

## **ОПТИМІЗАЦІЯ ПЕРЕХОДУ ВІД КОАКСІАЛА ДО МІКРОСМУЖКОВОЇ ЛІНІЇ ЖИВЛЕННЯ ДРУКОВАНОГО КВАЗІ-ЯГІ ВИПРОМІНЮВАЛЬНОГО ЕЛЕМЕНТА ФАР**

*Видалко О. Є., аспірант; Дубровка Ф. Ф., д.т.н., професор  
Національний технічний університет України  
«Київський політехнічний інститут», м. Київ, Україна*

### **OPTIMIZATION OF COAXIAL-TO-MICROSTRIP TRANSITION TO FEED A PRINTED QUASI-YAGI ELEMENT OF PHASED ANTENNA ARRAYS**

*Vydalko O. E., Postgraduate Student; Dubrovka F. F., Doctor of Science (Technics),  
Professor  
National Technical University of Ukraine «Kyiv Polytechnic Institute», Kyiv, Ukraine*

#### **Вступ**

Перспектива широкого застосування друкованих мікросмужкових антен як випромінюючих елементів фазованих антенних решіток (ФАР) пов'язане з їхніми чисельними перевагами. Вони характеризуються компактністю, малою вагою, технологічністю, легкістю компонування з інтегральними мікросхемами та порівняно низькою ціною виробництва. Серед численних варіантів конструкцій таких антен заслуговують на увагу розробників ФАР друковані квазі-Ягі антени [1–3], завдяки широкій смузі робочих частот (до 45%) і порівняно невеликому взаємному зв'язку у складі ФАР. Дослідження [1] засвідчило перспективність використання друкованих квазі-Ягі антен як випромінюючих елементів ФАР. Слід зазначити, що розрахунки в [1] проводилися в умовах ідеального живлення кожного випромінювача. Для оптимізації характеристик реальної ФАР необхідно створити таку систему живлення кожного випромінювального елемента, яка б мінімально впливала на характеристики узгодження і випромінювання.

У цій роботі проведено дослідження, спрямоване на визначення оптимальної конструкції переходу від коаксіалу до мікросмужкової лінії живлення друкованої квазі-Ягі антени. Запропоновано і оптимізовано практичну і надійну конструкцію переходу з подальшим її інтегруванням і узгодженням з друкованою квазі-Ягі антеною як випромінювальним елементом ФАР.

#### **Обґрунтування вибору типу коаксіально-мікросмужкового переходу.**

На практиці існує декілька варіантів з'єднання коаксіального кабелю з мікросмужковою лінією (МСЛ). В залежності від конструкції з'єднання центрального провідника коаксіального кабелю з друкованою МСЛ розрізняють колінеарні (співвісні) і перпендикулярні коаксіально-мікросмужкові переходи (КМСП) (рис. 1). Обидва типи переходів при точному виготовленні

і розміщенні характеризуються задовільними характеристиками узгодження ( $K_{СВН} \leq 1,25$ ) в діапазоні робочих частот до 12 ГГц. Проте більшого практичного значення набули колінеарні КМСП. На відміну від перпендикулярних переходів вони мають простішу конструкцію і не вимагають складного процесу монтажу в корпус приладу.

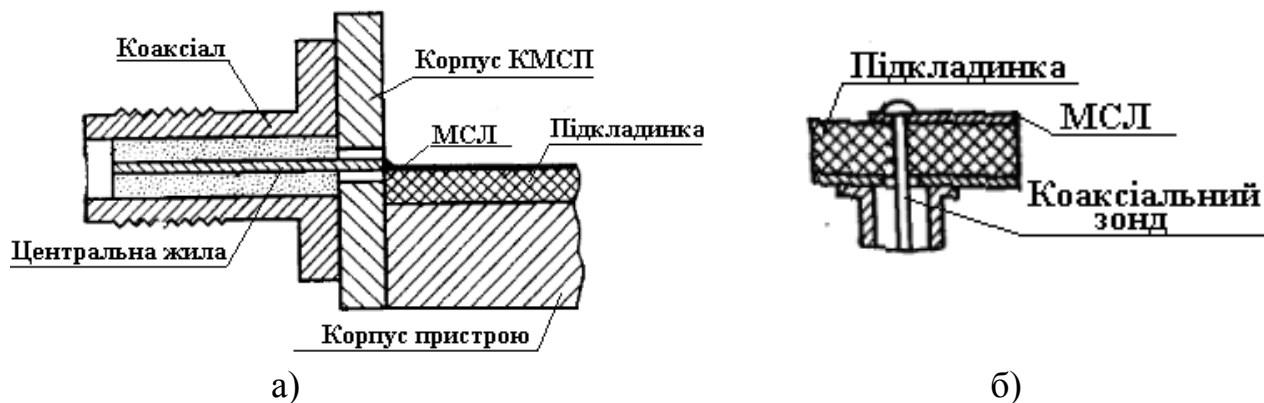


Рис. 1. Конструктивні відмінності КМСП різних типів:  
а) колінеарний співвісний КМСП; б) перпендикулярний КМСП

