = \frac{\pi + \arctg \sqrt{m(m+2)}}{\pi - \arctg \sqrt{m(m+2)}}, \quad (24)$$

З (24) маємо, що при $m = 5$ значення $f_3/f_1 = 2,61$, а при $m = 1/5$ значення $f_3/f_1 = 1,46$. Тобто відношення f_3/f_1 може змінюватися в межах $1,46 \leq f_3/f_1 \leq 2,61$, що важливо у двосмугових фільтрах.

Окрім того, цей резонатор має основну резонансну частоту f_1 , яка розташована вище, ніж у напівхвильового резонатора в η разів:

$$\eta = \frac{3[\pi - \arctg \sqrt{m(m+2)}]}{\pi}, \quad (25)$$

З (25) видно, що при $m = 5$ маємо $\eta = 1,66$, а при $m = 1/5$ маємо $\eta = 2,44$. Тобто область зміни $1,66 \leq \eta \leq 2,44$.

Виконана експериментальна перевірка топології на рис. 14а. На рис. 15 представлено двосмуговий фільтр на основі розглянутого двомодового резонатора, який виконаний на підкладці ТММ-10і ($\epsilon_r = 9,8$, $h = 1,905$ мм, $\text{tg} \delta = 0,002$), і характеризується параметром $m = 1,91$. Частотні характеристики фільтра представлено на рис. 15в.

Цей фільтр можна використовувати як двосмуговий. Результати вимірювань: $f_1 = 3,64$ ГГц, $f_2 = 8,06$ ГГц, $f_2/f_1 = 2/21$, $\eta = 1,83$. Розрахункові значення за формулами (24), (25) при $m = 1,91$: $f_2/f_1 = 2/26$, $\eta = 1,88$. Таким чином, досягнута достатня відповідність між розрахунковими та виміряними значеннями.

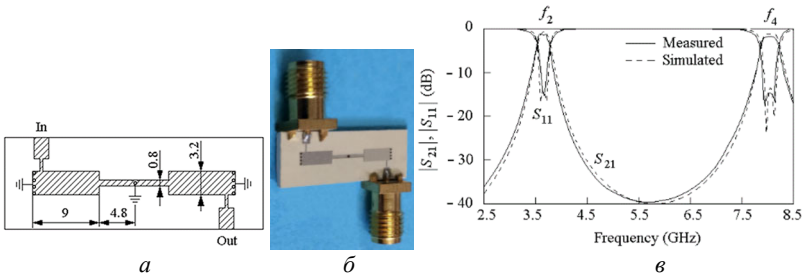


Рис. 15. Мікросмушковий двомодовий фільтр із SILS №4.

Топологія (а), фотографія виготовленого фільтра (б), виміряні та змодельовані частотні характеристики (в).

ОСНОВНІ РЕЗУЛЬТАТИ ТА ВИСНОВКИ

У дисертації вирішено актуальну науково-технічну задачу з спрощення процесу розробки мікросмушкових смуго-пропускних фільтрів, побудованих із відрізків ліній передачі, а також покращення їх селективності і розширення смуги загородження за рахунок вдосконалення існуючих, та розробки нових методів та схемотехнічних рішень. В результаті виконаних досліджень:

1. На основі експериментальних даних доведено, що існуюча матриця зв'язків $[m]$ недостовірно описує СПФ з одним або декількома резонаторами прохідного типу. Доведено, що причина невідповідності укладена у прохідному резонаторі. Розв'язано задачу модифікації матриці $[m]$ для СПФ з одним або декількома резонаторами прохідного типу, яка полягає у певних правилах зміни знаків елементів цієї матриці. В результаті з'явилася можливість використовувати матрицю зв'язку при різних комбінаціях відбивних і прохідних резонаторів в СПФ.

