

## ДОСЛІДЖЕННЯ ДВОЧАСТОТНОЇ МІКРОСМУЖКОВОЇ АНТЕНИ

*Видалко О.Є., магістрант; Мартинюк С.Є. к.т.н., доцент  
Національний технічний університет України  
"Київський політехнічний інститут", м. Київ, Україна*

### Вступ.

В сучасних авіаційних та космічних радіотехнічних системах все більшого значення набувають двочастотні планарні антенні решітки (ДПАР). Вони, на відміну від одночастотних антен, здатні ефективно використовувати апертуру для роботи одночасно у двох частотних діапазонах. Завдяки цьому можна суттєво зменшити габарити і вагу випромінюючої системи, а також скористатися позитивними властивостями розповсюдження та розсіювання електромагнітних хвиль різних частотних діапазонів. Останнє дозволяє підвищити точність визначення координат і надійність роботи в умовах активних та пасивних завад у навігаційних та радарних бортових системах. Розробка мікросмужкових ДПАР із рознесенням середніх частот  $L$ - та  $C$ -діапазонів 3:1 для авіаційного радару із синтезованою апертурою представлено в [1,2].

Головною ідеєю створення таких ДПАР є використання перфорованих мікросмужкових резонаторів прямокутної форми для низькочастотного діапазону, всередині перфорації яких розташовуються менші за розмірами високочастотні мікросмужкові випромінювачі. Як правило, при цьому використовується складна багатошарова конфігурація випромінюючого полотна із роздільними системами живлення для обох діапазонів. Складність оптимізації таких антен полягає у виникненні високого рівня електромагнітного зв'язку між випромінювачами та фідерами різних діапазонів, відстань між якими через необхідність інтеграції складає іноді  $\lambda/50$  або менше. До теперішнього часу залишаються нерозкритими питання мінімізації негативного впливу випромінювання двох близько розташованих антен одна на одну.

В даній роботі чисельно досліджено характеристики узгодження і діаграми спрямованості двочастотної мікросмужкової антени, яка може слугувати базовим випромінюючим елементом ДПАР великих розмірів. Вона складається з одного низькочастотного перфорованого випромінювача для частоти 1,028 ГГц ( $L$ -діапазон), інтегрованого разом із  $2 \times 2$ -елементною високочастотною антенною підрешіткою, розрахованої на частотний діапазон 5,4 ГГц ( $C$ -діапазон). Розгляд такого випромінювача, в першу чергу, дає можливість оцінити вплив розмірів перфорованих вікон, зроблених у

низькочастотному резонаторі, на електродинамічні характеристики випромінювачів обох діапазонів.

### Конструкція елемента ДПАР.

Конструкція досліджуваної двочастотної антени показана на Рис. 1. Вона виконана на основі двох діелектричних підкладок, розділених тонким металевим екраном. На верхній підкладці, яка має товщину 3 мм та діелектричну проникність  $\epsilon_1=3,2$ , знаходиться перфорований мікросмужковий випромінюючий резонатор  $L$ -діапазону разом із мікросмужковою лінією живлення із хвильовим опором 70 Ом. Габаритні розміри цього резонатора обрано  $76 \times 76$  мм<sup>2</sup> з метою налаштування його на частоту 1,028 ГГц. Внутрішня перфорація являє собою чотири симетричні квадратні отвори ("вікна"), в кожному з яких розміщено квадратний випромінюючий резонатор  $C$ -діапазону із розмірами  $12 \times 12$  мм<sup>2</sup> із резонансною частотою приблизно рівною 5,4 ГГц.

