

**АДАПТИВНИЙ СМУГОВИЙ ФІЛЬТР
МІКРОХВИЛЬОВОГО ДІАПАЗОНУ ЧАСТОТ**¹Чернівецький національний університет імені Юрія Федьковича

Розроблено та досліджено адаптивні фільтри мікрохвильового діапазону частот з можливістю статичного та динамічного контролю смуги робочих частот. Зростаючі вимоги до точності та ефективності роботи систем передачі сигналів вимагають нових підходів до проектування фільтрів, які здатні адаптуватися до змін у зовнішньому середовищі та умовах експлуатації. Для досягнення цієї мети у статті використано кільцеві резонатори, що є планарними структурами на діелектричній підкладці. Ці резонатори є одним із найперспективніших елементів для створення мікрохвильових фільтрів завдяки їхній простій конструкції та можливістю точного їх налаштування. У мікрохвильовому представленні кільцевий резонатор діє як резонансний коливальний LC-контур. Особливістю розглянутих фільтрів є можливість контролю резонансних характеристик контуру двома шляхами: статичним та динамічним. Статичний контроль здійснюється шляхом зміни геометричних параметрів кільцевого резонатора. У ході роботи проведено експерименти, коли змінювалася відстань між кільцевими резонаторами на значення $h = [0,37, 0,51, 0,66, 0,81, 0,96]$ мм. Це дозволило досягти зміни смуги робочих частот з 250 МГц до 60 МГц на рівні 0,707. Такий підхід є ефективним для налаштування фільтра на певний діапазон частот на етапі проектування або виготовлення. Динамічний контроль досягається за рахунок використання варакторного діоду, що вмонтовується в додатковий розріз кільцевого резонатора. Варакторний діод є напівпровідниковим пристроєм, який діє як змінна ємність, керована напругою зміщення. Наявність варакторного діоду в структурі кільцевого резонатора дозволяє змінювати його імпеданс змінною загальною ємністю контуру. Дослідження показало, що варіювання напруги зміщення від 1 до 7 В, прикладеної до варакторного діоду, забезпечує керування смугою робочих частот у діапазоні до 140 МГц. Через це фільтр стає універсальнішим і дозволяє швидко адаптувати його до змінних умов експлуатації без необхідності фізичної перебудови. Додатково у статті розглянуто принцип роботи досліджуваного фільтра з погляду електромагнітних (ЕМ) процесів, що відбуваються в зоні реактивної близькопольової взаємодії. Це дало можливість якісно продемонструвати, як фільтр працює в межах робочого діапазону частот і поза ним. Таке розуміння дозволяє точніше моделювати поведінку фільтра в реальних умовах і забезпечувати оптимальні характеристики під час роботи.

Ключові слова: кільцевий резонатор, смуговий фільтр, адаптивний фільтр, мікрохвильовий діапазон частот.

Вступ

Настання ери новітніх систем бездротового зв'язку від 4 до 5, а в найближчому майбутньому 6 покоління, викликало необхідність збільшення швидкості передачі даних [1]—[2]. Перехід на вищі частоти і швидкісніший зв'язок призводить до збільшення кількості пристроїв фільтрації сигналів [3], а саме смугових фільтрів [4], що забезпечують функціонування засобів зв'язку у строго-визначеному стандартами діапазоні частот. Ще одним важливим аспектом є те, що у радіочастотному приймально-передавальному тракту смуговий фільтр відфільтровує позасмугові завади та шуми, щоб задовольнити вимоги до співвідношення сигнал/шум та уникнути небажаного зворотного зв'язку [5]. Наразі розробка компактних і недорогих смугових фільтрів є актуальною і тісно пов'язана з використанням ресурсів спектра сигналу та складністю протоколів зв'язку [6]. До того ж, оскільки кількість частотних діапазонів, які повинні підтримувати мобільні телефони та інші системи зв'язку, продовжує збільшуватися, а для кожного частотного діапазону повинен бути свій фільтр, зростає і кількість фільтрів, які необхідно використовувати в каскаді приймально-передавального тракту [7].