2. Визначено, що змішаний зв'язок між суміжними резонаторами породжують у СПФ без перехресних зв'язків нулі передачі, розташування яких підпорядковується певним закономірностям. Тому, щоб ввести змішаний зв'язок у матрицю зв'язків СПФ, необхідно використовувати її лінійну форму представлення. Встановлено взаємозв'язок між лінійною та звичайною формами представлення змішаного зв'язку. Вперше запропоновано метод аналітичного синтезу СПФ зі змішаними зв'язками між суміжними резонаторами, заснований на використанні інверторів провідностей для змішаного зв'язку. При цьому досягнуто рівень селективності фільтра, що відповідає більш складним структурам без ускладнення конструкції фільтра.

3. Запропоновано методи розширення смуги загородження гребінчастих і решітчастих фільтрів із зосереджено-розподіленими параметрами, які основані на аналізі траєкторій зміщення антирезонансних час-

тот шляхом зміни координат підключення відповідно до чвертьхвильових та півхвильових резонаторів. Розроблено схемотехнічні рішення гребінчастого та решітчастого фільтрів з розширеною смугою загородження. Експериментальна перевірка показала розширення смуги загородження в 7 разів по відношенню до звичайного гребінчастого фільтру.

4. Запропоновано використання відрізків ліній передачі зі ступінчастою зміною імпедансу для створення двомодових резонаторів та фільтрів на їх основі. Визначено основні показники двомодових планарних резонаторів із розімкненими і з усіма короткозамкненими кінцями на основі ступінчастих ліній. Виявлена та експериментально підтверджена нова властивість деяких двомодових резонаторів, яка полягає в одночасному існуванні двомодових та одномодових коливачів, які чергуються між собою. Експеримент підтвердив розширення смуги загородження, яке склало 1,4 рази по відношенню до двомодового фільтру на однорідних лініях.

Результати дослідження нових методів побудови та схемотехнічних рішень СПФ з відрізків ліній передачі можуть знайти широке застосування при розробці нових фільтрів для систем бездротового зв'язку.

ПУБЛІКАЦІ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

Статті в наукових журналах, які включено до науко-метричної бази Scopus:

1. A. I. Rybin, A. D. Melnyk, Y. K. Nizhebetskaya, I. A. Sushko, S. N. Litvintsev, "Pattern recognition of 1D and 2D signals using normalization and normal transformation," *Radioelectron. Commun. Syst.*, vol. 59, no. 1, pp. 28–38, 2016, doi: [10.3103/S0735272716010027](https://doi.org/10.3103/S0735272716010027).

Здобувачем виконана порівняльна характеристика розглянутих способів нормалізації

2. A. V. Zakharov, S. N. Litvintsev, L. S. Pinchuk, "Using coupling matrix in band-pass filters design," *Radioelectron. Commun. Syst.*, vol. 62, no. 4, pp. 161–172, 2019, doi: [10.3103/S0735272719040022](https://doi.org/10.3103/S0735272719040022).

Здобувачем визначено закономірність зміни знаків коефіцієнтів зв'язку СПФ з прохідними резонаторами, і встановлено процедуру їх оптимізації.

3. A. Zakharov, S. Litvintsev, M. Ilchenko, "Trisection bandpass filters with all mixed couplings," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 29, no. 9, pp. 592–594, 2019, doi: [10.1109/LMWC.2019.2929650](https://doi.org/10.1109/LMWC.2019.2929650).

Встановлено емпіричний вираз визначення двох еквідистантно розташованих полюсів згасання.

4. A. Zakharov, S. Rozenko, S. Litvintsev, M. Ilchenko, "Trisection band-pass filter with mixed cross-coupling and different paths for signal propagation," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 30, no. 1, pp. 12–15, 2020, doi: [10.1109/LMWC.2019.2957207](https://doi.org/10.1109/LMWC.2019.2957207).

Розглянуто приклад фільтр третього порядку з напілхвильовими резонаторами, який може бути правильно описаний матрицею зв'язку.

5. A. Zakharov, S. Litvintsev, M. Ilchenko, "Transmission line tunable resonators with intersecting resonance regions," *IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs*, vol. 67, no. 4, pp. 660–664, 2020, doi: [10.1109/TCSII.2019.2922429](https://doi.org/10.1109/TCSII.2019.2922429).

