

DOI 10.18372/2310-5461.58.17656

УДК 621.396.67(045)

**О. А. Щербина**, д-р техн. наук, доц.  
Національний авіаційний університет  
orcid.org/0000-0002-6058-2749  
e-mail: olchik\_sunday@ukr.net;

**О. С. Задорожний**, канд. техн. наук  
Національний авіаційний університет  
orcid.org/0000-0002-2660-8829  
e-mail: olserza@gmail.com;

**Р. Р. Торубара**,  
Національний авіаційний університет  
orcid.org/0000-0002-3594-2537  
e-mail: yodajkhan@gmail.com

## МІКРОСМУЖКОВА АНТЕННА РЕШІТКА ДЛЯ НАЗЕМНОГО СЕГМЕНТУ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ БПЛА

### Вступ

Безпілотний літальний апарат (БПЛА) набув величезної популярності завдяки можливості застосування у різноманітних сферах життя, наприклад, для спостереження, розвідки та зондування. Найперший БПЛА було використано ще у 1916 році під час Першої світової війни для військових цілей.

БПЛА це транспортний засіб, який здатний літати віддалено при наявності контролю або автономно. Система безпілотного літального апарату включає в себе не тільки БПЛА, але і систему, яка здійснює зв'язок з наземною станцією керування.

БПЛА різняться за вагою і розміром, починаючи від транспортних засобів в кілька сантиметрів, до літальних апаратів з розмахом крил до десятків метрів. Серед численних інших факторів БПЛА також відрізняються висотою та загальними експлуатаційними характеристиками. Не існує узагальненої системи класифікації БПЛА. Існує декілька основних класифікацій за їх функціональністю: розвідувальна, бойова, логістична, науково-дослідна, цивільна та комерційна. Розвідувально-бойові БПЛА використовуються на полі бою для розвідки в місіях високого ризику. Логістичні БПЛА використовуються для вантажно-логістичних операцій. Науково-дослідні безпілотники використовуються для подальшого розвитку технологій БПЛА.

Виробництво БПЛА перебуває у постійному розвитку. На сьогодні оборонний сектор є і, ймовірно, буде основним ринком БПЛА. Але відбувається і постійне розширення цивільного, а також комерційного використання БПЛА. Виробники стають все більш орієнтованими на розроб-

ку літальних апаратів для використання у прикордонних місіях, для гуманітарної допомоги, пошуку та порятунку, наукових досліджень, метеорології, моніторингу пожеж, сільського господарства, обстеження інфраструктури, поліцейського спостереження, доставки вантажу та передачі сигналів зв'язку.

Для виготовлення БПЛА потрібна велика кількість електронних компонентів для запису та передачі даних, а також для функцій авіоніки. Антени є одними з найважливіших електронних компонентів будь-якої системи БПЛА, оскільки вони дозволяють транспортному засобу передавати та отримувати інформацію від інших систем, у тому числі від наземного сегменту керування.

Антени, що використовуються як на БПЛА, так і в системах їх керування повинні бути низькопрофільними і компактними. У даній роботі було досліджено мікросмушкову антенну решітку (АР) 4×2 для наземного сегменту керування БПЛА.

### Аналіз останніх досліджень та публікацій

Зазвичай пульти дистанційного керування БПЛА оснащені всепрямованими антенами. Перевагами такого підходу є широке кутове покриття та низька вартість антени. Але такі антени мають досить низький коефіцієнт підсилення, що може обмежити зв'язок на великих відстанях. Також всепрямовані антени є більш схильними до впливу засобів радіоелектронної боротьби (РЕБ). Для вирішення цієї проблеми доцільно використовувати спрямовані антени. Наприклад, можна використовувати антену Уда-Ягі [1], спіральну [2], рупорну [3], параболічну [4] або логоперіодичну [5] антени.

Зі збільшенням швидкості передачі даних і тенденцією до мініатюрних електронних схем для бездротових цифрових додатків, антени, які необхідні для цих додатків, повинні мати невелику вагу та габарити, легко монтуватися і мати достатньо широку смугу пропускання. Ці вимоги можна задовольнити за допомогою мікросмужкових антен і АР. Антена має бути низькопрофільною, простою та недорогою у виготовленні, а також вона повинна легко монтуватися на поверхні різних форм.

Існує багато наукових робіт, які присвячено конструюванню мікросмужкових АР для наземного сегменту керування БПЛА. У статті [6] представлено дизайн прямокутної мікросмужкової лінійної АР 4 x 4 з центральною частотою 3,8 ГГц для WiMAX і БПЛА.

В роботі [7] пропонується компактна двоелементна конструкція АР для портативного пульта дистанційного керування БПЛА. АР працює в діапазоні частот 2,4 ГГц. Для підвищення ефективності випромінювання використовуються патч-елементи з повітряними порожнинами.