Сучасні методи проектування смугових фільтрів значно еволюціонували від початкових схем на основі пасивних елементів до сучасних мікросмужкових фільтрів з декількома резонансними елементами у вигляді мікросмужкових елементів (МЕ) [8]—[10], розміщених на друкованій платі [11], [12]. МЕ конструюються у вигляді різних геометричних фігур, які є індуктивними та ємнісними контурами, утворюючи таким чином лінію передачі [13]. Такі схеми забезпечують необхідні характеристики смуги пропускання фільтра. МЕ дозволяє значно зменшити розміри фільтра і спростити його виготовлення, а, отже, знизити його вартість та масо-габаритні розміри [13].

Існує низка різних типів фільтрів, виконаних у вигляді мікросмужкової лінії передачі, які складаються з масиву МЕ [14]. У роботах [16]—[20] представлені МЕ з різними конфігураціями для смугових фільтрів, такі як кінцево-зчеплені, паралельно-зчеплені, гребінчасті, шпилькові та інші. Одним з найчастіше використовуваних методів завдяки своїй простій конструкції і відносно широкій смузі пропускання є паралельно-зчеплені МЕ [21]. В роботах [22], [23] розроблено широко-смугові смугові фільтри з шириною смуги пропускання до 60 %. На основі нових конфігурацій, показаних в [24], фільтри досягають до 80 % смуги пропускання з низьким рівнем позасмугового відхилення. В [25] запропоновано новий метод на основі низькотемпературної кераміки, що дозволяє досягти дуже компактних розмірів. Деякі смугові фільтри вимагають високої селективності на одному з країв смуги пропускання, і для цього в [26] використовуються конструкції з несиметричною амплітудно-частотною характеристикою (АЧХ). Такі конструкції, на відміну від симетричних, дають змогу поліпшити АЧХ і зменшити кількість МЕ.

Проте характеристики розглянутих фільтрів зазвичай визначені заздалегідь, що унеможливило відповідну реакцію та адаптацію своїх вихідних характеристик в реальному часі у відповідь на вхідний сигнал. Тому можливість налаштувати фільтр в залежності від бажаного частотного діапазону є хорошим рішенням. У мікrohвильовому діапазоні частот використання варакторного діода [27]—[29] може забезпечити можливість керування центральною частотою смугового фільтра. Таке підстроювання досягається керуванням імпедансу смугового фільтра зміною ємності варактора, керованого напругою зсуву, а самі фільтри відносяться до класу адаптивних.

Метою роботи є розробка компактного адаптивного смугового фільтра на основі мікросмужкових технологій, що уможливило зміну смуги пропускання у вузькому діапазоні частот.

Результати дослідження

Для дослідження вибрано модель смугового фільтра на основі кільцевих резонаторів [30]. Розроблена модель фільтра, зображена на рис. 1, виконана на діелектричній підкладці FR-4 (відносна діелектрична проникність $\epsilon = 4,3$, тангенс кута втрат $\text{tg}(\delta) = 0,02$) з двостороннім мідним покриттям. Товщина діелектричної підкладки становить 1 мм, а товщина мідного покриття — 35 мкм. Верхній шар (рис. 1а), що отримується шляхом хімічного травлення, складається з трьох кільцевих резонаторів з такими геометричними розмірами: $m = 13,16$ мм, $n = 13,16$ мм, $p_1 = 9,37$ мм, $p_2 = 9,87$ мм, $k = 1$ мм, $h = 0,257$ мм і $e = 0,5$ мм. Резонансна частота і смуга пропускання фільтра залежать від значень зазначених розмірів. Смуга пропускання і нахил переднього і заднього фронту смугового фільтра залежать від відстані h між кільцевими резонаторами та їхньої кількості. Кожне з кілець можна розглядати як еквівалентний LC-контур і тому вони характеризуються певним значенням резонансної частоти. Інша сторона діелектричної підкладки повністю покрита шаром міді (рис. 1б), тому структура в цілому є аналогом лінії передачі.