Живлення МСЛ через перпендикулярний перехід відбувається за допомогою коаксіального зонду (рис. 1,б), що проходить через отвори в площині заземлення і діелектричній підкладинці. Необхідність створення отворів і точної стиковки елементів конструкції ускладнює процес виготовлення і монтажу переходу. Крім того, коаксіальний зонд характеризується певною індуктивністю, яка на високих частотах впливає на характеристики узгодження переходу. Незважаючи на задовільні характеристики узгодження, розглянуті недоліки перпендикулярного переходу ускладнюють створення системи живлення для МСЛ і знижують надійність пристрою. Такий тип переходів слід використовувати у випадках, коли неможливо застосувати співвісні переходи або при великій різниці розмірів коаксіальної і мікросмужкової ліній.

Співвісний перехід показаний на рис. 1,а. Простота конструкції і легке під'єднання до друкованої лінії обумовлює його широке використання у пристроях НВЧ діапазону. На відміну від перпендикулярного переходу він має ширшу смугу робочих частот. Це пояснюється паралельним розташуванням центральної жили коаксіального кабелю відносно МСЛ, що зменшує спотворення структури поля.

Для отримання оптимальної характеристики узгодження КМСП з МСЛ, при конструюванні співвісного переходу, необхідно, щоб діаметр центрального провідника КМСП в місці контакту з МСЛ не перевищував ширини мікросмужки, виступ центральної жили з корпусу КМСП повинен бути якомога коротшим, а товщина діелектричної підкладинки плати повинна приблизно дорівнювати половині діаметра діелектрика коаксіального хвилеводу [3].

Існує декілька способів під'єднання центрального провідника коаксіала до друкованого провідника: безпосереднє з'єднання (рис. 2,а) або з'єднання двох провідників за допомогою металевої перемички (рис. 2,б). В першому

варіанті електричний контакт між провідниками отримують низькотемпературною пайкою, склеюванням або механічним притисканням. Таке з'єднання вносить в електричну схему не скомпенсовану ємність, яка погіршує узгодження переходу, особливо, коли діаметр провідника перевищує ширину мікросмужки. Додаткову ємність вносить надлишок розплавленого припою, а його недостатня кількість знижує механічну міцність контакту. Безпосереднє з'єднання жили з друкованою мікросмушкою дуже чутливе до дії термоциклів і руйнується під впливом частотої зміни температури. Такий спосіб з'єднання придатний для застосування здебільшого у стаціонарних пристроях, які не піддаються механічним і кліматичним навантаженням.



Рис. 2. Конструкції з'єднання центральної жили КМСП з мікросмушкою:  
а) безпосереднє з'єднання; б) з'єднання за допомогою перемички.

На відміну від безпосереднього контакту центрального провідника коаксіала з МСЛ, з'єднання за допомогою металевої перемички характеризується кращим узгодженням і підвищеною механічною міцністю. З'єднання перемички з центральною жилою і МСЛ відбувається за допомогою пайки або зварки. Незважаючи на те, що перемичка вносить в еквівалентну схему переходу некомпенсовану індуктивність, з'єднання забезпечує достатньо високі параметри узгодження в широкій смузі робочих частот. При правильному розташуванні КМСП в корпусі пристрою і металевої перемички відносно МСЛ такий перехід змінює хвильовий опір друкованого провідника не більше, ніж на 2% [2]. Завдяки більшій площі контакту і формі перемички такий перехід витримує впливи термоциклів і підходить для застосування в пристроях, які розраховані на роботу в нестійких погодних умовах.

У більшості випадків робочі вузли наземних, корабельних і авіаційних радіолокаційних станцій (РЛС) піддаються підвищеним механічним навантаженням, пов'язаним зі специфікою роботи системи (механічне сканування простору) і зміною умов навколишнього середовища. Для живлення друкованих випромінювачів ФАР із розглянутих варіантів конструкцій КМСП найкраще підходить співвісний перехід із металевою перемичкою. Завдяки своїм електричним і підвищеним механічним характеристикам він задоволь-

няє необхідним параметрам конструкції, які пов'язані з нестійкими умовами експлуатації.

