

ДОСЛІДЖЕННЯ МІЖЕЛЕМЕНТНОГО ЗВ'ЯЗКУ В УЛЬТРАШИРОКОСМУГОВІЙ СКАНУЮЧІЙ АНТЕННІЙ РЕШІТЦІ З 9×9 ПРОФІЛЬОВАНИХ ЩІЛИННИХ ВИПРОМІНЮВАЧІВ

Мартинюк С.Є., Василенко Д.О.

Профільовані планарні щілинні антени (ПЩА) є надзвичайно перспективними з точки зору їх застосування для побудови надширокосмугових (НШС) скануючих антенних решіток (АР) багатоцільового призначення [1-3]. Високий інтерес в світі до антен цього типу зумовлено одночасно декількома факторами: 1) ПЩА виготовляють за добре розвинутою друкованою мікросмужковою технологією; 2) ПЩА мають стале осьове випромінювання в мультиоктавній смузі частот; 3) ПЩА може бути використана у складі скануючих НШС одно- та двополяризаційних АР; 4) планарна конфігурація ПЩА може бути легко інтегрована з різноманітними планарними пристроями: підсилювачами, фазообертачами, змішувачами тощо. Слід відзначити, що проектування НШС АР на основі ПЩА, які здатні сканувати променем у двох площинах, залишається складною технічною задачею. Умова сканування променем без появи вторинних максимумів обумовлює той факт, що максимальна відстань між сусідніми ПЩА в АР не повинна перевищувати половину довжини хвилі на верхній частоті робочого діапазону. Тоді, відповідно, на нижній частоті мультиоктавного діапазону відстань між елементами АР буде складати малі долі довжини хвилі ($0,1 \lambda$ і менше). Оскільки ПЩА розташовані відносно близько у складі АР, між ними виникає сильний електромагнітний зв'язок, який значно спотворює характеристики двовимірних АР.

У роботі представлено результати числового дослідження взаємного зв'язку між випромінювачами у 81-елементній плоскій однополяризаційній АР, що складена з 9×9 однакових ПЩА. Конфігурація досліджуваної АР разом із прийнятою нумерацією випромінювальних елементів умовно зображена на рис. 1а, а окрема ПЩА на рис. 1б. Надширокосмугові ПЩА на діелектричних піккладках будують, використовуючи сповільнену біжучу хвилю, що формується щілинною лінією. При цьому профіль щілинної антени може бути лінійним, експоненціальним, кусково-постійним або будь-яким іншим. На рис. 1б профіль щілини ПЩА експоненціальний. Такий випромінювач названий антеною Вівальді [4]. Особливістю роботи є те, що розглянуто безпосереднє збудження ПЩА регулярним відрізком щілинної лінії. Зрозуміло, така модель є дещо спрощеною. По перше, ПЩА реальних АР, як правило, збуджують за допомогою мікросмужкової лінії, тобто вона містить в своєму складі НВЧ перехід від мікросмужкової лінії на щілинну. Крім того, великі скануючі АР з ПЩА здебільшого екрановані з

тильної сторони як з метою придушення заднього випромінювання, так і розташування позаду АР необхідних приймально-передавальних модулів, схем живлення, керування та фазообертачів.