Проведено ЕМ аналіз двомодового резонатора петльового типу із змінною ємністю.

6. A. V. Zakharov, S. A. Rozenko, S. N. Litvintsev, L. S. Pinchuk, "Microstrip BPFs with increased selectivity and asymmetric frequency responses," *Radioelectron. Commun. Syst.*, vol. 63, no. 7, pp. 353–367, 2020, doi: [10.3103/S0735272720070031](https://doi.org/10.3103/S0735272720070031).

Здобувачем розроблена методика дизайну СПФ зі змішаним розподілено-зосередженим зв'язком між резонаторами, які мають широку смугу загородження та підвищену односторонню вибірковість.

7. A. Zakharov, S. Rozenko, S. Litvintsev, M. Ilchenko, "Hairpin resonators in varactor-tuned microstrip bandpass filters," *IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs*, vol. 67, no. 10, pp. 1874–1878, 2020, doi: [10.1109/TCSII.2019.2953247](https://doi.org/10.1109/TCSII.2019.2953247).

Виконано комп'ютерне моделювання та встановлено закономірності різних мікросмушкових П-подібних резонаторів із ємнісною перебудовою.

8. A. V. Zakharov, S. A. Rozenko, S. N. Litvintsev, "Fourth-order microstrip band-pass filter with mixed cross-coupling," *J. Commun. Technol. Electron.*, vol. 66, no. 2, pp. 211–219, 2021, doi: [10.1134/S1064226921020157](https://doi.org/10.1134/S1064226921020157).

Здобувачем комп'ютерним моделюванням підтверджено достовірність основних положень, що використовуються при синтезі СПФ зі змішаними зв'язками.

9. A. V. Zakharov, S. N. Litvintsev, S. A. Rozenko, "Distributed resonators from comparable sections of transmission line," *Radioelectron. Commun. Syst.*, vol. 64, no. 3, pp. 107–124, 2021, doi: [10.3103/S0735272721030018](https://doi.org/10.3103/S0735272721030018).

Визначено форму нерегулярного резонатора з максимальним розрядженням спектра резонансних частот.

10. A. Zakharov, S. Rozenko, L. Pinchuk, S. Litvintsev, "Microstrip quasi-elliptic bandpass filter with two pairs of antiparallel mixed-coupled SIRs," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 31, no. 5, pp. 433–436, 2021, doi: [10.1109/LMWC.2021.3065394](https://doi.org/10.1109/LMWC.2021.3065394).

Здобувачем розв'язана задача побудови СПФ зі змішаними зв'язками між суміжними резонаторами, заснована на використанні інверторів провідностей.

11. A. Zakharov, S. Rozenko, S. Litvintsev, "Transmission Line Loop Resonators Short-Circuited in Middle," *IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs*, vol. 69, no. 4, pp. 2006–2010, 2022, doi: [10.1109/TCSII.2021.3138937](https://doi.org/10.1109/TCSII.2021.3138937).

Виконано комп'ютерне моделювання та встановлені закономірності мікросмушкових петльових резонаторів, короткозамкнених у середній частині.

12. A. Zakharov, S. Litvintsev, "Expanding functionality of dual-mode resonators and filters using nonuniform transmission line structural elements,"

IEEE Trans. Circuits Syst. I Regul. Pap., vol. 69, no. 8, pp. 3124–3135, 2022, doi: [10.1109/TCSI.2022.3169472](https://doi.org/10.1109/TCSI.2022.3169472).

Здобувачем розроблено та експериментально досліджено два мікросмужкових двомодових СПФ, отримано кількісні оцінки покращення показників двомодових резонаторів планарної конструкції.

Статті в наукових журналах, які включено до науко-метричної бази Web of Sciences:

13. О. І. Рибін, С. М. Літвінцев, І. О. Сушко, С. О. Пелевін, “Класифікація двовимірних образів з використанням нормалізації за рівнем,” *Вісник НТУУ “КПІ”. Серія Радіотехніка, Радіоапаратобудування*, № 61, с. 50–59, 2015, doi: [10.20535/RADAP.2015.61.50-59](https://doi.org/10.20535/RADAP.2015.61.50-59).