### **Конструкція і характеристики випромінювання друкованого квазі-Ягі елемента ФАР**

Конструкція і характеристики випромінювання друкованої квазі-Ягі антени детально описані в [1]. На відміну від [1], для збільшення механічної міцності антенного полотна ФАР і зменшення втрат в діелектрику ми обрали діелектричну підкладку ТММ6 (торгової марки Rogers Corporation) з відносною діелектричною проникністю  $\epsilon = 6$  і товщиною 1,27 мм. На рис. 3 показані оптимізовані нами друковані випромінювачі, розраховані на діелектричну підкладку ТММ10 (рис. 3,а) і ТММ6 (рис. 3,б). Оптимізація здійснена за критерієм мінімального значення модуля коефіцієнта відбиття. В [1] було встановлено, що директор не має значного впливу на характеристики узгодження і випромінювання квазі-Ягі антени, тому на рис. 3,б він відсутній. У процесі оптимізації антени на діелектричній підкладці ТММ6 основною її конструктивною зміною було розширення вхідної мікросмужкової лінії для забезпечення 50 Ом вхідного опору. Також було оптимізоване плече дільника потужності для отримання  $180^\circ$  фазового зсуву. На рис. 3 штриховою лінією показана металізація на нижній стороні підкладки, яка виконує роль рефлектора (екрану).

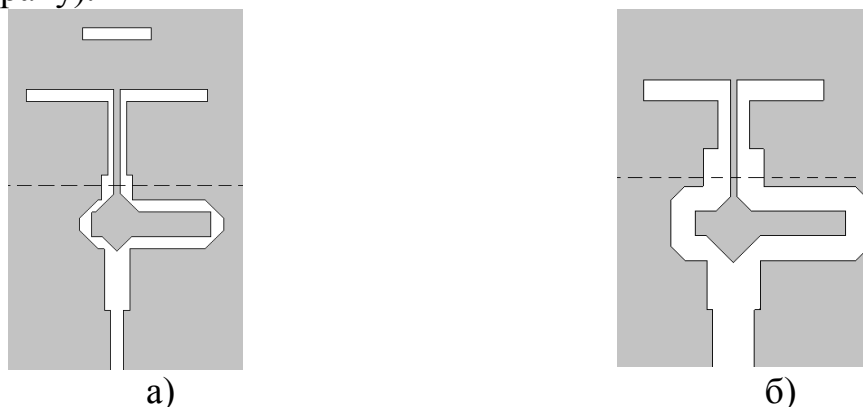


Рис. 3. Конструкція досліджуваної мікросмужкової антени.

На рис. 4 зображено розраховані модуль коефіцієнта відбиття і діаграми спрямованості у Е- і Н-площині досліджуваного випромінювача. Оптимізацію характеристик узгодження проведено за допомогою пакету CST Microwave Studio.

На рис. 4,а видно, що оптимізована друкована квазі-Ягі антена є добре узгодженою у широкій смузі робочих частот: смуга пропускання на рівні модуля коефіцієнта відбиття  $S_{11} = 0,2$  складає 44%. Діаграми спрямованості (рис. 4,б) розраховано на частоті 9,5 ГГц. Ширина діаграми спрямованості на рівні  $-3$  дБ у Н-площині складає  $194^\circ$ , а у Е-площині —  $117^\circ$ . Коефіцієнт підсилення антени 4 дБ. Також слід відмітити відсутність заднього випромінювання як у Е-, так і в Н-площині (рис. 4,б).