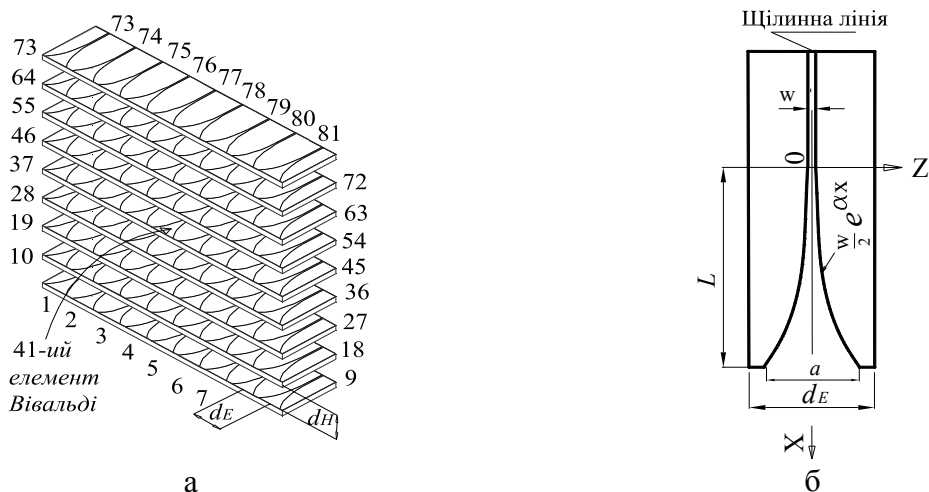


Рис. 1. а) 81-елементна АР з 9×9 ПЩА; б) геометрія окремого ПЩА

Принадгідно зауважимо, що і згаданий НВЧ перехід, і металевий екран скінченних розмірів повинні бути враховані під час строгого електродинамічного моделювання для знаходження адекватних значень коефіцієнтів міжелементного зв'язку реальної АР. Втім, на основі проведеного в роботі спрощеного аналізу взаємних впливів можливо сформулювати деякі корисні узагальнені рекомендації для практичного проектування двовимірних скануючих АР на основі ПЩА.

Активний коефіцієнт відбиття елементів АР. Фазовані АР із сильним міжелементним електромагнітним зв'язком, у тому числі, НШС АР на основі близько розташованих ПЩА, слід розглядати в контексті параметра активного коефіцієнта відбиття елемента АР або коефіцієнта відбиття окремого елемента за умови, що НВЧ живлення подане на всі інші випромінювачі. З точки зору теорії НВЧ багатополосників будь-яку АР можна представити як складну багатополосну електродинамічну систему, що складається з однакових випромінювачів, до кожного з яких підведена однакова лінія живлення (рис. 2).

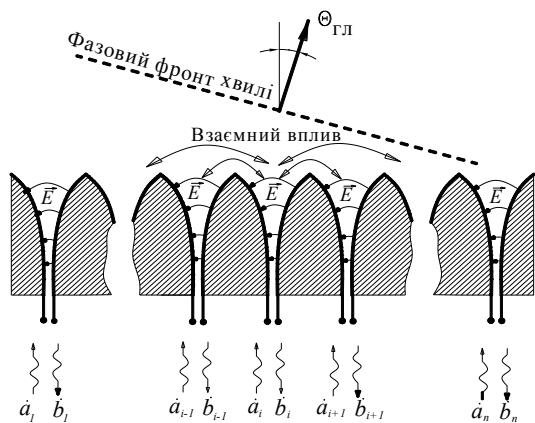


Рис. 2. Антенна решітка з n ПЩА, представлена у вигляді $2n$ -полосника НВЧ

Формально, без урахування особливостей випромінювання хвиль у відкритий простір і вважаючи фазовану АР лінійною системою, вона може бути описана матрицею розсіювання $[\dot{S}]$ так само, як

звичайний багатополіусник НВЧ із n входами/виходами.

Згідно визначення, матриця $[\dot{S}]$ встановлює взаємно однозначну відповідність амплітуди падаючих та відбитих хвиль на кожному вході:

$$\begin{bmatrix} \dot{b}_1 \\ \dot{b}_2 \\ \dots \\ \dot{b}_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{S}_{11} & \dot{S}_{12} & \dots & \dot{S}_{1n} \\ \dot{S}_{21} & \dot{S}_{22} & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dot{S}_{n1} & \dots & \dots & \dot{S}_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{a}_1 \\ \dot{a}_2 \\ \dots \\ \dot{a}_n \end{bmatrix}, \quad (1)$$

де \dot{b}_i – нормована комплексна амплітуда відбитої хвилі з i -го входу; \dot{a}_k – нормована комплексна амплітуда падаючої хвилі на вхід із номером k .

Нормовані комплексні амплітуди \dot{a}_k , \dot{b}_i мають одиниці вимірювання $\sqrt{Вт}$, а квадрати їх модулів $|\dot{a}_k|^2$, $|\dot{b}_i|^2$ дорівнюють потужностям хвиль, що падають, відповідно, на k -ий вхід та відбиваються з i -го входу. Діагональні елементи S_{ii} матриці розсіювання – це коефіцієнти відбиття хвилі від i -го входу, коли інші входи підключені до узгодженого навантаження. Дійсно, з i -го рівняння системи (1) неважко отримати: $\dot{S}_{ii} = \frac{\dot{b}_i}{\dot{a}_i}$ при умові $\dot{a}_k = 0$ для всіх $k \neq i$.