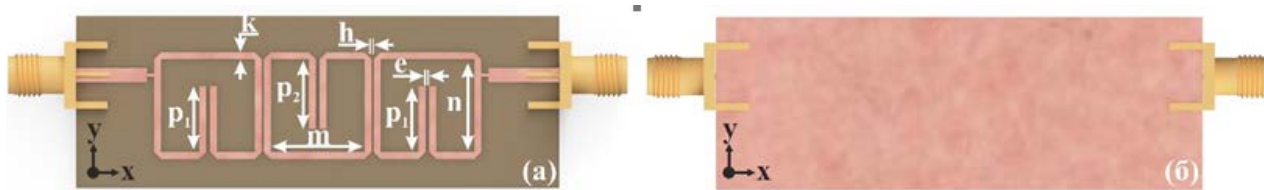


Рис. 1. Модель спроектованого смугового фільтра на основі кільцевих резонаторів: а — передня; б — задня сторони

Для подальшого дослідження АЧХ модель фільтра з вищезгаданими геометричними розмірами проаналізовано в середовищі комп'ютерного моделювання CST Microwave Studio. Фільтр підключали до вхідного та вихідного портів живлення хвильоводу, що є загальноприйнятою моделлю для дослідження ліній передачі в такому середовищі моделювання. Оцінка проводилася на основі аналізу матриці S-параметрів (1) розмірністю 2 на 2 елементи, кожен з яких є функцією частоти

$$S = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix}, \quad (1)$$

де коефіцієнти 1 та 2 відповідають номеру порту, тобто S_{11} відображає частку енергії, прийнятої портом 1, по відношенню до значення енергії, переданої портом 1; S_{12} відображає частку енергії, прийнятої портом 1, по відношенню до значення енергії, переданої портом 2; S_{21} відображає частку енергії, прийнятої портом 2, по відношенню до значення енергії, переданої портом 1; та S_{22} відображає частку енергії, прийнятої портом 2, по відношенню до значення енергії, переданої портом 2.

Комп'ютерним моделюванням за результатами досліджень отримано залежності для спектрів S_{11} та S_{21} -параметрів, показані на рис. 2а та б синім графіком відповідно. Центральна частота фільтра становить 1,1 ГГц, а смуга пропускання — близько 130 МГц з рівнем частоти зрізу 0,707.

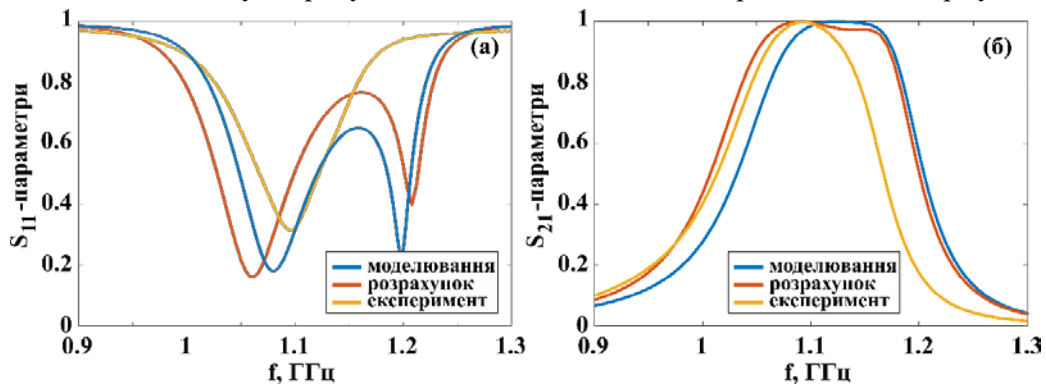


Рис. 2. Отримані спектри параметрів: а — S_{11} ; б — S_{21} ; червоний — теоретичні розрахунки; синій — комп'ютерне моделювання; жовтий — експеримент

Розрахунки проведені з використанням алгоритму, описаного в [31]. Еквівалентна ємність представлена як ємність між двома паралельними мікросмужковими лініями, а індуктивність по всій довжині мікросмужкової лінії слугує еквівалентною індуктивністю. Як згадувалося вище, кільцевий резонатор — це LC -контур. Таким чином значення резонансної частоти може визначатись за формулою Томсона

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \quad (2)$$

де L — це еквівалентна індуктивність та C — еквівалентна ємність трьох кільцевих резонаторів. Варто зазначити, що (2) є спрощеною аналітичною моделлю для визначення резонансної частоти контуру, в той час як значення індуктивності та ємності кожного окремого кільцевого резонатора розраховуються згідно з формулою Роса, поданою в [32].