Дослідження [8] представляє проектування та реалізацію чотирьох лінійних АР, які складаються з мікросмужкових прямокутних антен. Ця лінійна АР є одним з елементів пасивного радара, який використовує сигнали базових станцій 4G для виявлення БПЛА. Масиви працюють у діапазоні від 2,62 ГГц до 2,69 ГГц з шириною діаграми спрямованості (ДС) 82° у *H*-площині та максимальним коефіцієнтом підсилення (КП) від 11,1 дБ до 12,2 дБ у робочій смузі пропускання.

**Постановка завдання**

З огляду на те, що орієнтація БПЛА може часто змінюватися, практичніше замінити дипольну антену на пульті дистанційного керування на спрямовану. З огляду на вибраний частотний діапазон (5,8 ГГц) і спираючись на переваги виготовлення антен за друкованою технологією, доцільно вибрати як елемент АР патч-антену, яка має низький профіль.

**Мета статті**

Метою статті є вибір випромінюючих елементів і побудова мікросмужкової плоскої АР для наземного сегменту керування БПЛА.

**Принципи побудови антенних решіток з мікросмужковими елементами**

Досліджувана мікросмужкова АР відноситься до класу плоских лінійних еквідистантних синфазних АР із статичним амплітудно-фазовим розподілом (рис. 1). Напруженість поля в точці спостереження від такої АР, яка складається із сукупності *n* випромінювачів, буде дорівнювати [3]:

$$\dot{E} = E_{\max} F(\theta, \varphi) \frac{\sin\left[\frac{nk d \cos\theta}{2}\right]}{\sin\left[\frac{k d \cos\theta}{2}\right]} e^{i k r},$$

де  $E_{\max}$  – амплітудний множник, значення якого залежить від інтенсивності живлення випромінювачів, їх конструкції та відстані до точки спостереження;  $F(\theta, \varphi)$  – нормована характеристика спрямованості (ХС) ідентичних випроміню-

вачів;  $F_c(\theta) = \frac{\sin\left[\frac{nk d \cos\theta}{2}\right]}{\sin\left[\frac{k d \cos\theta}{2}\right]}$  – множник системи;

*r* – відстань від центру АР до точки спостереження; *d* – відстані між двома суміжними випромінювачами АР;  $\theta$  – меридіональний кут;  $\varphi$  – азимутальний кут;  $k = 2\pi/\lambda$  – хвильове число.

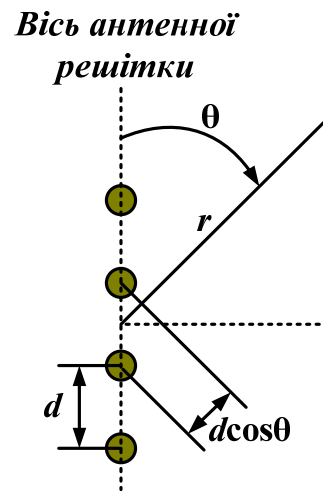


Рис. 1. Система випромінювачів, дискретно розташованих вздовж вісі системи

Тобто ХС АР є добутком двох множників:

$$f(\theta, \varphi) = F(\theta, \varphi) F_c(\theta),$$

перший з яких описує спрямовуючі властивості поодиноких випромінювачів, а другий (множник системи) враховує результат підсумування напруженості полів всіх випромінювачів системи.

При  $k d < 2\pi$  ДС АР буде мати одну головну пелюстку. Напрямок головного максимуму можна визначити як  $\cos\theta_{\max} = 0$ . Отже, напрям максимального випромінювання синфазної лінійної системи збігається з перпендикуляром до лінії розташування випромінювачів.

Напрями нулів та бічних пелюсток ДС лінійної еквідистантної синфазної АР:

$$\cos\theta_{0p} = \frac{2p\pi}{nk d}, \quad p = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots;$$

$$\cos \theta_{mp} = \frac{(2p+1)\pi}{nkd}, \quad p = +1, \pm 2, \pm 3, \dots,$$

де  $\theta_{0p}$  – напрям нульового випромінювання  $p$ -го порядку;  $\theta_{mp}$  – напрям, максимуму бічної пелюстки  $p$ -го порядку.

Однонаправлене випромінювання можна отримати, використовуючи рефлектор (екран). Рефлектор розміщується на відстані  $(0,2-0,25)\lambda$  від АР.

Наприклад, ХС антени в горизонтальній (азимутальній) площині, як впливає з рис. 2, визначається напрямленими властивостями окремих вібраторних елементів АР, множителем АР, яка складається з  $m$  елементів і дією рефлектора. Згідно з теоремою перемноження ХС записуємо

$$f(\varphi) = F(\varphi)F_c(\varphi)f_p(\varphi),$$

де  $F(\varphi)$  - ХС окремого елемента в азимутальній

площині;  $F_c(\varphi) = \frac{\sin\left(\frac{1}{2}m\pi \sin \varphi\right)}{m \sin\left(\frac{1}{2}\pi \sin \varphi\right)}$  – множник си-

стеми при відстані між вібраторами в ряду  $d = 0,5\lambda$  і кількості вібраторів  $m$ ;

$F_p(\varphi) = \cos\left(\frac{\pi}{4}(1 - \cos \varphi)\right)$  – що враховує наявність

рефлектора, який живиться струмом зсунутим по фазі на  $90^\circ$  відносно струму антени і який розташований на відстані  $d = 0,25\lambda$ .