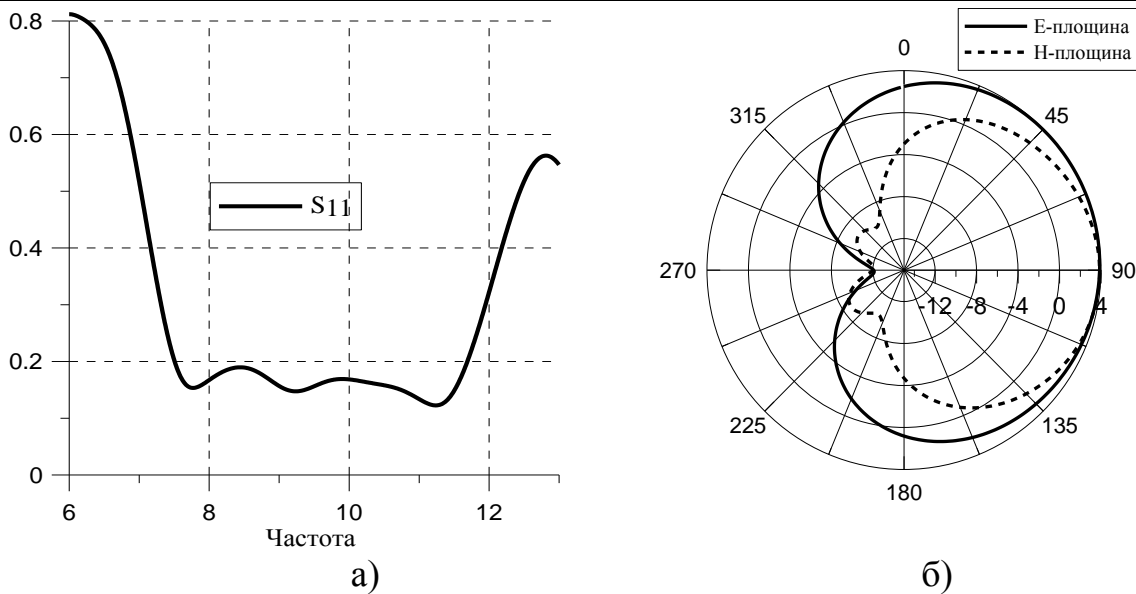


Рис. 4. Розраховані характеристики друкованої Квазі-Ягі антени:  
а) частотна залежність модуля коефіцієнта відбиття; б) діаграма спрямованості на частоті 9,5 ГГц.

### **Особливості конструкції і частотна характеристика КМСП із металевою перемичкою**

Існує декілька видів геометрії перемичок КМСП, але, завдяки простоті виготовлення і легкості монтажу, широкого застосування набули Г-подібні і Z-подібні перемички. Їх виготовляють із мідної позолоченої фольги. Використання позолоти зводить до мінімуму ерозійні процеси контактів.

Для отримання оптимальних характеристик узгодження необхідно правильно розмістити корпус КМСП відносно кінцевого пристрою. Усі металеві контакти повинні щільно притискатися один до одного і ретельно припаюватися. Зазор між платою з МСЛ і стінкою корпусу, в місці розміщення КМСП, повинен бути мінімальним. Наявність зазору означає введення в радіочастотний тракт (з хвильовим опором 50 Ом) некомпенсованої індуктивності. Для кращого узгодження коаксіального кабелю з МСЛ у корпусі КМСП необхідно створити повітряну перехідну секцію з хвильовим опором 50 Ом [3]. Дотримуючись цих правил розробки КМСП, отримуємо конструкцію переходу з найкращим узгодженням у широкій смузі робочих частот.

На рис. 5 зображена частотна залежність модуля коефіцієнта відбиття КМСП із металевою перемичкою Г-подібної форми при оптимальній конструкції корпусу переходу і монтажу друкованої плати з МСЛ. Графік був отриманий розрахунком типової моделі переходу з дотриманням вищезазначених правил конструювання КМСП. При розрахунках вважалося, що МСЛ надрукована на підкладинці ТММ6 (торгової марки Rogers Corporation) з відносною діелектричною проникністю  $\epsilon = 6$  і товщиною 1,27 мм.

Для підведення електромагнітної енергії до мікросмужки, був вибраний коаксіальний з'єднувач R280 752 000 торгової марки Radiall. Його габаритні розміри визначили конструкцію металевого корпусу переходу (рис. 6). Вибір такого з'єднувача пов'язаний із правилом розробки переходів: товщина діелектричної підкладки антени приблизно дорівнює половині діаметра діелектрика коаксіального хвилеводу.

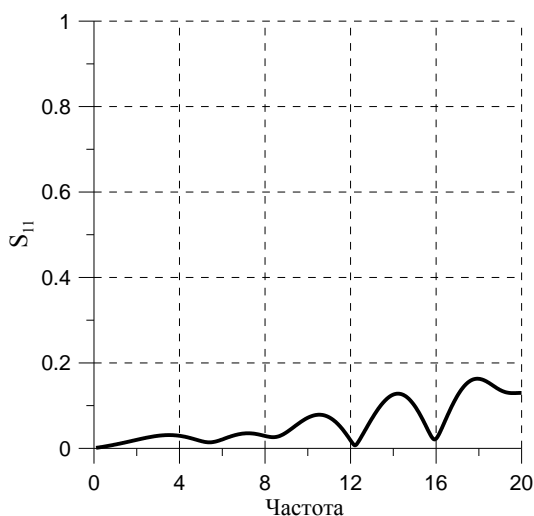


Рис. 5. Частотна залежність модуля коефіцієнта відбиття КМСП

Як видно на рис. 5, модуль  $S_{11}$  лежить нижче рівня 0,2 в широкому діапазоні робочих частот від 0 до 20 ГГц. При поступовому переміщенні в область високих частот спостерігаємо збільшення коефіцієнта відбиття переходу. Отримані результати повністю задовольняють потребам живлення випромінювального елемента ФАР. У робочому діапазоні частот квазі-Ягі антени (7,5 – 11,7 ГГц (рис. 4,а)) модуль коефіцієнта відбиття КМСП  $S_{11} \leq 0,08$ .