В той же час, крива, що відповідає спектру S_{21} -параметрів на рис. 2б (червоний графік), розрахована згідно з аналітичною моделлю на основі фільтра Чебишова першого роду третього порядку. Вибір цього фільтра пов'язаний із задачею швидкого падіння амплітуди поза смугою, хоча і характеризується коливаннями АЧХ у смузі пропускання. Вибір саме третього порядку запропонованого фільтра зумовлено тим, що таке коливання становить менше 0,5 дБ у смузі робочих частот (навіть для експериментально отриманих результатів, які розглядатимуться далі). У моделі враховано всі необхідні характеристики, а саме центральна частота 1,1 ГГц та смуга пропускання 160 МГц, а також подальші конструктивні особливості щодо матеріалу діелектричної підкладки. В результаті з аналітичного аналізу видно, що він збігається з результатами моделювання з точки зору центральної частоти та робочої смуги частот. Проте, смуга робочих частот, отриманих шляхом комп'ютерного моделювання, є дещо вузкою (130 МГц проти 160 МГц для розрахунків),



Рис. 3. Експериментальна модель досліджуваного смугового фільтра на основі трьох кільцевих резонаторів, з'єднаних каскадно

оскільки в аналітичній моделі не враховано певні показники, що можуть включати, наприклад, температурні показники тощо. З аналітичних розрахунків та моделювання отримано необхідні параметри та частотні діапазони для виготовлення експериментальної моделі та проведення вимірювань.

На основі дослідженої моделі фільтра та визначених конструктивних параметрів виготовлено експерименталь-

ний смуговий фільтр (рис. 3). Смуговий фільтр виготовлено шляхом нанесення відповідних ліній на шар міді двосторонньої друкованої плати FR-4 ($\epsilon = 4,3$ і $\text{tg}(\delta) = 0,02$) з подальшим хімічним травленням. Зворотний бік не піддавався обробці, тому шар міді залишився неушкодженим. До кожного з кінців фільтра під'єднано SMA-роз'єми з характеристичним опором 50 Ом для підключення до вимірювального приладу. Імпеданс витравлених виходів розраховано для узгодження з SMA-роз'ємами.

Для вимірювання S -параметрів вхід і вихід підключено до двоканального векторного мережевого аналізатора — VNA (Vector Network Analyzer PNA-L N5232B). За результатами вимірювань на графіках, позначених жовтим кольором на рис. 2, видно, що результати експериментальних досліджень майже повністю відтворюють раніше отримані результати теоретичних розрахунків і моделювання. Однак смуга пропускання досягає дещо нижчих значень (80 МГц). Це пов'язано з діелектричними втратами використаної підкладки, оскільки зазвичай значення діелектричної проникності матеріалів підкладки визначається з похибкою $\pm 5 \dots 10$ %. Також, виготовлення експериментальних макетів включає спаювання, що навіть за умови якісного виконання має вплив на узгодження імпедансів портів та лінії передачі, що не враховується ні в процесі моделювання, ні в процесі аналітичного аналізу. Незважаючи на це, можна зробити висновок, що запропонований алгоритм синтезу розглянутого фільтра на основі кільцевих резонаторів є досить ефективним.

Для візуальної оцінки роботи досліджуваного фільтра, орієнтованого на проходження високочастотних сигналів, зображено розподіл ЕМ поля по поверхні конструкції (рис. 4). Оскільки через фільтр протікає високочастотний електричний струм, доцільно розглянути розподіл електричної складової ЕМ поля на одній площині з кільцевими резонаторами — у площині реактивної близькопольової зони [33]. Результати отримані в CST Microwave Studio і показані на рис. 4.

З розподілів електричного поля видно, що на частотах 0,8, 0,9 і 1,3 ГГц передача неможлива (рис. 4а, б, д), оскільки максимум напруженості (червоний колір розподілу) зосереджений навколо двох перших кілець і в результаті не досягає третього кільця і, як результат — вихідного порту. Водночас усі три кільцеві резонатори забарвлені в червоний колір для частот 1, 1,1 і 1,2 ГГц (рис. 4в—г) відповідають максимальному значенню густини напруженості електричного поля, що уможливує проходження сигналу, що передається, до вихідного порту.