Здобувачем оброблено спектри Адамара досліджуваних сигналів

14. О. І. Рибін, С. М. Літвінцев, І. О. Сушко, “Алгоритм нормального дискретного ортогонального перетворення двовимірною образу,” *Вісник НТУУ “КПІ”. Серія Радіотехніка, Радіоапаратобудування*, № 63, с. 21–32, 2015, doi: [RADAP.2015.63.21-32](https://doi.org/10.20535/RADAP.2015.63.21-32).

Здобувачем розроблено та перевірено алгоритм формування коефіцієнтів, необхідний для обчислення коефіцієнтів трансформант

15. С. М. Літвінцев, І. О. Сушко, Є. В. Вістизенко, О. І. Рибін, “Класифікація одновимірних та двовимірних образів при довільному масштабі просторових координат,” *Вісник НТУУ “КПІ”. Серія Радіотехніка, Радіоапаратобудування*, № 60, с. 25–33, 2015, doi: [10.20535/RADAP.2015.60.25-33](https://doi.org/10.20535/RADAP.2015.60.25-33).

Здобувачем проведено дослідження можливості використання перетворення Мелліна

16. S. M. Litvintsev, A. V. Zakharov, “Expansion method of bandstop for compline bandpass filters,” *Visnyk NTUU KPI Serii A - Radiotekhnika Radioaparatorobudivannia*, no. 79, pp. 16–23, 2019, doi: [10.20535/RADAP.2019.79.16-23](https://doi.org/10.20535/RADAP.2019.79.16-23).

Здобувачем встановлено залежність між числом використовуваних координат k для забезпечення зв'язків між резонаторами СПФ і максимальним числом паразитних смуг пропускання, що придушуються.

Патенти:

17. О. В. Захаров, М. Ю. Ільченко, С. М. Літвінцев, Л. С. Пінчук, “Мікросмужковий смугопрускаючий фільтр,” Патент № 135153, 2019. *Виконано ЕМ моделювання СПФ третього порядку з напівхвильовими резонаторами, що має два різні частотні відгуки.*

18. О. В. Захаров, С. О. Розенко, С. М. Літвінцев, Л. С. Пінчук, “Смугопрускаючий гребінчастий фільтр,” Патент № 145151, 2020.

Встановлено координату підключення навантажень до гребінчастого фільтра, що забезпечує розширення смуги загородження.

19. О. В. Захаров, С. О. Розенко, С. М. Літвінцев, Л. С. Пінчук, “Смугопрускаючий решітчастий фільтр,” Патент № 146716, 2021.

Встановлено координату підключення навантажень до решітчастого фільтра, що забезпечує розширення смуги загородження.

Матеріали та тези наукових доповідей:

20. A. V. Zakharov, S. A. Rozenko, S. N. Litvintsev, L. S. Pinchuk, “Stripline bandpass filter with high permittivity dielectric,” in *2019 International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo)*, 2019, pp. 1–4, doi: [10.1109/UkrMiCo47782.2019.9165415](https://doi.org/10.1109/UkrMiCo47782.2019.9165415).
21. A. V. Zakharov, S. A. Rozenko, S. N. Litvintsev, L. S. Pinchuk, “Microstrip bandpass filter with mixed couplings and resonators located at different levels,” in *2019 Int. Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo)*, 2019, pp. 1–4, doi: [10.1109/UkrMiCo47782.2019.9165485](https://doi.org/10.1109/UkrMiCo47782.2019.9165485).
22. S. Litvintsev, S. Rozenko, L. Pinchuk, G. Avdeyenko, “Method of stopband expansion for pseudocombine bandpass filters,” in *2020 IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW)*, 2020, pp. 630–634, doi: [10.1109/UkrMW49653.2020.9252658](https://doi.org/10.1109/UkrMW49653.2020.9252658).
23. S. Litvintsev, S. Rozenko, L. Pinchuk, G. Avdeyenko, “Stopband expansion of combline BPF,” in *2020 IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW)*, 2020, pp. 668–671, doi: [10.1109/UkrMW49653.2020.9252757](https://doi.org/10.1109/UkrMW49653.2020.9252757).
24. S. Litvintsev, S. Rozenko, “Synthesis of dual-band filter with improved functionality based on dual-mode resonator,” in *2021 IEEE 26th International Seminar/Workshop on Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory (DIPED)*, 2021, pp. 121–125, doi: [10.1109/DIPED53165.2021.9552281](https://doi.org/10.1109/DIPED53165.2021.9552281).
25. S. Litvintsev, S. Rozenko, “Synthesis of transmission line dual-mode resonator and filter with increased stopband and reduced dimensions,” in *2021 IEEE 26th Int. Seminar/Workshop on Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory (DIPED)*, 2021, pp. 116–120, doi: [10.1109/DIPED53165.2021.9552287](https://doi.org/10.1109/DIPED53165.2021.9552287).
26. S. Litvintsev, S. Rozenko, “Comblines bandpass filter with asymmetric frequency response and extended stopband,” in *2021 IEEE 3rd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, 2021, pp. 105–110, doi: [10.1109/UKRCON53503.2021.9575923](https://doi.org/10.1109/UKRCON53503.2021.9575923).
27. S. Litvintsev, L. Pinchuk, “Transmission line dual-mode T-shaped resonator with all short-circuited ends,” in *2021 IEEE Int. Conf. on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo)*, 2021, pp. 271–274, doi: [10.1109/UkrMiCo52950.2021.9716706](https://doi.org/10.1109/UkrMiCo52950.2021.9716706).
28. S. Litvintsev, S. Rozenko, M. Kozachuk, “Two types of stepped-impedance resonators in stripline bandpass filters,” in *2022 IEEE 16th Interna-*

- tional Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET), 2022, pp. 306–309, doi: [10.1109/TCSET55632.2022.9766914](https://doi.org/10.1109/TCSET55632.2022.9766914).
29. S. Litvintsev, S. Rozenko, M. Kozachuk, “Microstrip second-order band-pass filters with increased selectivity on high dielectric constant substrates,” in *2022 IEEE 16th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET)*, 2022, pp. 310–313, doi: [10.1109/TCSET55632.2022.9767057](https://doi.org/10.1109/TCSET55632.2022.9767057).

АНОТАЦІЯ

Літвінцев С. М. Методи побудови та схемотехнічні рішення мікросмужкових смуго-пропускних фільтрів. — На правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.12.13 — Радіотехнічні пристрої та засоби телекомунікацій. — Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» МОН України, Київ, 2023.

У дисертації вирішено актуальну науково-технічну задачу по спрощенню розробки мікросмужкових смуго-пропускних фільтрів із відрізків ліній передачі, а також покращення їх селективності і розширення смуги загородження за рахунок вдосконалення існуючих, та розробки нових методів та схемотехнічних рішень.

В теоретичній частині покращено відомий інструмент побудови фільтрів — матрицю зв'язків. Запропоновано зміни в матриці, що призвело до можливості використовувати цю матрицю при різних комбінаціях відбивних і прохідних резонаторів. Розроблена математична модель змішаних зв'язків між суміжними резонаторами, що сумісна з матрицею зв'язків.

В другій частині теоретичного доробку до уваги взята інша важлива характеристика СПФ — смуга загородження. Вирішена задача розширення смуги загородження в гребінчастих та решітчастих фільтрах за допомогою використання зосереджено-розподілених змішаних зв'язків між суміжними резонаторами, та методу розрахунку, заснованого на траєкторіях зміщення антирезонансних частот резонаторів.

Ключові слова: смуго-пропускний фільтр, гребінчастий фільтр, решітчастий фільтр, матриця зв'язків, однорідна лінія передачі, ступінчастий резонатор.

ABSTRACT

Litvintsev S. M. Construction methods and circuit design solutions for microstrip bandpass filters. — Qualification manuscript.