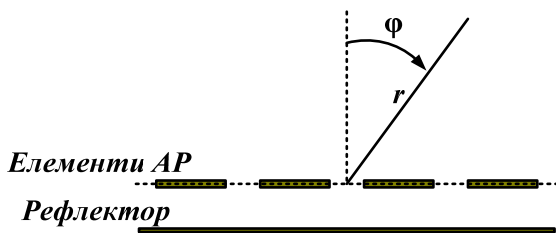


Рис. 2. АР з рефлектором в азимутальній площині

У якості елементів мікросмушкової еквідистантної синфазної АР з лінійною поляризацією багато дослідників вибирають простий прямокутний патч-елемент, побудова якого детально описана в багатьох літературних джерелах [4, 9, 10].

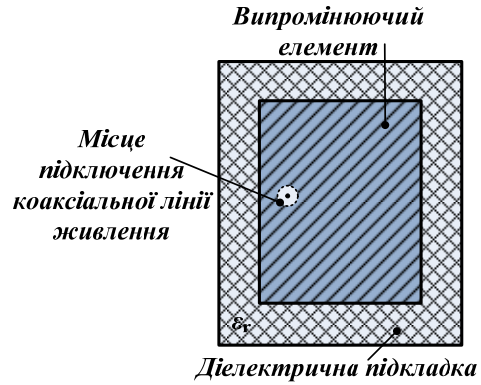
В залежності від конструктивної доцільності можна вибрати один з двох основних методів живлення мікросмушкових елементів АР: живлення за допомогою коаксимального зонда (рис. 3, а) або живлення за допомогою мікро-смушкової лінії (рис. 3, б, в).

Робоча частота антени залежить від розмірів випромінювача, товщини  $h$  та відносної діелектричної проникності підкладки  $\epsilon_r$ .

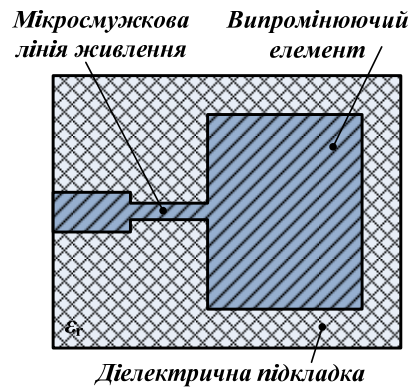
Ширина прямокутного мікросмушкового елемента розраховується за формулою

$$w = \frac{c}{2f\sqrt{\epsilon_r}},$$

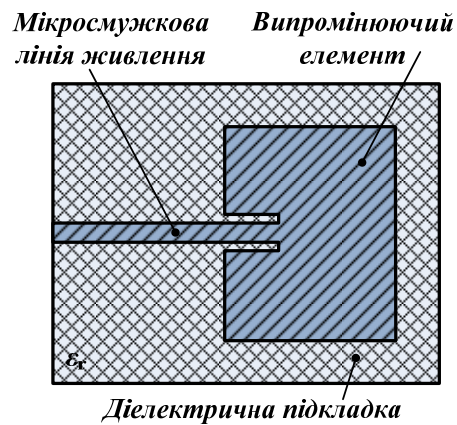
де  $c$  – швидкість світла;  $f$  – робоча частота.



а



б



в

Рис. 3. Методи живлення мікросмушкової антени: а – за допомогою коаксимального зонда (рис. 1, а); б – за допомогою мікросмушкової лінії з чверть-хвильовим трансформатором опору; в – за допомогою мікросмушкової лінії зі вставкою

Ефективна довжина мікросмушкового елемента дорівнює половині довжини хвилі з урахуванням діелектричної проникності підкладки:

$$L_{eff} = \frac{c}{2f\sqrt{\epsilon_{eff}}} - 2\Delta,$$

де

$$\Delta = 0.412h \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3)(w/h + 0.262)}{(\epsilon_{eff} - 0.258)(w/h + 0.813)}$$

– вкорочення антени;

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{w}\right)^{-1/2}$$

– ефективна діелектрична проникність підкладки.

Для узгодження вхідного опору прямокутного мікросмушкового випромінювача з опором стандартної лінії живлення необхідно визначити опір антени на краю пластини ( $L/2$ ):

$$R_{вх} = \frac{1}{2G},$$

де  $G = \frac{\pi w}{W_c \lambda} \left[1 - \frac{(kh)^2}{24}\right]$  – провідність випромінювання;  $W_c$  – хвильовий опір середовища ( $W_c = 120\pi$  Ом у випадку вільного простору).