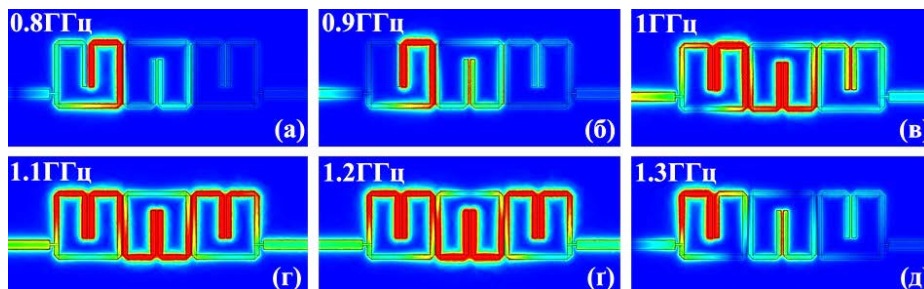


Рис. 4. Розподіл електричної складової електромагнітного поля у площині реактивної близькопольової зони на частотах: а — 0,8; б — 0,9; в — 1; г — 1,1; е — 1,2; д — 1,3 ГГц

Керування частотою або смугою пропускання важливе для багатосмугових і адаптивних систем, щоб покрити необхідні частотні діапазони або адаптувати відповідні частотні характеристики фільтра згідно з вхідним сигналом. Як зазначалося вище, частотна характеристика смугового фільтра залежить від геометричних і конструктивних особливостей кільцевих резонаторів. Для отримання конкретного значення центральної частоти такі параметри, як m , n , p_1 , p_2 і e повинні залишатися незмінними. Натомість параметром h можна керувати робочою смугою частот (рис. 5а). Таким чином, під час дослідження для демонстрації ефекта вибрано $h = [0,37, 0,51, 0,66, 0,81, 0,96]$ мм. В результаті за допомогою CST Microwave Studio отримано спектри S_{21} -параметрів, показані на рис. 5б. З графіків видно, що збільшення значення відстані між кільцевими резонаторами призводить до зменшення робочої смуги частот, тобто до звуження смуги пропускання, з майже 250 МГц до близько 60 МГц на рівні 0,707. Це пов'язано зі зменшенням ємності між сусідніми кільцевими резонаторами, оскільки відстань між сусідніми доріжками збільшується, що веде до поліпшення добротності резонансного контуру (яким є цей каскадний фільтр) за того ж значення коефіцієнта магнітної взаємодії (оскільки кільцеві резонатори все ще залишаються в зоні сильної близькопольової взаємодії — відстань між кільцями залишається набагато меншою довжини хвилі).

Розглянутий вище метод не дозволяє змінювати або контролювати смугу пропускання в реальному часі. Однією з можливостей розв'язання цієї задачі є використання варакторів. Підхід є доб-

ре відомою технікою налаштування резонансної частоти шляхом подачі на варактор напруги зсуву, що дає змогу змінювати в часі імпеданс кільцевого резонатора і як результат його резонансні характеристики.

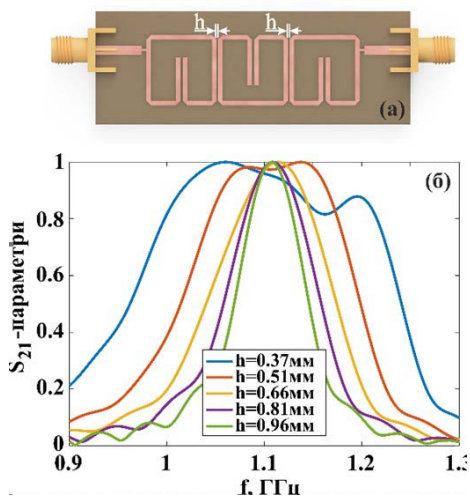


Рис. 5: *a* — модель фільтра, що демонструє принцип керування смугою пропускання; *б* — отримані спектри S_{21} -параметрів, коли $h = [0,37, 0,51, 0,66, 0,81, 0,96]$ мм