Активним коефіцієнтом відбиття i -го елемента ФАР $\dot{\Gamma}_i^{(акм)}$ називають відношення відбитої хвилі до падаючої на i -му вході ФАР при заданих комплексних амплітудах хвиль, поданих на інші входи, тобто коли заданий вектор падаючих хвиль $[\dot{a}_1, \dot{a}_2, \dots, \dot{a}_n]^T$. Для i -го елемента n -елементної АР можемо записати:

$$\dot{\Gamma}_i^{(акм)} = \frac{\dot{b}_i}{\dot{a}_i} = \frac{\dot{S}_{i1}\dot{a}_1 + \dot{S}_{i2}\dot{a}_2 + \dots + \dot{S}_{in}\dot{a}_n}{\dot{a}_i} = \dot{S}_{ii} + \frac{\dot{S}_{i2}\dot{a}_2 + \dots + \dot{S}_{in}\dot{a}_n}{\dot{a}_i} \quad (2)$$

Із (2) видно, що активний коефіцієнт відбиття не дорівнює відповідному діагональному елементу матриці розсіювання ($\dot{\Gamma}_i^{(акм)} \neq \dot{S}_{ii}$). Часто для визначення термінології діагональні елементи матриці розсіювання \dot{S}_{ii} називають також пасивними коефіцієнтами відбиття від i -го входу або від i -го випромінювача АР.

Важливо, що конфігурацію АР, яка по суті є періодичною системою у випадку великої кількості однакових випромінювачів, розташованих на однаковій відстані, слід оптимізувати таким чином, щоб значення активного коефіцієнта відбиття абсолютної більшості елементів знаходилося в певних межах, наприклад, не перевищувало 0,3 (активне значення КСХН < 2) у процесі сканування. Остання умова дає певну гарантію відсутності відомого ефекту «засліплення» АР під час сканування. Відомо, що плоска АР має найбільший коефіцієнт підсилення при рівноамплітудному і синфазному збудженні випромінюючих елементів. Для рівноамплітудного синфазного живлення елементів АР із (2) отримаємо:

$$\dot{\Gamma}_i^{(akm)} = \frac{\dot{b}_i}{\dot{a}_i} = \sum_{k=1}^n \dot{S}_{ik} \quad (3)$$

Ясно, що адекватне моделювання поведінки випромінювача у складі АР повинно проводитись із урахуванням присутності групи сусідніх випромінювачів. Із (2), (3) видно, що помітний вплив на даний випромінювач з боку групи інших буде мати місце, якщо значення відповідних коефіцієнтів передачі S -матриці (коефіцієнтів зв'язку з даним випромінювачем) буде перевищувати 0,05. При цьому важливу роль будуть грати фази та амплітуди їх збуджуючих хвиль, які змінюються під час сканування променя, або змінні для різних напрямків сканування значення вектору $[\dot{a}_1, \dot{a}_2, \dots, \dot{a}_n]^T$.

Результати чисельного моделювання та висновки. Розглянемо АР (рис. 1), що складається з 9×9 антен Вівальді, збуджених щілинною лінією, із наступними параметрами: довжина щілини, профільованої згідно з експоненціальним законом, $L=20$ мм, періоди АР в H - та E -площинах $d_H=15$ мм, $d_E=15$ мм (половина довжини хвилі для частоти 10 ГГц), розмір апертури $a=13$ мм, ширина зазору регулярного відрізка щілинної лінії $w=0,5$ мм, товщина діелектричних підкладок $t=0,762$ мм, їх діелектрична проникність $\epsilon=2,17$. АР досліджуємо в діапазоні частот 2...12 ГГц. Обчислені методом скінченних різниць у часовій області коефіцієнти зв'язку центрального випромінювача №41 із іншими для частот 10 ГГц та 5 ГГц наведені на рис. 3 а, б, відповідно. Оскільки АР практично симетрична відносно центрального елемента, то на рис.3 наведені данні лише для однієї чверті елементів АР.