Вхідний опір антени змінюється від нуля в центрі антени до значення на краю пластини так:

$$R_x = R_{вх} \cos^2 \frac{\pi x}{L}, \quad (1)$$

де  $0 \leq x \leq L/2$  – відстань від центру пластини вздовж осі  $x$  (в  $E$ -площині).

У випадку вибору методу живлення елементів АР за допомогою коаксіального кабелю, використовуючи формулу (1), можна знайти точку під'єднання з необхідним вхідним імпедансом:

$$x = \frac{L}{\pi} \arccos \sqrt{\frac{R_x}{R_{вх}}},$$

де  $R_x$  дорівнює хвильовому опору коаксіального кабелю (зазвичай обирають стандартний коаксіальний кабель з опором 50 Ом).

У випадку вибору живлення мікросмушковою лінією для визначення ширини лінії живлення  $w_l$  потрібно розрахувати допоміжні величини:

$$A = \frac{R_l}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r}\right), \quad (2)$$

$$B = \frac{60\pi^2}{R_l \sqrt{\epsilon_r}}, \quad (3)$$

$$C = \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r}, \quad (4)$$

де  $R_l$  – вхідний опір лінії живлення, який співпадає з вхідним опором прямокутного мікросмушкового випромінювача на краю пластини.

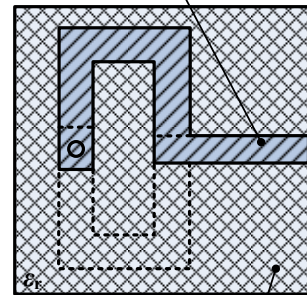
Після цього визначається співвідношення між шириною смужки і товщиною діелектричної підкладки:

$$\frac{w_l}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2}, & \frac{w_l}{h} < 2; \\ \frac{2}{\pi} \left[ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} C \right], & \frac{w_l}{h} > 2. \end{cases} \quad (5)$$

Крім прямокутного мікросмушкового елемента, в залежності від поставлених конструктором задач, використовуються безліч інших модифікацій форми мікросмушкових елементів АР, які можуть покращити такі характеристики АР, як коефіцієнт підсилення  $G$ , ширину діаграми спрямованості по половинній потужності випромінювання  $2\theta_{0,5}$ , ширину смуги робочих частот та інше. Наприклад, для побудови АР з лінійною поляризацією часто використовуються симетричні вібраторні елементи з різною формою плечей (класичний прямолінійний, антена типу «метелик», петльовий вібратор інші).

В даній роботі у якості випромінюючого елемента АР було використано мікросмушковий шлейф-вібратор, що живиться двопровідною мікросмушковою лінією (рис. 4).

**Мікросмушкова двопровідна лінія живлення**



**Діелектрична підкладка**

Рис. 4. Мікросмушковий шлейф-вібратор

Шлейф-вібраторна антена (у літературі відомі і інші її назви: шлейф-вібратор Пістолькорса, петльовий вібратор, складена дипольна антена) складається з основного диполя, але з додатковим провідником, що з'єднує два кінці разом. Це створює так звану «петлю» дроту.

Найпоширенішою формою шлейф-вібратора є його півхвильова версія. Живлення підключають по центру на одну з довжин дроту. Як і стандартний півхвильовий диполь, шлейф-вібратор живиться в точці з низьким опором, хоча він і вищий, ніж у стандартного півхвильового диполя. Додаткова частина шлейф-вібраторної антени

часто виготовляється з використанням дроту того ж діаметру, або мікросмужки тієї ж товщини, що і основна дипольна секція. Однак це не завжди так. Крім того, дроти або смужки зазвичай розташовані на рівних відстанях уздовж довжини паралельних елементів.

Основними перевагами шлейф-вібратора у порівнянні із класичним прямолінійним розмітним вібратором є:

1. Збільшення імпедансу. Коли потрібно використовувати фідери з більш високим опором або коли опір диполя зменшується через такі фактори, як паразитні елементи, шлейф-вібратор забезпечує значне збільшення рівня опору, що спрощує узгодження антени з лінією живлення.

2. Ширша смуга пропускання. Шлейф-вібраторна антена має більш плоску частотну характеристику, що дає змогу використовувати її в ширшій смузі пропускання.

Для аналізу і проектування мікросмушкового шлейф-вібратора у якості елемента АП необхідно знати параметри смужкового двопровідного розподіляючого фідера (рис. 5).