### Оптимізована система живлення коаксіальним кабелем друкованої мікросмужкової квазі-Ягі антени

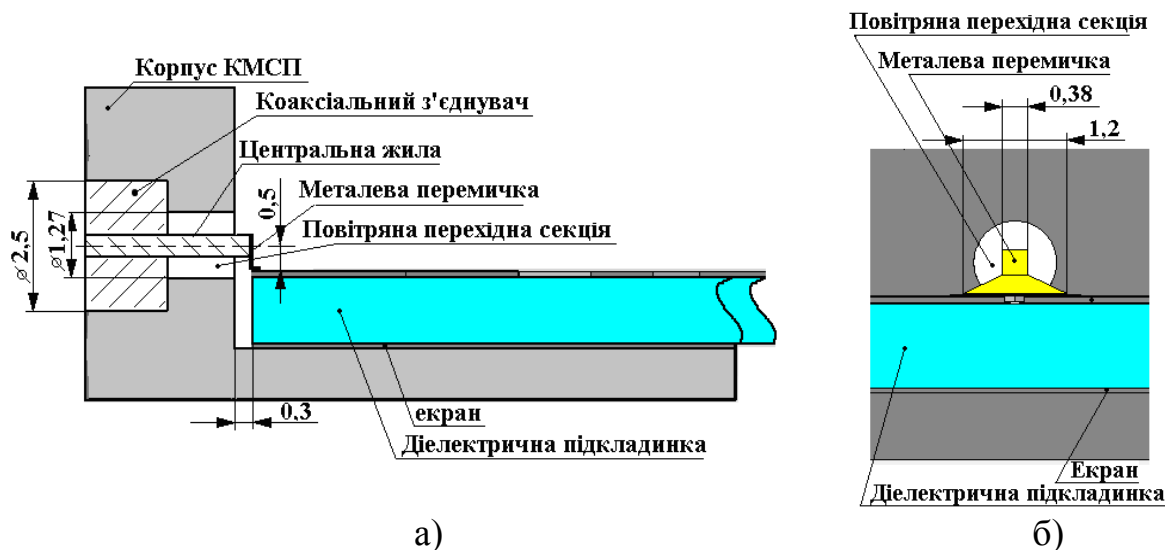


Рис. 6. Конструкція живлення квазі-Ягі антени через КМСП із металевою перемичкою (розміри в мм): а) повздовжній розріз; б) вид спереду.

На рис. 6 зображена оптимізована конструкція живлення квазі-Ягі антени через КМСП із металевою перемичкою. Оптимізація проводилася за критерієм отримання мінімального модуля коефіцієнта відбиття антени. Для кращого узгодження у стінці корпусу КМСП створена повітряна перехідна секція з хвильовим опором 50 Ом (рис. 6). Геометрія вибраної Г-подібної перемички

забезпечує плавний перехід від коаксіальної центральної жили до МСЛ (рис. 6,б).

На рис. 7 зображено порівняння розрахованих модулів коефіцієнта відбиття і діаграм спрямованості у Е- і Н-площині квазі-Ягі антени при живленні за допомогою досліджуваного КМСП і у випадку ідеального збудження антени.