The dissertation for the scientific degree of candidate of engineering sciences in the speciality 05.12.13 — Radio engineering and telecommunication equipment. — National Technical University of Ukraine “Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute” Ministry of Education and Science of Ukraine, Kyiv, 2023.

The actual scientific and technical problem of simplifying the development of microstrip bandpass filters on segments of transmission lines, and improving their selectivity and stopband expanding due to the improvement of existing methods and the development of new methods and circuit engineering solutions is solved in this dissertation.

The coupling matrix as the well-known tool for filter designs has been improved. Changes in the matrix are proposed, which led to the possibility of using this matrix with various combinations of reflective and pass-through resonators. The mathematical model of mixed couplings between adjacent resonators, compatible with the coupling matrix, has been developed.

In the second part another important characteristic of the BPF is taken into account—the stopband. The stopband expanding problem in combline and pseudocombine filters by using lumped-distributed mixed couplings between adjacent resonators and a new design method based on the antiresonant frequencies trajectories of the used resonators is solved. The stopband in dual-mode filters is expanded by replacing a uniform transmission line with a stepped one. The case when the resonator has all short-circuited ends is considered. Such combination can be used as a filter.

A detailed examination of the pass-through resonator, included in the two-port network, showed that the configuration of the coupling implemented it depends on its structure. This is used to modify the coupling matrix accordingly so that it accurately reflects the frequency characteristics. The modification consists in changing the signs of some elements of the coupling matrix according to the established rules. The modification rules of the coupling matrix established in the work are presented in numerical examples.

To check the changes in the coupling matrix, the filter prototypes were made. Their measured characteristics confirmed the proposed changes. As a result of checking the mathematical model of mixed coupling between adjacent resonators, a new algorithm for synthesizing filters using mixed coupling has been developed and proposed. The EM simulation results confirmed the efficiency of the filter synthesis procedure.

We proposed an effective method of synthesizing filters with mixed couplings between adjacent resonators. This method is based on the well-known technique of using conductivity inverters, the circuits of which contain

parallel circuits according to the mixed couplings of resonators. The results of EM modeling confirmed the operability of the filter synthesis procedure.

Based on the input conductivity expression of the quarter-wave resonator, the coordinates of the special connection points to this resonator are determined. The use of these points leads to the suppression of parasitic transmission bands in the combline bandpass filter. In addition, it was found that the use of one special connection coordinate leads to the suppression of not one, but several periodically located resonance frequencies of the quarter-wave resonator. Thus, if several special coordinates of the connection points are used in one filter, then in this case it is possible to achieve a significant stopband expansion in a combline BPF.

The verification of the stopband expanding method based on the frequency trajectories was carried out. The measuring results of the filter designed on the proposed method are used. We obtain the stopband expansion by more than seven times. The design process is presented as an algorithm that unifies it for engineer.

The paper considers dual-mode resonators with different ways of their connection. First, the problem of synthesis of structural elements of dual-mode resonators with open ends was solved and their properties were studied. Then, the structural elements of dual-mode resonators with short-circuited ends were synthesized, and their properties were investigated.

The replacement of uniform segments by stepped segments in dual-mode filters has also been verified experimentally. The measured stopband expansion is close to the theoretically calculated one, and is 1.4 times greater than that of a filter based on uniform lines. In this case, the width of this stopband may vary. The prototype filter with short ends worked as a filter with the expected parameters.

Keywords: bandpass filter, combline filter, pseudocombine filter, coupling matrix, uniform transmission line, step-impedance resonator, SIR.

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
Свідоцтво про державну реєстрацію: серія ДК № 5354 від 25.05.2017 р.
просп. Перемоги, 37, м. Київ, 03056

Підп. до друку 05.05.2023. Формат 60×84¹/₁₆. Папір офс. Гарнітура Times.
Спосіб друку – електрографічний. Ум. друк. арк. 0,9. Обл.-вид. арк. 1,98.
Наклад 100 пр. Зам. № 23-031.

Видавництво «Політехніка» КПІ ім. Ігоря Сікорського
вул. Політехнічна, 14, корп. 15
03056, м. Київ
тел. (044) 204-81-78