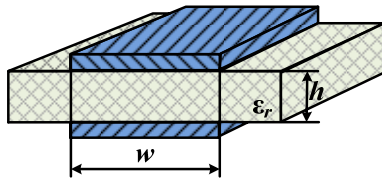


Рис. 5. Двопровідний смужковий фідер

Симетричний смужковий двопровідний фідер можна представити як дві мікросмушкові лінії зі спільним екраном. Хвильовий опір такої лінії дорівнює подвоєному опору одиночної мікросмушкової лінії, тому що хвильові опори мікросмушкової лінії включені послідовно. Силкові вектори електричного поля в такій лінії завжди перпендикулярні екрану (граничні умови на поверхні з нескінченною проникністю), електричних струмів на екрані не буде і його видалення не призведе до зміни характеристик смужкового двопровідного фідера. Тому для розрахунку можна використати вирази для мікро-смушкової лінії, в яких необхідно збільшити в два рази хвильовий опір та зменшити в два рази ширину підкладки. В результаті, з виразів для опору мікросмушкової лінії отримуємо спрощену формулу ширини смужкового двопровідного фідера:

$$w = \left( \frac{200\pi}{W_{\phi} \sqrt{\epsilon}} - 1 \right) \left( \frac{h}{2} - \Delta_m \right).$$

де  $W_{\phi}$  – хвильовий опір симетричного мікросмушкового розподільного фідера;  $\Delta_m$  – товщина металу смужки фідера.

Для оптимізації розмірів фідера використовують наступну нерівність за умови, що  $W_{\phi} = 50 \text{ Ом}$ ,

$$1.21 \leq \frac{W_{\phi}}{W_{\phi}} \leq 1.43,$$

де  $W_{\phi}$  – хвильовий опір збуджуючого коаксіального фідера.

### Модельовання мікросмушкової антенної решітки 4×2

Для дослідження мікросмушкової АР було обрано матеріал підкладки Roger RO4003 з наступними характеристиками: відносна діелектрична проникність  $\epsilon_r = 3,38$ , тангенс кута діелектричних втрат  $\text{tg} \delta = 0,0027$ , товщина підкладки  $h = 0,813$ .

Центральна робоча частота для роботи наземного сегменту системи управління БПЛА вибирається в діапазоні 5,8 ГГц.

Конструкція мікросмушкової АР з розмірністю 4×2, елементами якої є шлейф-вібратори, із зазначенням деяких основних розмірів представлена на рис. 6.

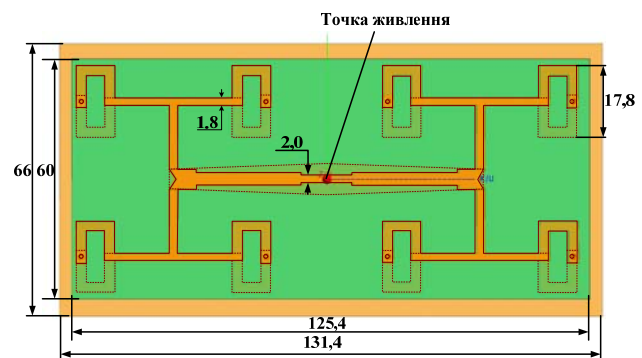


Рис.6. Креслення мікросмушкової АР 4×2, елементами якої є шлейф-вібратори

На рис. 7–13 представлено основні характеристики випромінювання і узгодження мікросмушкової АР: 3D ДС у звичайних і логарифмічних одиницях вимірювання (рис. 7); ДС АР у полярній системі координат в двох взаємно перпендикулярних площинах (рис. 8 та 9); залежність коефіцієнту спрямованої дії (КСД) та КП від частоти роботи (рис. 10); залежність коефіцієнту стоячої хвилі за напругою (КСХН) (рис. 11) або коефіцієнту відбиття (рис. 12) від робочої частоти; залежність активної і реактивної складових вхідного опору від робочої частоти (рис. 13).

З аналізу рис. 7, 8 та 9 можна побачити, що напрямок максимального випромінювання збігається з перпендикуляром до площини розташування плоскої АР. Рівень бічних пелюсток не перевищує значення -10 дБ відносно головної пелюстки.

На рис. 8 та 9 показані дві ширини ДС АР по половинній потужності випромінювання у двох площинах:  $2\theta_{0,5}^E = 18$  град (площина  $\varphi = 0$  град. або  $E$ -площина);  $2\theta_{0,5}^H = 37,5$  град (площина  $\varphi = 90$  град. або  $H$ -площина).