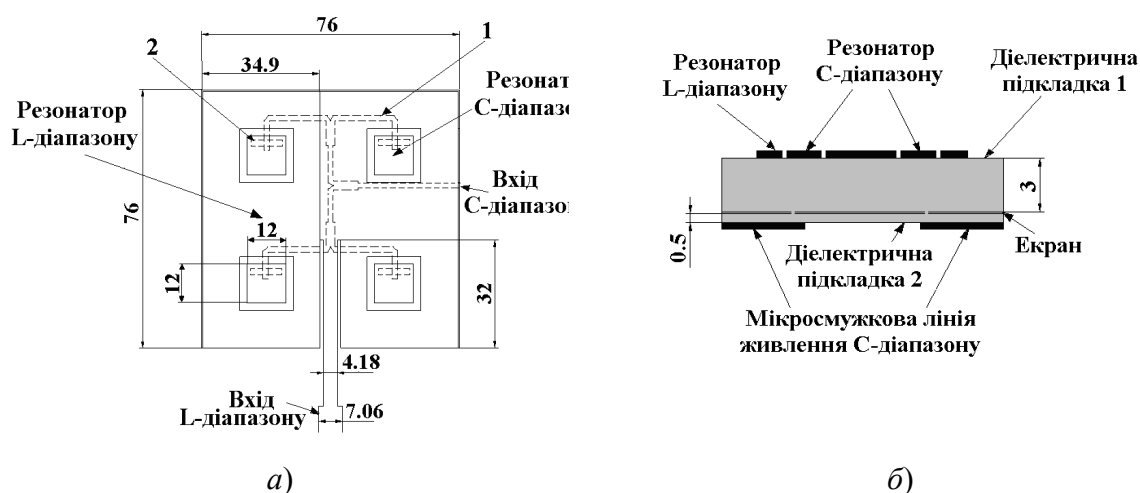


Рис. 1. Конструкція досліджуваної ДПАР схематично : а) вид зверху; б) вид збоку.

З теорії побудови антенних решіток відомо, що відстань між випромінювачами  $d$  в решітці обмежена знизу і зверху відповідно умовами досягнення найбільшого коефіцієнта спрямованої дії та відсутності вторинних максимумів у діаграмі спрямованості  $\lambda/2 < d < \lambda$ . В представленій роботі відстань між центрами квадратних отворів із розмірами  $18 \times 18$  мм<sup>2</sup> дорівнює 38,5 мм ( $0,7\lambda$  для частоти 5,4 ГГц). Резонатори  $C$ -діапазону об'єднано у підрешітку за допомогою паралельної мікросмужкової системи живлення із подільниками потужності реактивного типу, розташованої на нижній стороні нижньої діелектричної підкладки, яка має товщину 0,5 мм та діелектричну проникність  $\epsilon_2=3,2$ . Кожен високочастотний резонатор  $C$ -діапазону збуджено безконтактним способом за рахунок електромагнітного зв'язку із мікросмужковою лінією (поз. 1 на Рис. 1) через щілинну апертуру (поз. 2 на Рис. 1), зроблену у тонкому металевому екрані. Таким чином, представлений випромінювач являє собою двочастотну антену, в якій інтегровано один мікросмужковий випромінювач  $L$ -діапазону та чотирьо-

хелементна підрешітка  $C$ -діапазону. Важливо, що фідерні лінії різних діапазонів розташовані на різних підкладках і екрановані металевим екраном, що мінімізує рівень взаємного електромагнітного зв'язку між ними. Слід відмітити, що суттєвий рівень зв'язку між входами випромінювачів  $C$ - та  $L$ -діапазонів виникає на випромінюючій апертурі внаслідок малої відстані між краями резонаторів  $C$ -діапазону та краями перфорації резонатора  $L$ -діапазону.

#### **Результати чисельних досліджень та висновки.**

В цьому розділі представлено найбільш цікаві результати, отримані в процесі всебічних чисельних досліджень випромінюючої структури, показаної на Рис. 1. З фізичних міркувань ясно, що вона може характеризуватися вузькою смугою частот, не більше декількох процентів, як в  $C$ -, так і в  $L$ -діапазонах, оскільки випромінюючі резонатори розташовані на одношаровій діелектричній підкладці товщиною всього 3 мм, що складає  $0,05\lambda$  на частоті 5,4 ГГц та  $0,01\lambda$  на 1,028 ГГц. На Рис. 2а та 3а наведені розраховані методом скінченних різниць характеристики узгодження перфорованого мікросмужкового випромінювача  $L$ -діапазону та окремо взятого випромінювача  $C$ -діапазону, які мають резонансний вигляд. Слід відмітити, що особливістю перфорованого резонатора  $L$ -діапазону, розташованого на тонкій діелектричній підкладці, принципово є високий вхідний опір, який збільшується при збільшенні розмірів вікон перфорації. Тому з метою його узгодження використано чвертьхвильовий високоомний трансформатор і шлейфне підключення (Рис. 1). Застосування останнього суттєво порушує симетрію, отже є небажаним з точки зору перспектив побудови двополяризаційного перфорованого випромінювача.