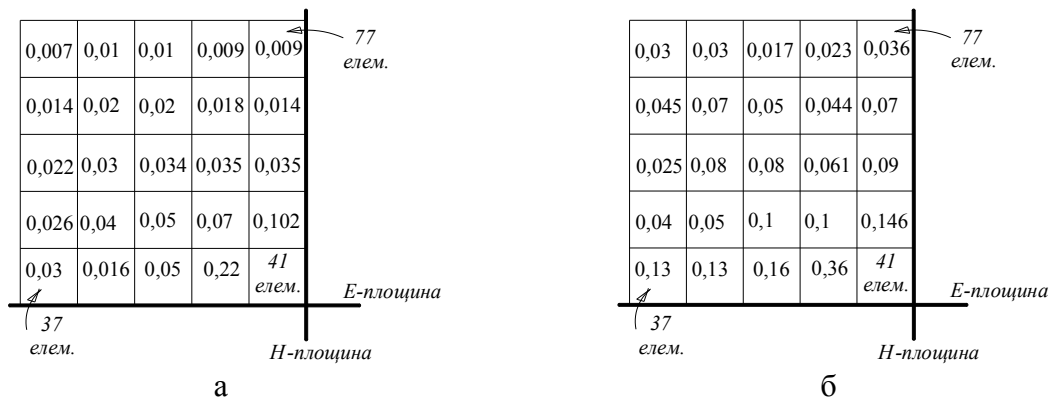


Рис. 3. Значення коефіцієнтів зв'язку S -матриці елементів АР із центральним 41-м елементом, пораховані для частот: а - 10 ГГц; б - 5 ГГц.

На рис. 4 наведено частотні залежності пасивного коефіцієнта відбиття центрального елемента у складі АР разом із частотними залежностями активного коефіцієнта відбиття центрального елемента і елементів за номерами 38 та 68 (рис. 1а) для двох режимів: а) синфазного і рівноамплітудного збудження АР для орієнтації променя по нормалі до площини АР; б) рівноамплітудного збудження АР с таким фазуванням елементів, що

промінь відхилений на 30° в E -площині. Вибір 38-го та 68-го елементів у представленні результатів не є випадковим, оскільки ці елементи не є крайовими, з одного боку, і не можуть вважатися центральними, з іншого.

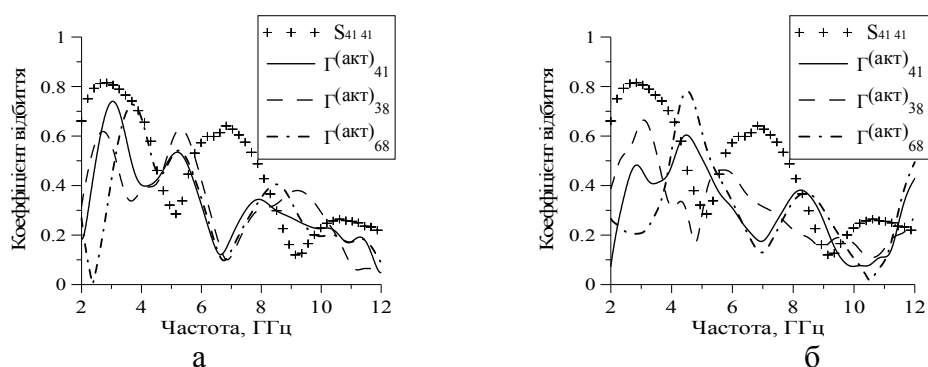


Рис. 4. Частотні залежності коефіцієнтів відбиття деяких елементів АР:
 а - режим синфазного збудження елементів; б - відхилення променя на 30° в E -плоск.

Аналіз чисельних результатів дозволив зробити загальні висновки.

1. Електромагнітний зв'язок між ПЩА вибраної довжини у складі АР сильніший у E -, ніж у H -площині. Цей зв'язок зростає при зменшенні робочої частоти або розміру випромінювачів по відношенню до довжини хвилі.