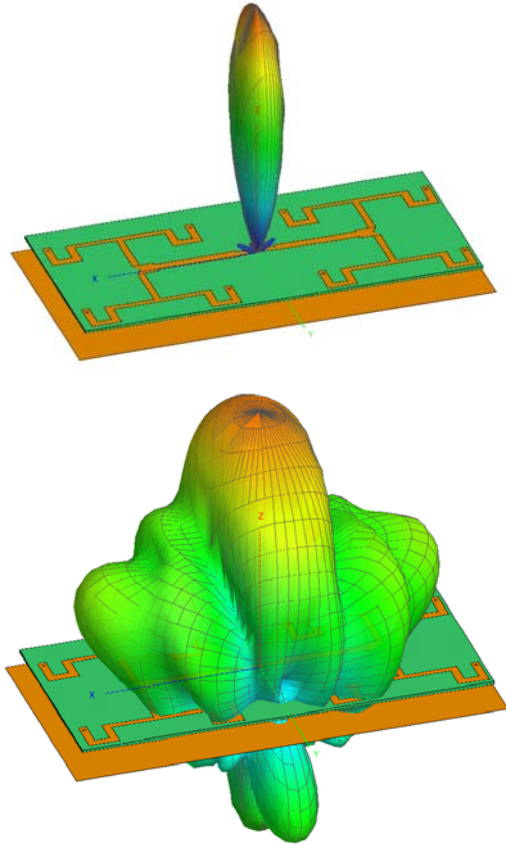


Рис. 7. 3D діаграма спрямованості мікросмушкової АР 4×2

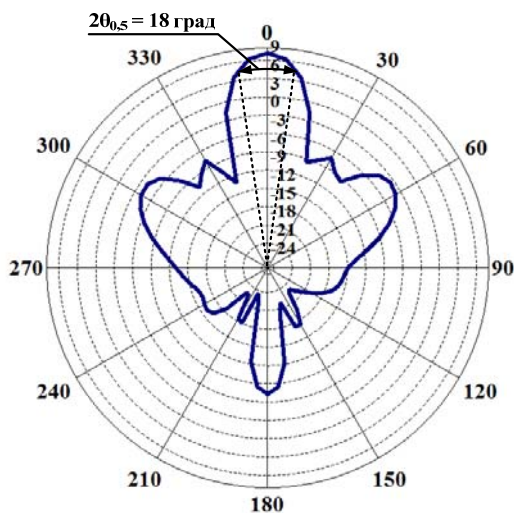


Рис. 8. Діаграма спрямованості мікросмушкової АР 4×2 в площині  $\varphi = 0$  град. в полярній системі координат

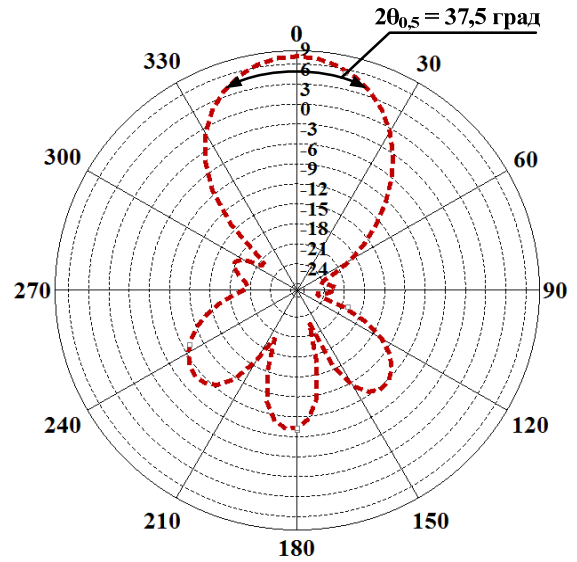


Рис. 9. Діаграма спрямованості мікросмушкової АР 4×2 в площині  $\varphi = 90$  град. в полярній системі координат

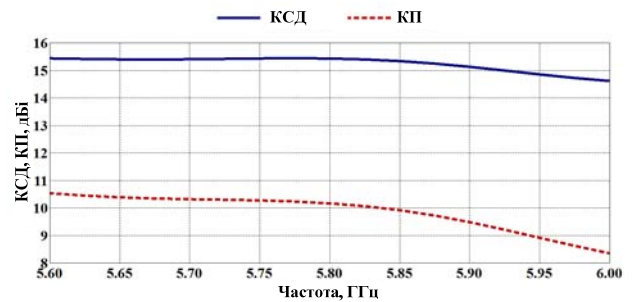


Рис. 10. Залежність КСД та КП від робочої частоти мікросмушкової АР 4×2

З рис. 10 можна визначити коефіцієнт корисної дії (КСД) мікросмушкової АР на центральній частоті роботи. КП і КСД дорівнюють 15,44 дБ та 10,17 дБ відповідно. Для цього використовуємо наступну формулу:

$$\eta = \frac{G(\theta, \varphi)}{D(\theta, \varphi)} = \frac{10,17}{15,44} = 0,66 \text{ або } \eta \approx 66\% .$$

