

МІШАН Віктор

Хмельницький національний університет

<https://orcid.org/0000-0002-2771-7285>e-mail: [v\\_mishan@ukr.net](mailto:v_mishan@ukr.net)

КАРПОВА Леся

Хмельницький національний університет

<https://orcid.org/0000-0001-5015-2107>e-mail: [rtlesya@gmail.com](mailto:rtlesya@gmail.com)

ЦІМАР Валерій

Хмельницький національний університет

e-mail: [valet2103@gmail.com](mailto:valet2103@gmail.com)

## МЕТОД ПРОЕКТУВАННЯ АНТЕН ШЛЯХОМ СИНТЕЗУ СМУГОВОГО ФІЛЬТРА

В роботі запропоновано новий метод проектування антени, який пропонує розширення смуги пропускання до меж, визначених ефективністю випромінювання елемента. Дана техніка називається підтягуванням частоти, оскільки вона імітує методологію проектування внесених втрат смугових фільтрів. По суті, це підхід до широкопasmового узгодження, що підвищує ефективність антени до меж, встановлених ефективністю випромінювання. Подальше розширення смуги пропускання за допомогою FP для елементів антени з властивими множинними резонансами, як патчі зі слотами або усіченими краями, є нашим наступним завданням. Очікується, що притаманна їм більш широка смуга пропускання забезпечить кілька вищих смуг пропускання при використанні техніки FP.

Ключові слова: антенні решітки, антени, смугові фільтри, широкопasmові антени, узгодження імпедансу.

MISHAN Viktor., KARPOVA Lesia., TSIMAR Valerii  
Khmelnitskyi National University

## METHOD OF DESIGNING ANTENNAS BY SYNTHESIS OF A BAND FILTER

A novel antenna design technique is proposed, which offers bandwidth enhancement up to the limits defined by element radiation efficiency. The employed technique is referred as frequency pulling (FP) as it mimics the insertion loss design methodology of bandpass filters. This is essentially a wideband matching approach pushing the antenna efficiency to the limits set up by radiation efficiency. There are three options towards this trend: (1) first to enhance a single element bandwidth (compact element) exploiting its possibly multiple symmetrical feeding points as distinct resonator ports, (2) frequency pulled array as to design a small antenna array (less than about 10 elements) where each element acts as a resonator and (3) second order frequency-pulled array as to build a small array using compact elements of category (1). Similar to the band-pass filter design, all antennas or distinct-port circuits resonate at the same resonant frequency when isolated, cascading two or more of them; FP yields to multiple-overlapping successive resonances in their overall response. Although the proposed technique is general within this first effort, it is applied to simple patch antenna elements exhibiting multiple symmetrical feeding points, namely two-for rectangular, four-for square and five-for pentagonal. The third option is applied to an array of three compact 4-feeding point square elements offering triple bandwidth with respect to the already wideband single element. However, this is achieved at the expense of a significant beam squint. Thus, in general, these wideband compact elements should be used within a classical array design. Further bandwidth enhancement using FP to antenna elements with inherent multiple resonances as patches with slots or truncated edges constitutes our next task. Their inherent wider bandwidth in radiation efficiency is expected to allow multiply higher bandwidths when exploited with our FP technique.

Keywords: antenna arrays, antenna feeds, band-pass filters, broadband antennas, impedance matching

### Вступ

З адаптацією зв'язку 5G виникла потреба у збільшенні пропускну здатності без значного перепроектування існуючих антен. Кілька методів мініатюризації антен і розширення смуги пропускання класичних антен були представлені в [1, 2]. Зокрема, розширення смуги пропускання в патч-антенах може бути досягнуто шляхом використання різних модифікацій, таких як використання слотів [3], нижчої діелектричної проникності або невеликого збільшення висоти. Ще один спосіб збільшити пропускну здатність – це змінити джерело живлення антени. Наприклад, розміщення  $L$ -подібного живильного зонда, який діє як еквівалентний резонансний контур між патчем і фідером та змінює добротність структури, додатково збільшує смугу пропускання та зменшує розмір антени [4].