2. У двовимірних скануючих НШС АР з високою щільністю розташування елементів і, відповідно, сильним міжелементним електромагнітним зв'язком пасивні коефіцієнти відбиття сильно відрізняються від активних, особливо на нижніх частотах робочого діапазону. За умови рівноамплітудного збудження випромінювачів значення активних коефіцієнтів відбиття можуть бути як значно менші за пасивні, так і, навпаки, значно більші. Наприклад, в розглянутому випадку (рис.4) для більшості частот $\Gamma^{(акт)}_{41} < S_{41,41}$. Тобто, елемент, пасивний коефіцієнт відбиття якого високий, у складі активної решітки має значно менше відбиття та більш широку робочу смугу частот. Крім того, при зміні фазових співвідношень із метою сканування, активний коефіцієнт відбиття також змінюється у широких межах. Наші розрахунки декількох подібних електродинамічних структур показують, що в АР із сильним міжелементним зв'язком немає сенсу добиватися дуже малих значень пасивних коефіцієнтів відбиття окремих випромінювачів у потрібній смузі частот. Навпаки, їх треба обов'язково розглядати та оптимізувати разом із групою оточуючих випромінювачів. Тоді задача оптимізації геометрії випромінювача для великих скануючих АР зводиться до задачі оптимізації центрального елемента відносно невеликої антенної підрешітки. При цьому збуджувати всі елементи доцільно з такими фазами, які дають змогу отримати сканування променя в потрібному секторі кутів. Тоді для кожного напрямку головного променя буде своя характеристика активного коефіцієнта відбиття центрального елемента. Тобто, кожна геометрія центрального випромінювального елемента буде характеризуватися ансамблем частотних характеристик активного коефіцієнта відбиття. Очевидно, задача стає найбільш складною, коли треба отримати сканування променем одночасно у

двох площинах. Тоді мінімально необхідна кількість наборів амплітудно-фазових співвідношень $[\dot{a}_1, \dot{a}_2, \dots, \dot{a}_n]^T$, які слід брати до уваги під час розрахунків активного коефіцієнта відбиття центрального елемента підрешітки, може різко зрости.

3. Відомо, що для оптимізації геометрії елемента АР у складі великих решіток можна користуватися теоремою Флоке, яка, по суті, розглядає окремих випромінювач як період нескінченної електродинамічної структури. Такий підхід різко зменшує час розрахунків і необхідні вимоги до комп'ютерних систем. Однак, у часовій області застосування теореми Флоке дозволяє лише оптимізувати випромінювач у складі синфазної рівноамплітудної АР, а зміна характеристик відбиття елементів при скануванні залишається поза увагою. Якщо використати підхід п.2, то для створення якісної скануючої в двох ортогональних площинах АР доцільно обмежити розмір досліджуваної антенної підрешітки, користуючись критерієм, що елемент слід брати до уваги, коли значення його коефіцієнтів зв'язку із центральним елементом більше 0,05. Тоді отримаємо: для адекватного моделювання центрального ПЩА у складі антенної підрешітки на частоті 10 ГГц до нього необхідно додати з боків не менше 2 елементів в E -площині, і, як мінімум, 1 елемент у H -площині. Для моделювання центрального елемента на частоті 5 ГГц (елементи розташовані на відстані $0,25\lambda$) необхідно додати до нього з боків як мінімум 4 таких самих випромінювачів у E -площині та 2 випромінювачі в H -площині. Тобто, для частоти 10 ГГц слід розглядати центральний елемент у складі підрешітки, яка складається з 5×3 елементів, а для частоти 5 ГГц (або у діапазоні 5...10 ГГц) у кращому випадку 9×5 елементів.

4. Очевидно, що в АР скінченних розмірів крайові елементи працюють в іншому режимі ніж середні. Тому характеристики відбиття крайових елементів значно відрізняються. Крім того, якщо взаємний зв'язок між елементами сильний, до групи крайових елементів слід віднести і елементи, що розташовані на 1, 2 або більше періодів d_H , d_E від краю в сторону центра решітки. Для частоти 10 ГГц до крайових слід віднести як мінімум 2 крайніх елемента як в E -, так і в H -площині. Для частоти 5 ГГц характеристики мінімум 3...4 крайніх елементів в обох площинах будуть відрізнятися від характеристик центрального елемента. Це призводить до того, що в двовимірних мультиоктавних АР, побудованих на основі 16×16 ПЩА і менше, характеристики більшості елементів АР будуть відрізнятися від центральних і крайові елементи будуть у значній мірі визначати характеристики випромінювання.