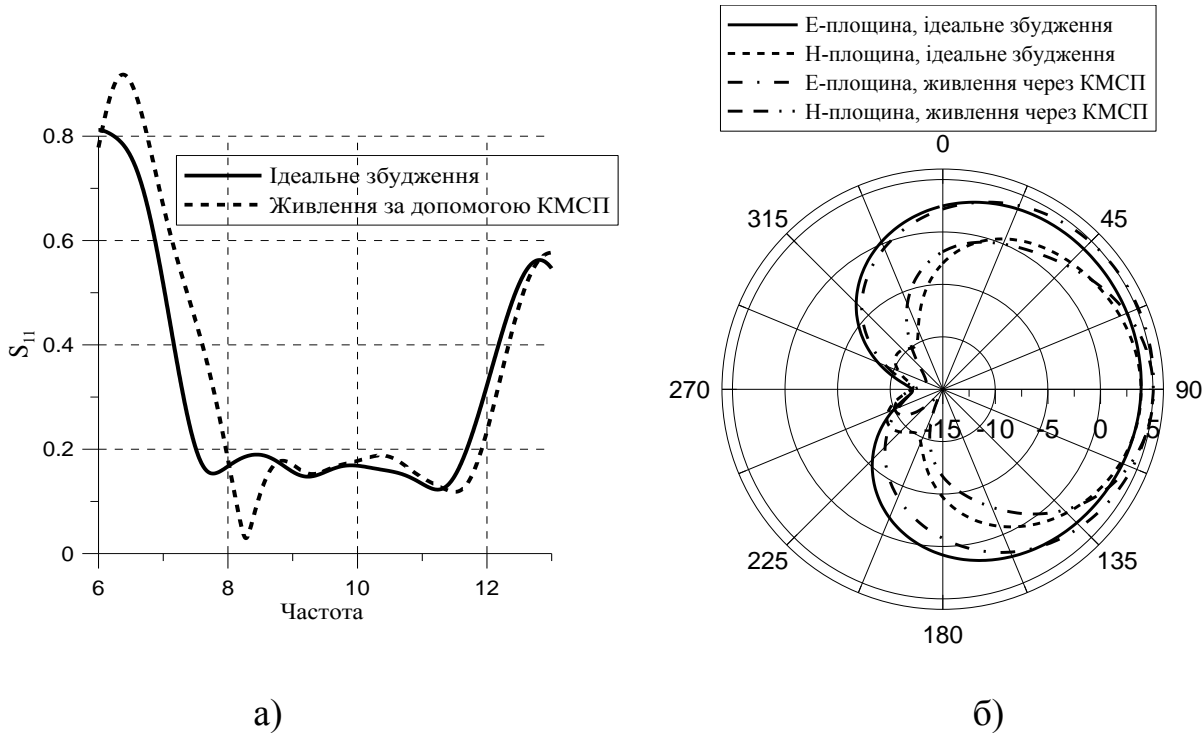


Рис. 7. Порівняння характеристик Квазі-Ягі антени: а) частотна залежність модулів коефіцієнта відбиття; б) діаграми спрямованості у Е- і у Н-площині на частоті 9,5 ГГц.

На рис. 7,а видно, що узгодження антени при застосуванні живлення через КМСП дещо погіршилося. Смуга робочих частот за рівнем модуля коефіцієнта відбиття  $S_{11} = 0,2$  у випадку живлення через КМСП вужча на 4% у порівнянні з ідеальним збудженням і складає 40%. Також спостерігаємо зміщення графіка  $S_{11}$  в область високих частот на 300 МГц. Ширина діаграм спрямованості на рівні  $-3$  дБ у порівнянні з ідеальним збудженням звузилась як у Е-, так і у Н-площинах. У Е-площині складає  $155^\circ$  (звузилась на  $40^\circ$ ), а у Н-площині —  $82^\circ$  (звузилась на  $30^\circ$ ) (рис 7,б). Коефіцієнт підсилення антени збільшився на 1 дБ і дорівнює 5 дБ.

Отримані результати вказують на деякий негативний вплив конструкції КМСП на характеристики узгодження і випромінювання антени. Але він є несуттєвим і цілком прогнозованим, адже додаткові елементи переходу вносять свої параметри в загальну схему живлення, збільшуючи коефіцієнт відбиття і втрати. Позитивним у застосуванні такого КМСП є підвищення коефіцієнта підсилення антени. Отримані характеристики узгодження і випромінювання квазі-Ягі антени дозволяють стверджувати про можливість застосу-

вання КМСП із металевою перемичкою для створення мікросмужкового антенного модуля ФАР, що живиться через коаксіальний кабель.

### **Дослідження впливу зміни геометрії переходу на характеристики узгодження з друкованою квазі-Ягі антеною**

Створення будь-яких електричних приладів регламентується допусками на точність виробництва тих чи інших елементів конструкції. Вплив розмірів КМСП і розміщення друкованої плати відносно переходу на зміни узгодження пристрою є технічно-важливою інформацією.

Всебічні дослідження переходу показали, що на характеристики узгодження з антеною не суттєво впливає ширина металевої перемички, якщо вона відрізняється більше ніж на 10% і менше ніж на 80% від ширини мікросмужки. Збільшення її ширини понад 10% і зменшення більше 80% від ширини друкованої лінії призводить до збільшення коефіцієнта відбиття антени. Також неприпустимо перевищення перемичкою ширини мікросмужки. Не знайдено суттєвого впливу на узгодження системи довжини контакту перемички з друкованою лінією.