Загальна концепція у вищезгаданих методів відноситься до встановлення множинних резонансів у випромінювальній структурі, тобто одночасного збудження двох або трьох резонуючих мод в патч-антені або комбінації резонансного патча та резонансного слота. Ці резонанси розділені, але досить близькі, щоб загальна характеристика була єдиною розширеною смугою частот. Питання полягає в тому, чи можна розширити робочу смугу пропускання кожного з них (що працюють на одному або кількох резонансах) шляхом маніпулювання їх структурою живлення. Загальновідомо, що ефективність випромінювання цих антен має набагато більшу смугу пропускання, ніж ефективність їхніх антен. Рішення в цьому напрямі впливає з синтезу смугового фільтра, де ряд високоякісних (вузькосмугових) каскадів, що резонують на одній центральній частоті, об'єднуються, щоб запропонувати фільтр із широкою смугою пропускання. Концепція, що лежить в основі цього синтезу, полягає в підтягуванні частоти (FP), тобто, коли два з цих резонаторів з'єднані каскадом, схема представляє три резонанси, що накладаються один на одного. А саме їх

загальна резонансна частота тягнеться вниз і вгору, в той час як початковий загальний резонанс зберігається. Що стосується цієї концепції, ми почали модифікувати мережу живлення класичних патч-антен, спостерігаючи суттєве розширення смуги пропускання, як це передбачено FP у синтезі смугового фільтра [4].

Загалом, у статті представлено нову загальну технологію проектування антени, яка систематично використовує принцип FP смугових фільтрів для розширення смуги пропускання, зберігаючи мінімальні розміри. Технологія, наведена в статті, застосована на трьох етапах: 1) окремі звичайні ділянки з декількома симетричними точками живлення для отримання компактних широкосмугових антен; 2) невеликий масив типу біжучої хвилі, призначений для широкосмугової роботи, а не для формування променя; 3) FP другого порядку як малочастотна антена з компактними елементами антени, що підвищує смугу пропускання до верхньої межі, що встановлена ефективністю випромінювання. Однак лінії чверті хвилі, які використовуються як інвертори опору між послідовними елементами для реалізації FP, відповідають зсуву фази на  $-90^\circ(\pi/2)$ , що спричиняє керування променем на  $kd \sin \theta_0 = \pi/2$ , що для інтерелемента відстань  $d = \lambda/2$  дає косий кут променя на  $\theta_0 = 30^\circ$ . Таким чином, такі масиви можуть складатися лише з кількох елементів (наприклад, до 4) і для застосувань, де важлива широкосмугова робота, щоб ширина променя залишалася широкою, а максимальна орієнтація променя не була критичною. Навпаки, отримані широкосмугові компактні елементи можуть бути використані в рамках класичних методологій проектування антенної решітки, що дозволяє формувати звичайний промінь у межах смуги пропускання, яку пропонують ці елементи.

### Виклад основного матеріалу

У конструкції застосовується процес синтезу смугового фільтра. Використовуючи метод внесених втрат і рівні пульсації Чебишева від прототипу низьких частот, побудовано смугові фільтри (рис. 1а,б). Таким чином, створюється структура шунтованих паралельних резонаторів. На наступному етапі замінено шунтові резонатори відповідними заглушками, які ведуть себе так само. Резонансні контури можна еквівалентно замінити короткозамкнутими на чверть довжини хвилі або розімкнутими на половину довжини хвилі, обидва з яких поводяться як паралельні резонансні контури (рис. 1в). Хоча існують альтернативні реалізації, тут було обрано мікросмугову технологію. Таким чином, використано шлейфи з розімкнутим колом на половинній довжині хвилі, які як і резонатори еквівалентні патч-антенам і мають більшу ймовірність випромінювання. Таким чином, побудований смуговий фільтр набуває форми масиву біжучої хвилі (рис. 1з). Важливо зазначити, як пояснювалося вище, що частотна антена націлена лише на більш широку робочу смугу, а не на формування променя, яким у цьому випадку якимось чином нехтують, приймаючи кут променя до  $30^\circ$ . Опір навантаження на клемі замінюється резисторами, що представляють втрати на кожному елементі антени. Отже, шляхом живлення однієї антени в різних симетричних точках живлення, очікується, що створена структура (рис. 1д) матиме таку саму частотну характеристику, як і передбачуваний синтез смугового фільтра.