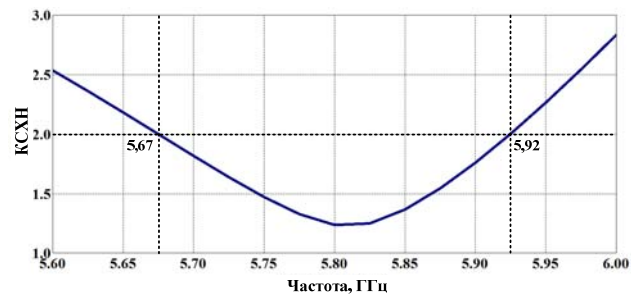


Рис. 11. Залежність КСХН від робочої частоти мікросмушкової АР 4×2

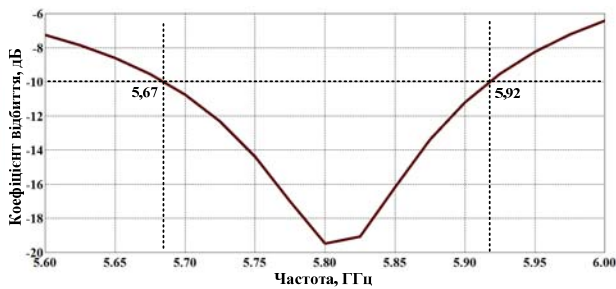


Рис. 12. Залежність коефіцієнта відбиття від робочої частоти мікросмужкової АР 4×2

При гарному узгодженні хвильового опору лінії живлення з вхідним опором антени значення КСХН повинно бути меншим за 2 або коефіцієнт відбиття повинен бути не більшим ніж -10 дБ. З графіків на рис. 11 та 12 можна розрахувати смугу робочих частот мікросмужкової АР. Отримано: нижня гранична частота  $f_{\min} = 5,67$  ГГц, верхня гранична частота  $f_{\max} = 5,92$  ГГц. Звідси отримуємо ширину робочої смуги частот  $\Delta f = 250$  МГц.

Більш детально характер і якість узгодження стандартної лінії живлення з антеною можна проаналізувати, використовуючи залежності активної та реактивної складових вхідного опору від частоти роботи (рис. 13).

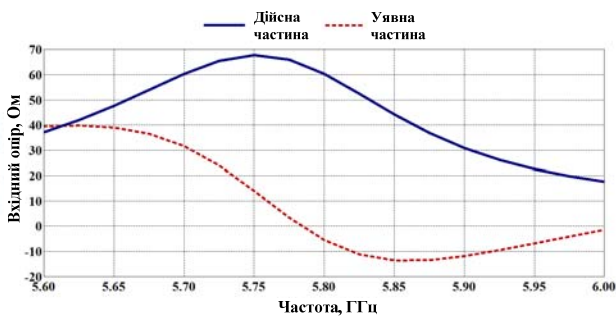


Рис. 13. Залежність активної та реактивної складових вхідного опору мікросмужкової АР 4×2 від робочої частоти

### Висновки

Результати моделювання мікросмужкової АР розмірністю 4×2, елементами якої є шлейф-вібратори, показали можливість формування такою АР ДС з достатньою для поставлених цілей шириною по половинній потужності випромінювання. При розміщенні антени для роботи з вертикальною поляризацією ширина ДС у горизонтальній площині склала 18 град, у вертикальній площині 37,5 град. При цьому рівень бічних пелюсток не перевищує значення -10 дБ. Коефіцієнт підсилення АР на центральній частоті роботи досягає 10,17 дБі.

Було досягнуто гарне узгодження стандартної коаксіальної лінії живлення, опір якої дорівнює 50 Ом з мікросмужковою АР. Значення КСХН

залишається меншим ніж 2 у смузі частот 250 МГц. На центральній частоті роботи у 5,8 ГГц його значення складає 1,25.

Майбутні дослідження пов'язані з виготовленням експериментального зразка розробленої мікросмужкової АР, вимірювання її основних характеристик випромінювання та узгодження і

### ЛІТЕРАТУРА

- Cheong P., Wu K., Choi W. W., Tam K. W. Yagi-Uda antenna for multiband radar applications. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. 2014. Vol. 13, pp. 1065–1068. DOI: 10.1109/LAWP.2014.2328991.
- Yang Y. H., Guo J. L., Sun B. H., Huang Y. H. Dual-band slot helix antenna for global positioning satellite applications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2016. Vol. 64. No. 12, pp. 5146–5152. DOI: 10.1109/TAP.2016.2623647.
- Ільницький Л. Я., Савченко О. Я., Сібрук Л. В. Антени та пристрої надвисоких частот: Підручник для ВНЗ. Київ: Укртелеком, 2003. 496 с.
- Ільницький Л. Я., Сібрук Л. В., Щербина О. А. Антенні пристрої: навч. посіб. Київ: НАУ, 2018. 200 с.
- Shcherbyna O., Zadorozhnyi R. The log-periodic dipole array antenna for monitoring. *Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET)*. Proceedings of IEEE 14th International Conference, Lviv-Slavske (Ukraine), 20–24 February 2018, pp. 583–586. DOI: 10.1109/TCSET.2018.8336270.
- Sajjad H., Sethi W. T., Zeb K., Mairaj A. Microstrip patch antenna array at 3.8 GHz for WiMax and UAV applications. *International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas, Novel EM Structures and Materials, and Applications (iWAT)*, Sydney (Australia), 2014, pp. 107–110. DOI: 10.1109/IWAT.2014.6958609.
- Chuang T. Y., Liao W. J., Ma T. G., Lee Y., Ho M. C. Compact directive array antenna design for UAV application. *International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, Phuket (Thailand), 2017, pp. 1–2. DOI: 10.1109/ISANP.2017.8228780.
- Ruiz P. M., Begaud X., Magne F., Leder E., Khy A. Microstrip antenna array design for unmanned aerial vehicles detection radar. *Advanced Electromagnetics*. 2023. Vol. 12, No. 3, pp. 1–9. DOI: 10.7716/aem.v12i3.2066
- Balanis C.A. *Antenna Theory: Analysis and Design*. 4th Edition. New Jersey: John Wiley & Sons Inc., 2016. 534 p.
- Milligan T. A. *Modern antenna design*. New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2005. 614 p.