Описаний перфорований випромінювач має широку діаграму спрямованості із шириною кута за рівнем  $-3\text{дБ}$  близько  $85^\circ$  в обох площинах і коефіцієнтом підсилення 5,8 дБ, що є типовими значеннями для суцільних (без перфорації) одношарових мікросмужкових антен квадратної форми із тими самими параметрами діелектричної підкладки. В нашому дослідженні встановлено, що збільшення розмірів перфорованих вікон призводить, головним чином, до погіршення узгодження внаслідок подальшого збільшення вхідного опору перфорованого резонатора. Також при цьому можна спостерігати невелику, в межах 1%, зміну резонансної частоти випромінювача в область нижчих частот. Графік, який ілюструє динаміку підвищення коефіцієнту відбиття на частоті 1,028 ГГц при збільшенні розмірів вікон перфорації, представлений на Рис. 2б.

Розміри випромінюючої системи  $C$ -діапазону з метою скорочення необхідних обчислювальних ресурсів доцільно оптимізувати наступним чином. Найпростіше спочатку підібрати розміри окремо розміщеного на діелектричних підкладках, з параметрами  $d_1=3$  мм,  $d_2=0,5$  мм,  $\varepsilon_1=3,2$ ,  $\varepsilon_2=3,2$ , мікросмужкового випромінювача із живленням за допомогою щільного

електромагнітного зв'язку із мікросмужковою лінією. Характеристики узгодження і випромінювання такої антени, розміри якої  $12 \times 12$  мм, на частоті 5,3 ГГц наведені на Рис. 3 суцільною лінією.

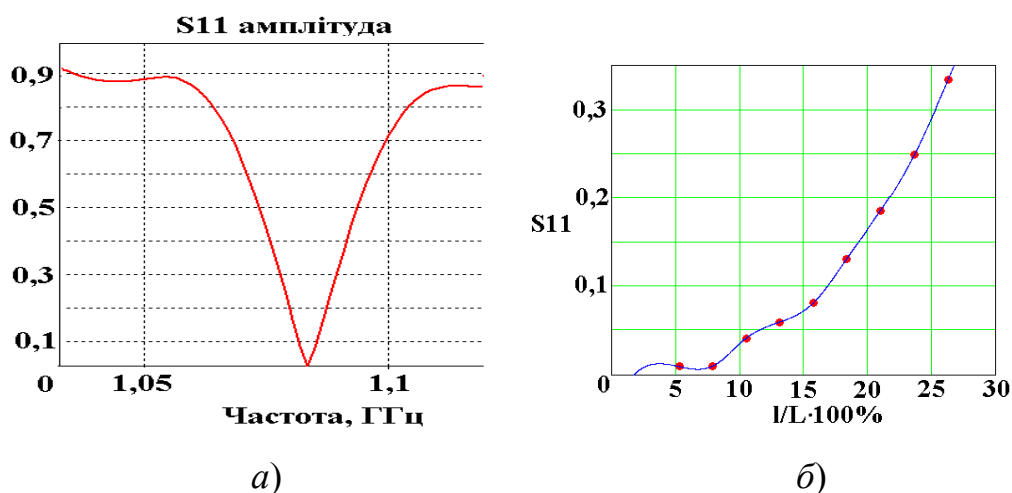


Рис. 2.

Відмітимо наявність заднього випромінювання на рівні  $-4$ дБ, обумовленого наявністю збудженої щілини в металевому екрані. Далі слід інтегрувати чотири таких випромінювача в геометрію перфорованого мікросмужкового резонатора  $L$ -діапазону. Головною проблемою при цьому є поява сильного електромагнітного зв'язку між випромінюючими краями малих мікросмужкових резонаторів  $C$ -діапазону та вікон перфорації великого резонатора  $L$ -діапазону. Встановлено, що цей зв'язок обумовлює зміну значень модуля коефіцієнту відбиття  $S_{11}$  випромінювачів  $C$ -діапазону та їх резонансної частоти, яка зменшується при збільшенні розмірів вікон. Важливо, що зменшення розмірів вікна істотно погіршує розв'язку (модуль  $S_{21}$ ) між входами мікросмужкових живлячих ліній малого і великого резонаторів на частоті 5,4 ГГц максимально до 0,4...0,5.