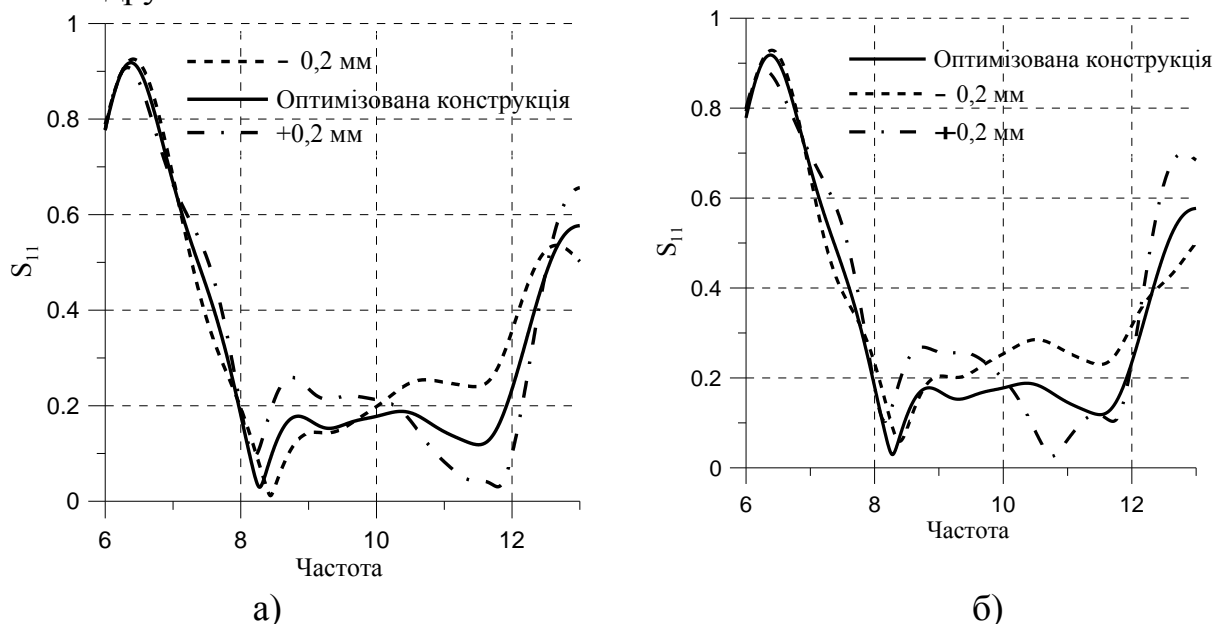


Рис. 8. Зміна модуля коефіцієнта відбиття антени при зміні геометрії переходу:  
а)  $S_{11}$  при зміні довжини виступу центральної жили з корпусу КМСП; б)  $S_{11}$  при зміні діаметра повітряної перехідної секції.

На рис. 8 показані зміни модуля коефіцієнта відбиття антени при зміні довжини виступу центральної жили з корпусу КМСП і діаметру повітряної перехідної секції. При зменшенні довжини виступу центральної жили на 0,2 мм отримуємо збільшення  $S_{11}$  в області високих частот до максимального рівня 0,37 на частоті 12 ГГц. При збільшенні виступу модуль коефіцієнту відбиття піднімається в області нижніх частот до максимального рівня 0,28 на частоті 8,5 ГГц (рис. 8,а). На рис. 8,б спостерігаємо схожу ситуацію: при зменшенні діаметра на 0,2 мм графік  $S_{11}$  піднімається в області високих частот, а при збільшенні — в області нижніх частот. Максимальне значення модуля



коефіцієнта відбиття в обох випадках наближається до рівня 0,3 і знаходиться на частоті 12 ГГц при збільшенні діаметру і на частоті 8,8 ГГц при його зменшенні. При подальшому збільшенні діапазону відхилень від оптимальної конструкції переходу узгодження продовжує поступово погіршуватися.

Отримані результати вказують на необхідну високу точність виготовлення переходу. Похибка в конструкції на  $\pm 0,2$  мм може призвести до збільшення модуля коефіцієнта відбиття в найгіршому випадку до рівня 0,37, що збільшить втрати і негативно вплине на роботу антенної системи.

### **Висновки**

В результаті виконаного чисельного дослідження живлення друкованої квазі-Ягі антени від коаксіального кабелю за допомогою КМСП із металевією перемичкою, показано, що оптимізована конструкція досліджуваного КМСП не має суттєвого впливу на характеристики узгодження і випромінювання таких випромінювальних елементів ФАР. Досліджено вплив допусків на виготовлення окремих елементів КМСП на узгодження з друкованою антеною. Отримані результати показують, що даний тип переходу від коаксіальної до мікросмужкової лінії є перспективним технічним засобом для створення системи живлення друкованих випромінювальних елементів активних ФАР великих розмірів.

### **Література**

1. Видалко О. Є. Чисельне дослідження характеристик ФАР на основі друкованих квазі-Ягі випромінювальних елементів / О. Є. Видалко, Ф. Ф. Дубровка // Вісник НТУУ «КПІ». Серія Радіотехніка. Радіоапаратобудування. — 2012. — № 51. — с. 13—24. [\[Publ.\]](#)
2. Qian Y. Microstrip-fed quasi-Yagi antenna with broadband characteristics / Y. Qian, W. R. Deal, N. Kaneda, T. Itoh // *Electronic Letters*. — 1998. — Vol. 34. — No 23. — p. 2194—2196. [\[CrossRef\]](#)
3. Джури́нский К. Б. Техника соединения коаксиально-микроразомковывх переходов с микроразомковывми линиями в изделиях СВЧ / К. Б. Джури́нский // *Электронные компоненты*. — 2004. — № 9. — с. 39. [\[Publ.\]](#)
4. Kumar K. P. Uniplanar Quasi-Yagi Antenna for channel measurements at X-band / K. P. Kumar, D. Brahmanandam, B. Madhav, K. Kavva et. al // *Journal of Theoretical and Applied Information Technology*. — 2011. — Vol. 26. — No 2. — p. 91—96. [\[Publ.\]](#)