**Щербина О. А., Задорожний О. С., Торубара Р. Р.**  
**МІКРОСМУЖКОВА АНТЕННА РЕШІТКА ДЛЯ НАЗЕМНОГО СЕГМЕНТУ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ БПЛА**

*Анени, що використовуються як на БПЛА, так і в системах їх керування повинні бути низькопрофільними і компактними. Зі збільшенням швидкості передачі даних і тенденцією до мініатюрних електронних схем для бездротових цифрових додатків, антени, які необхідні для цих додатків, повинні мати невелику вагу та габарити, легко монтуватися і мати достатньо широку смугу пропускання. Ці вимоги можна задовольнити за допомогою мікросмужкових антенних решіток. Антена має бути низькопрофільною, простою та недорогою у виготовленні, а також вона повинна легко монтуватися на поверхні різних форм. У статті розглядаються принципи побудови плоских лінійних еквідистантних синфазних антенних решіток із статичним амплітудно-фазовим розподілом. Використовуючи ці принципи, була побудована мікросмужкова плоска антенна решітка. Результати моделювання мікросмужкової антенної решітки розмірністю  $4 \times 2$ , елементами якої є шлейф-вібратори, показали можливість формування такою решіткою діаграми спрямованості з достатньою для поставлених цілей шириною на рівні випромінювання половинної потужності. При розміщенні антени для роботи з вертикальною поляризацією ширина діаграми спрямованості в горизонтальній площині склала 18 градус, у вертикальній площині 37,5 градус. При цьому рівень бічних пелюсток не перевищує значення -10 дБ. Коефіцієнт підсилення мікросмужкової антенної решітки на центральній частоті роботи досягає 10,17 дБі. Досягнуте гарне узгодження стандартної коаксіальної лінії живлення, опір якої дорівнює 50 Ом, з мікросмужковою антенною решіткою. Значення коефіцієнту стоячої хвилі за напругою залишається меншим ніж 2 у смугі частот 250 МГц. На центральній частоті роботи у 5,8 ГГц його значення складає 1,25.*

**Ключові слова:** антенна решітка; діаграма спрямованості; коефіцієнт стоячої хвилі; коефіцієнт підсилення; безпілотний літальний апарат.

**Shcherbina O. A., Zadorozhnyi O. S., Torubara R. R.**  
**MICROSTRIP ANTENNA ARRAY FOR THE GROUND SEGMENT OF THE UAV CONTROL SYSTEM**

*Antennas used both on UAVs and in their control systems should be low profile and compact. With the increase in data rates and the trend towards miniaturized electronic circuits for wireless digital applications, the antennas required for these applications must be light in weight and size, easy to mount, and have a sufficiently wide bandwidth. These requirements can be met with microstrip antenna arrays. The antenna should be low profile, simple and inexpensive to manufacture, and it should also be easy to mount on surfaces of various shapes. The article discusses the principles of constructing flat linear equidistant in-phase antenna arrays with a static amplitude-phase distribution. Using these principles, a microstrip flat antenna array was built. The results of modeling microstrip antenna array with a dimension of  $4 \times 2$ , the elements of which are folded dipoles, showed the possibility of forming a radiation pattern with such an antenna array with a beamwidth sufficient for the intended purposes in terms of the half-power radiation level. When placing the antenna to work with vertical polarization, the beamwidth of the radiation pattern in the horizontal plane was 18 degrees, in the vertical plane was 37,5 degrees. In this case, the level of side lobes does not exceed -10 dB. The gain of the microstrip antenna array at the central frequency of operation reaches 10,17 dBi. Good matching of a standard coaxial power line, the resistance of which is 50 ohms, with a microband antenna array has been achieved. The value of the voltage standing wave ratio remains less than 2 in the 250 MHz frequency band. At the center frequency of 5,8 GHz, its value is 1,25.*

**Keywords:** antenna array; radiation pattern; standing wave ratio; gain; unmanned aerial vehicle.

Стаття надійшла до редакції 25.04.2023 р.  
Прийнято до друку 01.06.2023 р.