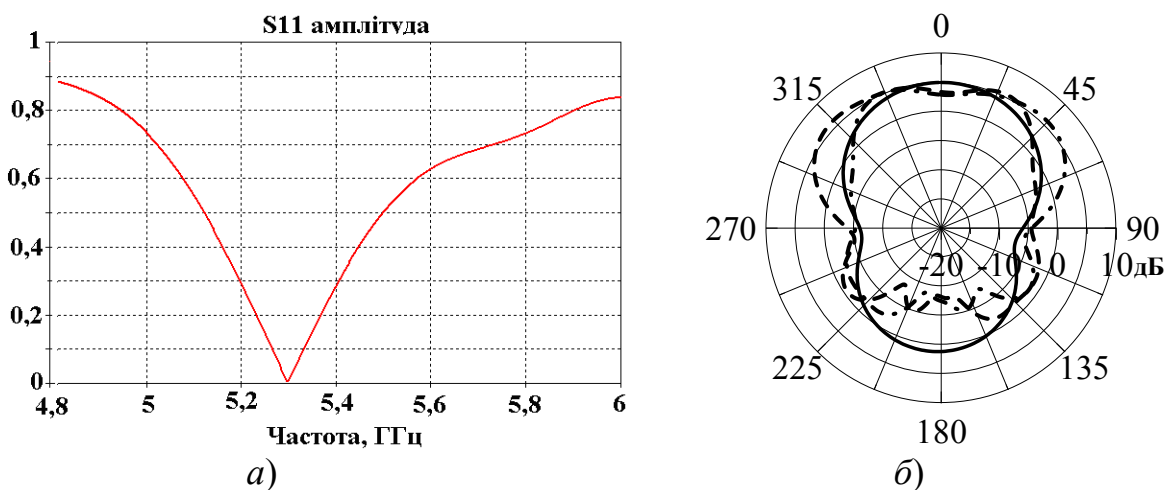


Рис. 3. Розраховані характеристики випромінювачів  $C$ -діапазону: а) частотна залежність коефіцієнту відбиття; б) діаграми спрямованості.

Характеристика узгодження інтегрованого випромінювача  $S$ -діапазону (на відміну від  $L$ -діапазону) покращується із збільшенням розміру вікон, поступово наближаючись до випадку вільного розташування (Рис. 3а). При цьому поліпшується рівень розв'язки між живлячими лініями. З іншого боку, великі розміри вікон перфорації не вигідні для побудови випромінювача низькочастотного діапазону (Рис. 2б). Тобто в ході розробки слід визначитись із компромісним значенням розміру вікон, при якому характеристики узгодження обох антен та зв'язок між входами різних діапазонів будуть знаходитись в допустимих межах. Цікавим є те, що інтеграція вплинула на діаграми спрямованості окремих елементів  $S$ -діапазону, що було досліджено шляхом незалежного їх живлення. У кожного із чотирьох випромінювачів змістився напрямок головного пелюстка по діагоналі вбік від центру підрешітки приблизно на  $45^\circ$  в  $E$ - і на  $28^\circ$  в  $H$ -площині. Для прикладу на Рис. 3б представлені двомірні діаграми спрямованості в  $E$ - площині відповідно для верхнього лівого (штриховою лінією) та правого (штрихпунктирною лінією). Цей ефект для досліджуваного двочастотного модуля не є критичним, оскільки ця асиметрія майже зникає у сумарній діаграмі спрямованості підрешітки.