### **References**

1. Vydalko O. E. Dubrovka F. F. (2012) Numerical investigation of characteristics of phased antenna arrays, based on printed quasi-Yagi radiating elements. *Visn. NTUU KPI, Ser. Radiotekh. Radioaparatabuduv.*, no. 51, pp. 13-24. (in Ukrainian) [\[Publ.\]](#)
2. Qian Y., Deal W. R., Kaneda N., Itoh T. (1998) Microstrip-fed quasi-Yagi antenna with broadband characteristics. *Electronic Letters*, vol. 34, no. 23, pp. 2194-2196. doi: 10.1049/el:19981583
3. Dzhurinskii K. B. (2004) Tekhnika soedineniia koaksialno-mikropoloskovykh perekhodov s mikropoloskovymi liniiami v izdeliakh SVCh [The connection technique of coaxial-to-microstrip transition with microstrip lines in microwave devices]. *Electronic components*, no. 9. pp. 39-44.
4. Kumar K. P., Brahmanandam P.S., Madhav B., Kavva K. (2011) Uniplanar Quasi-Yagi Antenna for channel measurements at X-band. *Journal of Theoretical and Applied Information Technology*, vol. 26, no 2, pp. 35-39. [\[Publ.\]](#)

Видалко О. Є., Дубровка Ф. Ф. **Оптимізація переходу від коаксіала до мікросмужкової лінії живлення друкованої квазі-Ягі випромінювального елемента ФАР.** У роботі представлені результати чисельного дослідження конструкції переходу від коаксіалу до мікросмужкової лінії живлення друкованої квазі-Ягі антени. Запропоновано і оптимізовано практичну і надійну конструкцію переходу з подальшим її інтегруванням і узгодженням з друкованою квазі-Ягі антеною. Досліджено вплив зміни конструкції коаксіально-мікросмужкового переходу на характеристики узгодження друкованої антени і визначення максимальні допуски на похибки виготовлення конструкції корпусу КМСП.

**Ключові слова:** мікросмужкова лінія, мікросмужковий випромінювач, квазі-Ягі антена, коаксіально-мікросмужковий перехід, фазовані антенні решітки.

Видалко О. Е., Дубровка Ф. Ф. **Оптимизация перехода от коаксиала к микрополосковой линии питания печатного квази-Яги излучающего элемента ФАР.** В работе представлены результаты численного исследования конструкции перехода от коаксиала к микрополосковой линии питания печатной квази-Яги антенны. Предложена и оптимизирована практическая и надежная конструкция перехода с последующей интеграцией и согласованием с печатной квази-Яги антенной. Исследовано влияние изменений конструкции коаксиально-микрополоскового перехода на характеристики согласования печатной антенны и определены максимальные допуски на неточность изготовления конструкции корпуса КМПП.

**Ключевые слова:** микрополосковая линия, микрополосковый излучатель, квази-Яги антенна, коаксиально-микрополосковый переход, фазированные антенные решетки.

Vydalko O. E., Dubrovka F. F., **Numerical optimization of coaxial-to-microstrip transition to feed a printed quasi-Yagi element of phased antenna arrays.**

Abstract. Paper presents numerical investigation of the coaxial-to-printed microstrip transition. Results were obtained by finite-difference time domain method.

Rationale of the coaxial-to-microstrip transition type. Different types of coaxial-to-microstrip transitions were considered. Due to larger area of contact and a particular form of the connector a coaxial-to-microstrip transition with metal connector was chosen for next investigation.

Design and radiation characteristics of a printed quasi-Yagi antenna. Matching characteristics and radiation pattern of the quasi-Yagi antenna was calculated.

Optimized feeding system of the printed quasi-Yagi antenna through coaxial-to-microstrip transition. Radiation characteristics of the printed quasi-Yagi antenna fed by coaxial-to-microstrip transition were calculated.

The investigation of changes in the geometry of the coaxial-to-microstrip transition on matching characteristics of the printed antenna. The impact of changes in the geometry of transition on antenna characteristics was investigated.

Conclusions. To provide high performance electrical connection from coaxial cable to microstrip line the wide band coaxial-to-microstrip transition provided low level of loss and high mechanical strength has been designed. Such transition can be used in large phased antenna arrays built of various microstrip antennas.

**Keywords:** microstrip line, microstrip antenna, quasi-Yagi antenna, coaxial-to-microstrip transition, phased antenna arrays.