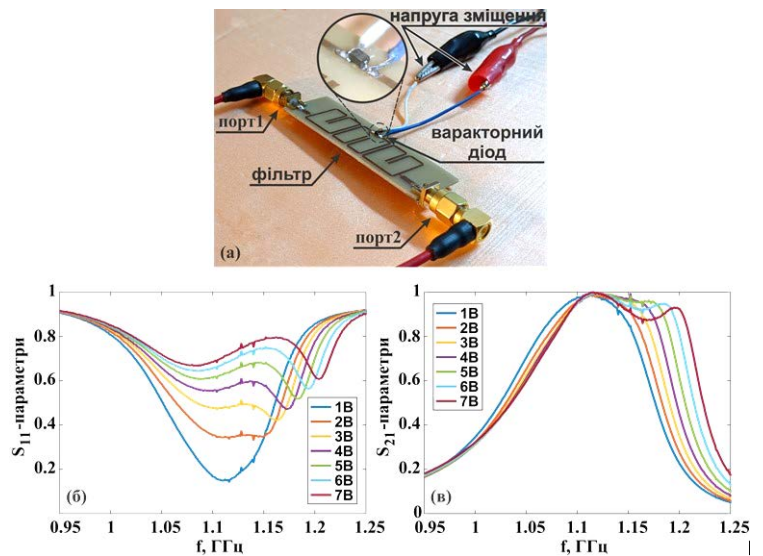


Рис. 6: *a* — експериментальна модель досліджуваного фільтра, модифікованого варакторним діодом; отримані спектри параметрів: *б* — S_{11} -параметрів; *в* — S_{21} -параметрів за зміни напруги зсуву, що прикладається до варакторного діоду

Для перевірки запропонованої ідеї експериментальний макет фільтра модифіковано, вмонтувавши в додатково зроблений розріз центрального кільця варакторного діоду BV135 [32] як показано на рис. 6*a*. Напругу зміщення змінювали від 1 до 7 В з кроком 1 В, що відповідало зміні ємності від 16 до 6 пФ. Це означає, що введення варакторного діоду за малих значень напруги зсуву є причиною зменшення загальної ємності кільцевого резонатора, оскільки варакторний діод підключається послідовно в ланку уже наявного ємнісного елемента кільцевого резонатора — двох паралельних мікросмужок розділених відстанню e . Зменшення загального значення ємності кільцевого резонатора викликає підвищення його добротності, а отже отриманий спектр S_{21} -параметрів на рис. 6*б* (для 1 В) займає смугу частот вужчу ніж для значення прикладеної напруги зсуву для 2 В тощо. Таким чином, з серії графіків видно, що збільшення напруги зсуву приводить до зменшення ємності варакторного діоду, а отже графік пропускну здатності досліджуваного фільтра має тенденцію розширення, що становить 140 МГц зі значенням напруги зсуву 7В.

Висновки

Розглянуто адаптивні фільтри, які належать до сучасного типу фільтрувальних пристроїв. Для керування вихідними характеристиками (смугою пропускання, центральною частотою, нахилом переднього і заднього фронту) запропоновано використання часової дисперсії для керування смугою пропускання за допомогою контролю значення ємності варакторного діода, який встановлюється в розріз кільцевого резонатора. У той час як звичайні інваріантні в часі смугові фільтри підтримують задані параметри для забезпечення необхідних характеристик передачі, запропонований фільтр має можливість регулювання в діапазоні частот від 80 до 140 МГц зміною напруги зміщення від 1 до 7 В (зміною ємності варактора від 16 до 6 пФ). Розглянутий підхід до побудови фільтра дозволяє розширити смугу пропускання до 250 МГц на вимогу замовника за рахунок зміни геометричних параметрів. Досягнута смуга пропускання може покривати досить велику кількість наявних діапазонів технологій зв'язку, таких як системи мобільного зв'язку сучасних поколінь, Bluetooth, Wi-Fi, радарні технології S-діапазону частот тощо.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

- [1] J. Yu, and J. Zhang, "Recent progress on high-speed optical transmission," *Digit. Commun. Netw.*, vol. 2, no. 2, pp. 65-76, 2016.
- [2] N. Hassan, K.-L. A. Yau, and C. Wu, "Edge Computing in 5G: A Review," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 127276-127289, 2019.
- [3] J. Fan, X. Ye, J. Kim, B. Archambeault, and A. Orlandi, "Signal integrity design for high-speed digital circuits: Progress and directions," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 52, no. 2, pp. 392-400, 2010.