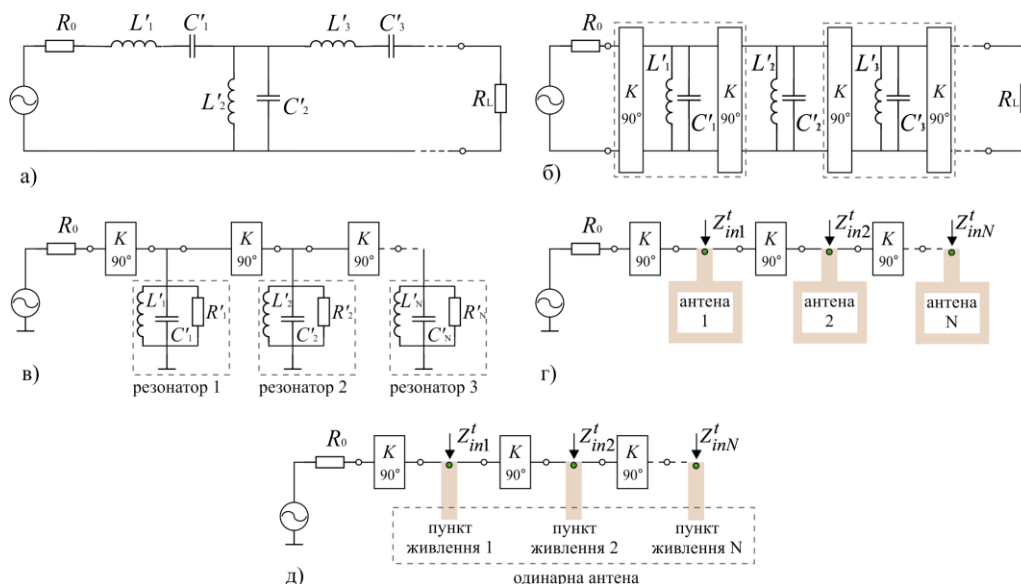


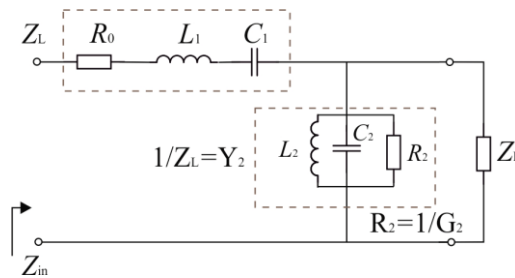
Рис. 1. Основні етапи розробки частотної антени: а) конструкція смугового фільтра; б) перетворення послідовних резонаторів на паралельні; в) заміна резонаторів із дискретними елементами на шлейфи з відкритим контуром; г) заміна шлейфів з патч-антенами; д) заміна антен із симетричними точками живлення однієї антени

Сконструйований смуговий фільтр працює з розширеною смугою пропускання та у формі схеми сходинкового типу з послідовних і паралельних резонансних контурів або на кінцевій стадії решітки біжучої хвилі, що складається з серії патч-антен, які можна використовувати для пояснення FP. Більша смуга пропускання зумовлена кількома послідовними резонансами, створеними FP, що виникають, коли

резонансні контури каскадовані. Фактично FP генерує нові резонансні частоти, які ідентичні власним частотам сполучених резонаторів. Це те саме явище, що й у теорії фільтрів. Каскадні схеми, що утворюють синтез смугового фільтра, зазнають фазового зсуву майже так само, як короткі та відкриті шлейфи, що використовуються для узгодження широкосмугового імпедансу. Слід мати на увазі, що ці резонанси, що перекриваються, виникають у вхідному порту конструкції, тоді як антенний елемент (резонатор) зберігає свої режимні характеристики випромінювання. Таким чином, застосований FP впливає на підсилення вхідного порту, який відповідає лінії живлення, але не порушує радіаційні властивості елемента.