В представленій конструкції для обраного розміру вікна  $18 \times 18$  мм і подальшій корекції розмірів структури, була досягнута смуга частот, за рівнем  $K_{СХН} < 2$ , в  $S$ -діапазоні 152 МГц (2,8%) і 13,9 МГц в  $L$ -діапазоні (1,3%). Максимальний рівень розв'язки для розглянутої двочастотної структури складає 0,27 на частоті 5,4 ГГц. Коефіцієнти підсилення у робочих смугах частот для перфорованого випромінювача  $L$ -діапазону дорівнює 3 дБ, а для чотирьохелементної підрешітки  $S$ -діапазону – 10,6 дБ. Діаграми спрямованості в головних площинах для двочастотного модуля наведені на рис. 4.

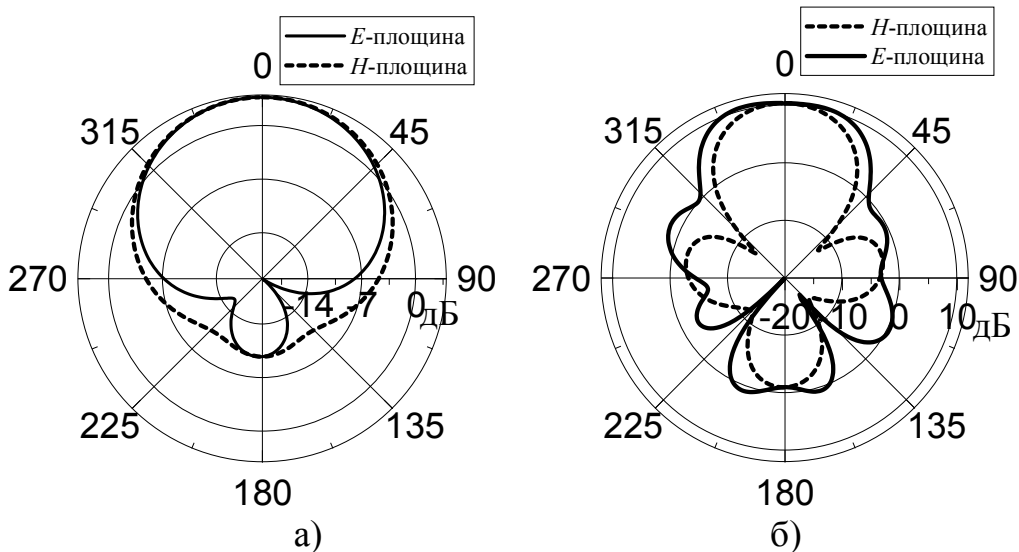


Рис. 4. Діаграми спрямованості досліджуваної двочастотної мікросмужкової антени: а) перфорованого випромінювача  $L$ -діапазону на частоті 1,028 ГГц; б) чотирьохелементної підрешітки  $S$ -діапазону на частоті 5,4 ГГц.

На рис. 5 градаціями сірого кольору проілюстровано амплітуда електричного поля в площині безпосередньо над верхньою діелектричною підкладкою за умови збудження підрешітки С-діапазону на частоті 5,4 ГГц. На Рис. 5 помітно присутність та зрозуміло механізм взаємного зв'язку між резонаторами двох частотних діапазонів. Також спостерігаємо збудження низькочастотного резонатора на верхній гармоніці разом із перетіканням НВЧ енергії в лінію живлення *L*-діапазону. Можна очікувати, що збудження низькочастотного резонатора на верхній гармоніці може суттєво спотворити форму діаграми спрямованості та підвищити рівень бічного випромінювання на верхніх частотах при побудові ДПАР великих розмірів. В свою чергу, перетікання НВЧ енергії в тракт іншого діапазону у великих ДПАР призведе до зменшення коефіцієнту підсилення внаслідок випромінювання відповідних фідерних трактів.