- [4] P. Bhartia, and P. Pramanick, *Modern RF and microwave filter design*. Norwood, MA: Artech House, 2016.
- [5] D. Gibson, *Digital Communications: Introduction to Communication Systems*, 1st ed. Cham, Switzerland: Springer International Publishing, 2023.
- [6] J. Hong, Ed., *Advances in Planar Filters Design*. Stevenage, England: Institution of Engineering and Technology, 2019.
- [7] S. Mahon, "The 5G effect on RF filter technologies," *IEEE Trans. Semicond. Manuf.*, vol. 30, no. 4, pp. 494-499, 2017.
- [8] B. A. Belyaev, A. M. Serzhantov, A. A. Leksikov, Y. F. Bal'va, and A. A. Leksikov, "Novel high-quality compact microstrip resonator and its application to bandpass filter," *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 25, no. 9, pp. 579-581, 2015.
- [9] L. Athukorala, and D. Budimir, "Compact dual-mode open loop microstrip resonators and filters," *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 19, no. 11, pp. 698-700, 2009.
- [10] J.-S. Hong, and S. Li, "Theory and experiment of dual-mode microstrip triangular patch resonators and filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, no. 4, pp. 1237-1243, 2004.
- [11] B. Ellis, "The printed circuit board industry: An environmental best practice guide," *Circuit World*, vol. 27, no. 2, pp. 24-24, 2001.
- [12] H. Shamkhalichenar, C. J. Bueche, and J.-W. Choi, "Printed circuit board (PCB) technology for electrochemical sensors and sensing platforms," *Biosensors (Basel)*, vol. 10, no. 11, pp. 159, 2020.
- [13] J. Martel *et al.*, "A new LC series element for compact bandpass filter design," *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 14, no. 5, pp. 210-212, 2004.
- [14] M. Jiang, L.-M. Chang, and A. Chin, "Design of dual-passband microstrip bandpass filters with suppression of higher order spurious response," in *2009 Asia Pacific Microwave Conference*, 2009.
- [15] H. N. Shaman, "New S-band bandpass filter (BPF) with wideband passband for wireless communication systems," *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 22, no. 5, pp. 242-244, 2012.
- [16] Y. I. A. Al-Yasir *et al.*, "Mixed-coupling multi-function quint-wideband asymmetric stepped impedance resonator filter," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 61, no. 5, pp. 1181-1184, 2019.
- [17] R. K. Maharjan and N.-Y. Kim, "Microstrip bandpass filters using window hairpin resonator and T-feeder coupling lines," *Arab. J. Sci. Eng.*, vol. 39, no. 5, pp. 3989-3997, 2014.
- [18] S.-C. Lin, C.-H. Wang, Y.-W. Chen, and C. H. Chen, "Improved Compline Bandpass Filter with Multiple Transmission Zeros," in *2007 Asia-Pacific Microwave Conference*, 2007.
- [19] Y.-M. Chen, S.-F. Chang, C.-C. Chang, and T.-J. Hung, "Design of stepped-impedance compline bandpass filters with symmetric insertion-loss response and wide stopband range," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, no. 10, pp. 2191-2199, 2007.
- [20] Y. Al-Yasir, N. Ojaroudi Parchin, R. Abd-Alhameed, A. Abdulkhaleq, and J. Noras, "Recent progress in the design of 4G/5G reconfigurable filters," *Electronics (Basel)*, vol. 8, no. 1, pp. 114, 2019.
- [21] M. Moradian, and H. Oraizi, "Optimum design of microstrip parallel coupled-line band-pass filters for multi-spurious pass-band suppression," *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 1, no. 2, pp. 488, 2007.
- [22] R. Schwindt, and C. Nguyen, "Spectral domain analysis of three symmetric coupled lines and application to a new bandpass filter," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 42, no. 7, pp. 1183-1189, 1994.
- [23] J.-T. Kuo, E. Shih, and W.-C. Lee, "Design of bandpass filters with parallel three-line coupled microstrips," in *APMC 2001. 2001 Asia-Pacific Microwave Conference (Cat. No.01TH8577)*, 2002.
- [24] H. N. Shaman, and J.-S. Hong, "Wideband bandpass microstrip filters with triple coupled lines and open/short stubs," in *2007 Asia-Pacific Microwave Conference*, 2007.
- [25] C.-F. Chang, and S.-J. Chung, "Bandpass filter of serial configuration with two finite transmission zeros using LTCC technology," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 7, pp. 2383-2388, 2005.
- [26] J.-S. Wong, and M. J. Lancaster, "Microstrip filters for RF/microwave applications [book review]," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 3, no. 3, pp. 62-65, 2002.
- [27] H. Islam, S. Das, T. Bose, and T. Ali, "Diode based reconfigurable microwave filters for cognitive radio applications: A review," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 185429-185444, 2020.
- [28] W. Y. Sam, and Z. Zakaria, "The investigation of the varactor diode as tuning element on reconfigurable antenna," in *2016 IEEE 5th Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP)*, 2016.
- [29] J. A. I. Araujo *et al.*, "Reconfigurable Filtenna using Varactor Diode for Wireless Applications," *J. Microw. Optoelectron. Electromagn. Appl.*, vol. 20, no. 4, pp. 834-854, 2021.
- [30] R. Marques, F. Mesa, J. Martel, and F. Medina, "Comparative analysis of edge- and broadside-coupled split ring resonators for metamaterial design – Theory and experiments," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. 10, pp. 2572-2581, 2003.
- [31] "Mutual inductance and capacitance algorithm," *Studylib.net*, 30-Sep-2016. [Online]. Available: <https://studylib.net/doc/18617476/mutual-inductance-and-capacitance-algorithm>. Accessed: 11-Aug-2024.
- [32] R. Marques, F. Mesa, J. Martel, and F. Medina, "Comparative analysis of edge- and broadside-coupled split ring resonators for metamaterial design – Theory and experiments," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. 10, pp. 2572-2581, 2003.
- [33] C. A. Balanis, *Antenna theory: Analysis and design*, 4th ed. Hoboken, NJ: Wiley-Blackwell, 2016.
- [34] "BB135 datasheet (3/8 pages) PHILIPS," *Alldatasheet.com*. [Online]. Available: <https://html.alldatasheet.com/html-pdf/16045/PHILIPS/BB135/742/3/BB135.html>. Accessed: 11-Aug-2024.