**Аналіз технології проектування**

Щоб продемонструвати, відношення FP до розширення смуги пропускання, ми використовуємо синтез смугового фільтра другого порядку в його початковій формі, як показано на рис. 2. Включення омичних опорів у послідовні та паралельні резонатори забезпечує еквівалентність резонаторів для патч-антен з найменшими втратами випромінювання надаючи значення існуванню їх фактора якості. Встановлено, що всі ізольовані елементи фільтра повинні резонувати на одній частоті, але з різним коефіцієнтом якості, заданим як  $Q_{Si} = \omega_0 L_i / R_i$  та  $Q_{Pi} = \omega_0 R_i C_i$  для послідовного та паралельного резонаторів відповідно, де  $\omega_0$  є резонансною частотою.



**Рис. 2. Еквівалентна схема смугового фільтра другого порядку.  $R_1, R_2$  представляють омичні втрати резонансних контурів**

Підтягування частоти у ряді послідовних і паралельних резонансних контурів, що призводить до додаткових резонансів,  $\omega_{r1}$  і  $\omega_{r2}$ , нижче і вище  $\omega_0$  відповідно. А саме, резонансна частота другого резонатора, як видно на вході смугового фільтра, тягнеться попереднім першим резонатором вниз і вгору на рівну величину  $\Delta\omega$ . Щоб прояснити цей ефект, вхідний опір смугового фільтра другого порядку на рис. 2 досліджується на наявність резонансів. Вхідний опір кола визначається як

$$Z_{in} = \frac{(Z_1 + R_L) + Z_1 R_L Y_2}{1 + R_L Y_2} = \frac{1 + Z_1 Y_2 + Z_1 / R_L}{1 + R_L Y_2} \tag{1}$$

Вивчення резонансів відкритої контуру при  $R_L \rightarrow \infty$ , рівняння (1) зводиться до  $Z_{in}^{oc} = Z_1 + 1/Y_2 = Z_1 + Z_2$ . Очікуючи резонансного зсуву від  $\omega_0$  до  $\omega_r = \omega_0 \pm \Delta\omega_r$  і апроксимуючи  $Z_1$  і  $Y_2$  як  $Z_1 \approx R_1 + j2L_1\Delta\omega_r$ ,  $Y_2 \approx 1/R_2 + j2C_2\Delta\omega_r$ . Нові резонанси при  $\omega_0 \pm \Delta\omega_r$  можна оцінити, прирівнявши фазу  $Z_{in}$  до нуля. Після деяких розрахунків ми знаходимо, що

$$\Delta\omega_{r1,2} = \pm \frac{1}{2R_2C_2} \sqrt{\frac{R_2^2 C_2}{L_1} - 1} \tag{2}$$

За допомогою симулятора схеми FP можна пояснити графічно з результатів, показаних на рис. 3. Амплітуда та фаза  $Z_{in}$  смугового фільтра на рис. 2 зображені для послідовного та паралельного резонансних контурів, кожного окремо та для їх комбінації, тобто послідовного резонансу, каскадованого паралельним резонансом. Резонанс виникає на нульовій фазі:  $\theta^{oc} = 0 \leftrightarrow |Z_1| \sin \theta_1 = |Z_2| \sin \theta_2$ . Це можна зрозуміти з рис. 3б, де на деякій частоті  $\omega_0 \leq \Delta\omega_r$ , вище резонансу  $\omega_0$ , і негативна фаза  $-\Delta\phi$ , введений  $Z_1$ , компенсується позитивним зсувом фази  $+\Delta\phi$ , внесеним  $Z_2$ . Зворотне відбувається при меншій частоті  $\omega_0 - \Delta\omega_r$ . Отже, для каскадного контуру з двох резонаторів на рис. 2 єдиний резонанс спочатку існував при  $\omega_0$ , відбувається одночасно на двох нових частотах  $\omega_0 - \Delta\omega_r$  і  $\omega_0 + \Delta\omega_r$ . Початковий резонанс при  $\omega_0$ , зберігається між новими, але для іншого імпедансу, як показано на рис. 3а. Важливо зауважити, що два нових резонанси при  $\omega_0 \pm \Delta\omega_r$  мають нижчий коефіцієнт якості та еквівалентно ширшу смугу, ніж резонанс при  $\omega_0$ , як показано на рис. 3в.