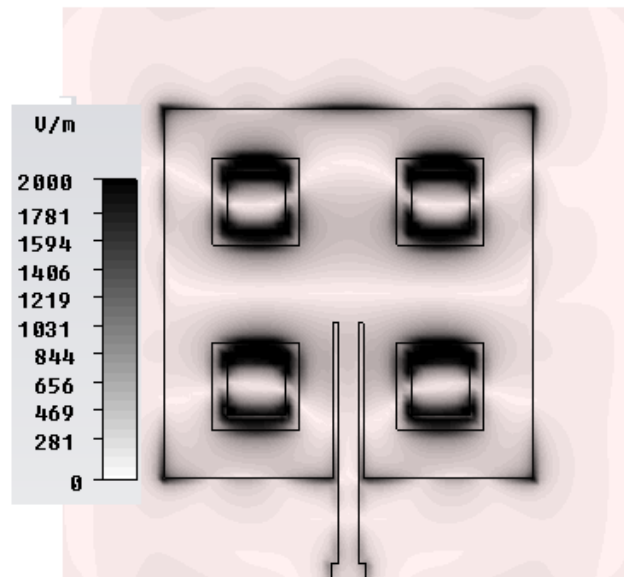


Рис. 5.

Таким чином, в роботі розглянута конструкція та досліджені характеристики вузько-смужкової двочастотної мікросмужкової антени із рознесенням частот робочих діапазонів приблизно 5:1 та виявлено основні проблеми на шляху практичної реалізації ДПАР. Проведене дослідження є корисним для синтезу та оптимізації геометрії більш складних двополяризаційних багат шарових ДПАР із великою розмірністю, які є предметом майбутніх досліджень авторів представленої роботи.

#### **Література**

1. T.H. Chio, D.H. Schaubert, Parameter study and design of wide-band widescan dual-polarized tapered slot antenna arrays IEEE Trans. on AP, V. 48, No 6, 2000, pp.879–886.
2. Lotfollah L. Shafai, Walid A. Chamma, Mohamed Barakat, Peter C. Strickland, Guy Séguin, Dual-band dual-polarized perforated microstrip antennas for SAR applications IEEE Trans. on AP, Vol. 48, No. 1, January 2000.

Видалко О.Є., Мартинюк С.Є. *Дослідження двочастотної мікросмушкової антени. Представлені результати чисельного моделювання методом скінченних різниць у часовій області двочастотної мікросмушкової антени, яка складена із одношарового перфорованого мікросмушкового випромінювача L-діапазону та 2×2 елементної під-решітки C-діапазону. Досліджено характеристики випромінювання, узгодження інтегрованої антени в обох діапазонах, а також ефекти взаємного впливу для різних розмірів перфорації низькочастотного випромінюючого резонатора. Показано, що взаємний вплив між елементами різних діапазонів може в значній мірі погіршувати характеристики узгодження та спотворювати діаграму спрямованості у верхньому частотному діапазоні. Розроблена двочастотна антена може стати базовим елементом двочастотних планарних антенних решіток великих розмірів.*

**Ключові слова:** мікросмушкова антена решітка, двочастотна антена.

Видалко О.Е., Мартынюк С.Е. *Исследование двухчастотной микрополосковой антенны. Представлены результаты численных исследований методом конечных разностей во временной области двухчастотной микрополосковой антенны, которая состоит из однослойного перфорированного излучателя L-диапазона и 2×2-элементной подрешетки C-диапазона. Исследованы характеристики излучения, согласования интегрированной антенны в обоих диапазонах, а также эффекты взаимного влияния для различных размеров перфорации низкочастотного излучающего резонатора. Показано, что взаимное влияние может в значительной степени ухудшать характеристики согласования и искажать диаграмму направленности в верхнем частотном диапазоне. Разработанная антенна может стать базовым элементом больших двухчастотных антенных решеток.*

**Ключевые слова:** микрополосковая антенная решетка, двухчастотная антенна

Vydalko O.E., Martynjuk S.E. *The investigation of dual frequency microstrip antenna. Paper presents the calculated characteristics of the dual frequency microstrip antenna working in C- and L-bands. Results were obtained by finite-difference time domain method. Dual frequency antenna consists of perforated patch for the L-band and 2×2 patch elements subarray for C-band. Paper focus on radiation and matching characteristics and also investigates mutual coupling effects of integrated antenna in both frequency bands for different sizes of perforated low frequency radiating patch. It was shown that mutual coupling effects can considerably deteriorate input impedance matching characteristics and moreover leads to the radiation pattern distortion and side lobe level increasing for higher frequency band. Developed dual frequency antenna can be the key element for the large dual frequency planar antenna array.*

**Keywords:** microstrip antenna array, dual frequency antenna.