Рекомендована кафедрою інфокомунікаційних систем і технологій ВНТУ

Стаття надійшла до редакції 23.08.2024

Ткач Владислав Олегович — аспірант кафедри радіотехніки та інформаційної безпеки, e-mail: v.tkach@chnu.edu.ua .

Чернівецький національний університет імені Юрія Федьковича, Чернівці

Adaptive Bandpass Filter for Microwave Frequency Range

¹Yuriy Fedkovych Chernivtsi National University

The paper is dedicated to development and investigation of adaptive filters at the microwave frequency range. Two cases are considered that include static and dynamic control of bandwidth. The requirements for accuracy and efficiency of operation of a signal transfer system are growing and require new approaches to filter design which can be adapted to the environment impact and operating conditions. The ring resonators were used in the paper for this aim. The ring resonators are the class of structures that involve a planar design of metallic elements with different shapes over a dielectric substrate. These resonators are one of the most prospective elements for the microwave filters implementation due to their simple design and a possibility for their precise adjustment. The ring resonator operates as an ordinary resonance oscillating LC-circuit in the microwave representation. The considered filters have a unique feature for control the resonance characteristics: static and dynamics. Static control can be implemented with variation of geometrical parameters of the ring resonators. Thus, the appropriate experimental investigations were performed for changing the distance between the filter ring resonators in the range $h = [0.37, 0.51, 0.66, 0.81, 0.96]$ mm. It allowed to achieve the bandwidth variation from 250 to 60 MHz over the threshold of 0.707. This approach is applicable to a filter adjustment for the defined frequency range at the constructive and manufacturing stage. Dynamic control can be achieved by a varactor diode utilizing. It should be inserted into the additional gap of the ring resonator. A varactor diode is a semiconductor, its capacitance can be controlled by bias voltage. Therefore, the presence of the varactor diode in the structure of the ring resonator allows changing the total capacitance of the ring resonator. In the experimental investigation it was shown that, the bandwidth variation up to 140 MHz was achieved with the bias voltage changing from 1 to 7 V. The dynamic control of the filter characteristics makes the device more flexible and allows fast adaptation of its frequency characteristics to the operation conditions without any hardware rebuilding. Additionally, the principle of the suggested filter functionality from the point of view of electromagnetic processes, taking place in the zone of reactive near-field interaction is considered in the paper. The reactive near-field zone was under study that allows clear consideration of surface current distribution. This enables to demonstrate how the filter operates within and beyond the operational frequency range. This knowledge ensures more precise modelling of the filter functionality in the real conditions and provide the optimal characteristics during operation.

Keywords: ring resonator, bandpass filter, adaptive filter, microwave frequency range.

Tkach Vladyslav O. — Post-Graduate Student of the Chair of Radio Engineering and Information Security, e-mail: v.tkach@chnu.edu.ua