На рис. 4 показано діаграму Сміта, де геометричне місце імпедансу двох резонаторів та їх каскадну комбінацію смугового фільтра для рис. 2. Видно, що траєкторії послідовного та паралельного резонаторів, коли вони одні, перетинають x вісь при  $\omega_0$  рухається в протилежних напрямках. Їхня каскадна комбінація перетинає вісь x ще двічі, де ці точки відповідають новим резонансам при  $\omega_0 \pm \Delta\omega_r$ . Він також проходить

від  $\omega_0$ , що знаходиться між ними, і відбувається для вищого імпедансу, але все ще може вважатися таким, що сприяє єдиній розширеній смузі пропускання. У всіх трьох випадках смуга пропускання 3 дБ визначається постійними траєкторіями  $Q = X/R = 1$ .

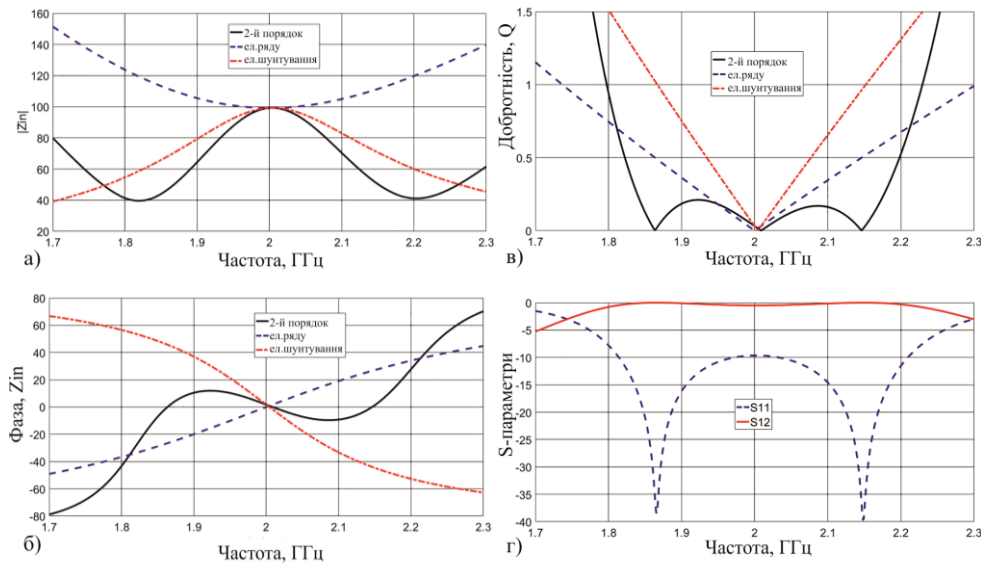


Рис. 3. Графіки залежностей: а) амплітуди; б) фази вхідного імпедансу; в) коефіцієнта якості послідовного та паралельного резонаторів; г) S-параметри смугового фільтра

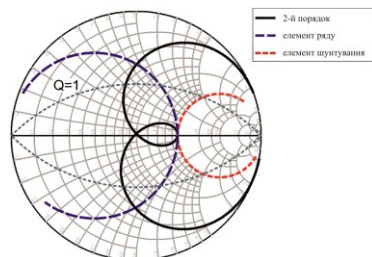


Рис. 4. Географічне місце імпедансу шунтового резонансу, послідовного резонансу та їх каскадного з'єднання на  $f_0 = 2$  ГГц

Як уже було описано, послідовні резонансні контури перетворюються на еквівалентні паралельні за допомогою трансформаторів четвертої довжини хвилі як інверторів опору. Таким чином будується структура тільки шунтових або паралельних резонаторів. Наступним кроком є заміна шунтових резонаторів зосереджених елементів на резонатори розподіленої форми за допомогою відповідних шлейфів. Їх можна еквівалентно замінити короткозамкнутими на чверть хвилі або на половину довжини хвилі з відкритим контуром, які поведуться як паралельні резонансні контури. Класичний підхід синтезу смугового фільтра заснований на використанні шлейфів четвертої довжини хвилі, короткозамкнених на площину заземлення через металізовані переходи. Навпаки, у цьому документі шлейфи половинної довжини хвилі з відкритою схемою використовуються як патч-антени. Для обраної відповіді параметри прототипу  $g_n$  задані стандартними таблицями. У звичайному синтезі смугового фільтра шляхом узгодження вхідних опорів шлейфів і резонатора характерний імпеданс шлейфів розраховується як [5]

$$Z_{0,n} = \pi Z_0 \Delta / (4g_n), \tag{3}$$

де  $\Delta$  – дробова смуга пропускання, а  $Z_0$  – характеристичний опір інвертора адмітансу (рис. 1б). Ці шунтові шлейфи можна легко замінити прямокутними патч-антенами, щоб безпосередньо отримати частотну антену.