Література

1. Chio T., Schaubert D. Parameter study and design of wide-band widescan dual-polarized tapered slot antenna arrays // IEEE Trans. AP, V. 48, No 6, June, 2000, pp.879–886.
2. Holter H., Chio T.H. Experimental study of 144 element dual-polarized endfire tapered slot phased array // IEEE Trans. on AP, Vol.48, No11, 2000, pp. 1707-1718.
3. Wyllie C., Lewis G. Dual-polar Vivaldi antennas for phased arrays with wide angle scanning // Proc. 11th Intern. Conf on Antennas and Propagation, April, 2001, pp.672-676.
4. Gibson P. The Vivaldi aerial//Proc.9th Eur. Microw. Conf, England,1979, pp.101–105.

Мартинюк С.Є., Василенко Д.О. Дослідження міжелементного зв'язку в ультраширокополосній скануючій антенній решітці з 9×9 профільованих щілинних випромінювачів. Представлено результати числового дослідження методом скінченних різниць у часовій області взаємного впливу між центральним та іншими випромінювальними елементами в ультраширокополосній двовимірній скануючій антенній решітці, що складена з 9×9 планарних щілинних елементів з експоненціальним профілем щілин. Надані рекомендації щодо практичного проектування.

Ключові слова: профільовані щілинні антени, антенні решітки, антени Вівальді.

Мартынюк С.Е., Василенко Д.А. Исследование межэлементной связи в ультраширокополосной сканирующей антенной решетке из 9×9 профилированных щелевых антенн. Представлены результаты численного исследования методом конечных разностей во временной области взаимного влияния между центральным и другими излучающими элементами в ультраширокополосной двумерной сканирующей антенной решетке, которая состоит из 9×9 планарных щелевых элементов с экспоненциальным профилем щелей. Даны рекомендации относительно проектирования таких решеток.

Ключевые слова: щелевая антенна, антенная решетка, антенна Вивальди.

Martyniuk S.Y., Vasylenko D.O. Analysis of the mutual coupling effects in the ultra wideband antenna array from 9×9 tapered slot radiators. Mutual coupling effects between the central and other elements in the ultra wideband two-dimensional scanning antenna array, which consists of 9×9 tapered slot antennas with an exponential profile, are investigated and discussed.

Key words: tapered slot antenna, antenna array, Vivaldi antenna.

УДК 621.372.543

ЧИСЕЛЬНЕ ПЕРЕТВОРЕННЯ ГІЛБЕРТА ДЛЯ КРИСТАЛОПОДІБНИХ СТРУКТУР

Нелін Є. А., Імамов В. О.

Фізико-технічні принципи штучних наноструктур базуються на природних структурах і ефектах, що в них спостерігаються. Фундаментальні природні зв'язки існують як для новітніх, так і попередніх технічних розробок. Таким є зв'язок активної і реактивної складових частотних характеристик перетворенням Гілберта [1,2]. Цей зв'язок обумовлений фізичною реалізованістю в силу принципу причинності. В [3] перетворенням Гілберта отримано фазочастотну характеристику (ФЧХ) кристалоподібної структури (КС) з експериментальної амплітудно-частотної характеристики (АЧХ). Такий підхід дозволяє використовувати більш доступний скалярний аналізатор кіл замість векторного. Перетворення Гілберта має математичні особливості, які призводять до значних помилок при використанні програмно вбудованих засобів чисельного інтегрування, наприклад, у програмі Mathcad. Ще одна особливість, не врахована в [3], пов'язана з періодичністю характеристик КС. В роботі запропоновано алгоритм чисельного перетворення Гілберта, що враховує ці особливості.

Перетворення Гілберта

Для збереження загальності аналізу незалежно від того, які характеристики розглядаються, в [1] уведено системну функцію $h(\omega) = h_1(\omega) + ih_2(\omega)$.