Однак дані антени працюють у своєму паралельному резонансі, коли їх довжина дорівнює половині довжини хвилі, а їхні краї розімкнені. Отже, синтез смугового фільтра має бути реалізовано з використанням шунтів із розімкнутим колом на половині довжини хвилі. У цьому випадку елементи паралельної еквівалентної схеми оцінюються шляхом вилучення підходу, подібного до [5],

$$\left. \begin{aligned} L_n &= \frac{\Delta Z_0}{\omega_o g_n} = \frac{2Z_{0,n}}{\pi \omega_o} \\ C_n &= \frac{g_n}{\omega_o \Delta Z_0} = \frac{\pi}{2\omega_o Z_{0,n}} \end{aligned} \right\} \leftrightarrow Z_{0,n} = \frac{\pi \Delta Z_0}{2g_n}. \tag{4}$$

### Висновок

Було представлено техніку FP для проектування компактних патч-антен із розширеною смугою пропускання та показано характерні випадки проектування. Підхід одного патча з кількома каналами дає змогу збільшити пропускну здатність, але з розміром одного патча. Вибір більшої кількості точок живлення з використанням різних форм патчів може додатково збільшити пропускну здатність. Комбінація антени біжучої хвилі з багатоканальними випромінювачами справді дає значне розширення смуги пропускання, але за рахунок косоного променю через різницю фаз у  $-90^\circ$ , спричинену інверторами імпедансу. Важливо, що отримані широкосмугові компактні елементи можна використовувати в стандартній конструкції масиву, але лише з притаманною їм круговою поляризацією. Для лінійної поляризації можна використовувати компактні елементи як прямокутні ділянки з двома симетричними точками живлення, оскільки поляризація зберігається через FP. Детальний аналіз цих обмежень і використання окремих елементів з властивими множинними резонансами буде предметом майбутньої роботи.

### Література

1. Tawk Y., et al. Antenna Design for Cognitive Radio. ArtechHouse, Norwood (2016).
2. Xiao S., et al. Bandwidth enhancing ultralow-profile compact patch antenna. IEEE Trans. Antennas Propag. 53(11), 3443–3447 (2005).
3. Koutinos A., et al. A wideband matching technique for polarization versatile applications. In: Progress in Electromagnetics Research Symposium, Prague, Czech Republic, pp. 2081–2086 (2015).
4. Pozar D. Microwave Engineering, 4th ed., pp. 380–450. Wiley, London (2011).
5. Шкапа В.В. Смуговий фільтр на основі мікросмушкових резонаторів з чвертьхвильовими зв'язками / В. В. Шкапа, Б. А. Коцержинский // Вісник Національного технічного університету України «КПІ». Серія – Радіотехніка. Радіоапаратобудування. – 2011. – № 44. – С. 68–75.

### References

1. Tawk Y., et al. Antenna Design for Cognitive Radio. ArtechHouse, Norwood (2016).
2. Xiao S., et al. Bandwidth enhancing ultralow-profile compact patch antenna. IEEE Trans. Antennas Propag. 53(11), 3443–3447 (2005).
3. Koutinos A., et al. A wideband matching technique for polarization versatile applications. In: Progress in Electromagnetics Research Symposium, Prague, Czech Republic, pp. 2081–2086 (2015).
4. Pozar D. Microwave Engineering, 4th ed., pp. 380–450. Wiley, London (2011).
5. Shkapa V.V. Smuhovyi filtr na osnovi mikrosmuzhkovykh rezonatoriv z chvertkhyvlyovymy zviazkamy / V. V. Shkapa, B. A. Kotserzhynskyi // Visnyk Natsionalnoho tekhnichnoho universytetu Ukrainy «KPI». Seriiia – Radiotekhnika. Radioaparatobuduvannia. – 2011. – № 44. – S. 68–75.