

ТЕХНІКА ТА ПРИСТРОЇ НВЧ ДІАПАЗОНУ. АНТЕННА ТЕХНІКА

УДК 621.372

БАГАТОЕЛЕМЕНТНІ АНТЕНИ НА ЦИЛІНДРИЧНИХ ДІЕЛЕКТРИЧНИХ РЕЗОНАТОРАХ І СМУЖКОВИХ ЛІНІЯХ У ВИПАДКУ ЇХ ОРТОГОНАЛЬНОЇ ВЗАЄМНОЇ ОРІЄНТАЦІЇ

Трубаров І. В., аспірант

*Національний технічний університет України
"Київський політехнічний інститут", м. Київ, Україна*

Вступ. Постановка задачі

Широке застосування у НВЧ-діапазоні знайшли діелектричні резонаторні антени (ДРА), які живляться мікросмужковою лінією, а у якості випромінюючого елемента використовується діелектричний резонатор (ДР) циліндричної форми. Для таких антен були запропоновані дві основні схеми збудження: через щілину у заземленій площині смужкової лінії [1], та безпосереднє розміщення циліндричного ДР на діелектричній підкладці несиметричної смужкової лінії (НСЛ) поряд із смужкою [2]. В обох випадках ДР розміщується так, що вісь його симетрії перпендикулярна заземленій площині НСЛ. Запропонований у [3] спосіб збудження, названий ортогональним, відрізняється тим, що вісь симетрії циліндричного ДР при цьому належить заземленій площині. У [4] було досліджено частотні характеристики багатоелементних систем ДР, розміщених ортогонально відносно НСЛ. Не дослідженими залишаються випромінювальні характеристики антен з даним способом збудження.

Метою даної роботи є вивчення характеристик спрямованості решіток ДР, розміщених ортогонально відносно живлячої НСЛ. Сутність дослідження полягає в апроксимації поля одного елемента випромінювання та подальшому порівнянні характеристик спрямованості, отриманих з аналітичних виразів (з урахуванням апроксимації), із результатом математичного моделювання невеликих за розміром решіток методом кінцевих елементів (МКЕ). Метою порівняння є підтвердження адекватності аналітичних виразів для характеристик спрямованості таких антен. Після цього є можливим вивчення діаграм спрямованості даних антен для будь-якої кількості елементів, що також є задачею даного дослідження.

Конструкція одноелементного випромінювача та його діаграми спрямованості

На рис. 1, а зображено конструкцію одноелементного випромінювача за ортогонального розміщення ДР відносно НСЛ. Поряд із смужкою НСЛ

(розімкнутий відрізок лінії) виконується отвір прямокутного перерізу, у якому встановлюється циліндричний ДР. У системі координат, зображеній на рис. 1, вісь симетрії розміщеного в отворі ДР належатиме площині xz і буде паралельною вісі x . З метою максимального придушення паразитного випромінювання розміри співпадають із перерізом ДР, тобто $A=2r_0$, $B=L$ (рис. 1, а). За такої конструкції половина об'єму ДР знаходиться у лінії, а інша половина – ззовні лінії. На рис. 1, а A_s – довжина шлейфу ($A_s=\lambda_g/4$, де λ_g – довжина хвилі у лінії на резонансній частоті ДР), що відповідає максимальному узгодженню антени із живлячим трактом. Після встановлення ДР (або декількох ДР у випадку антенної решітки), конструкція доповнюється екрануючим боксом – корпусом антени. Таким чином, у такій антені з відкритим простором буде зв'язаний лише ДР, решта ж конструкції буде екранована корпусом антени. Загальний вигляд одноелементної антени зображений на рис. 1, б.

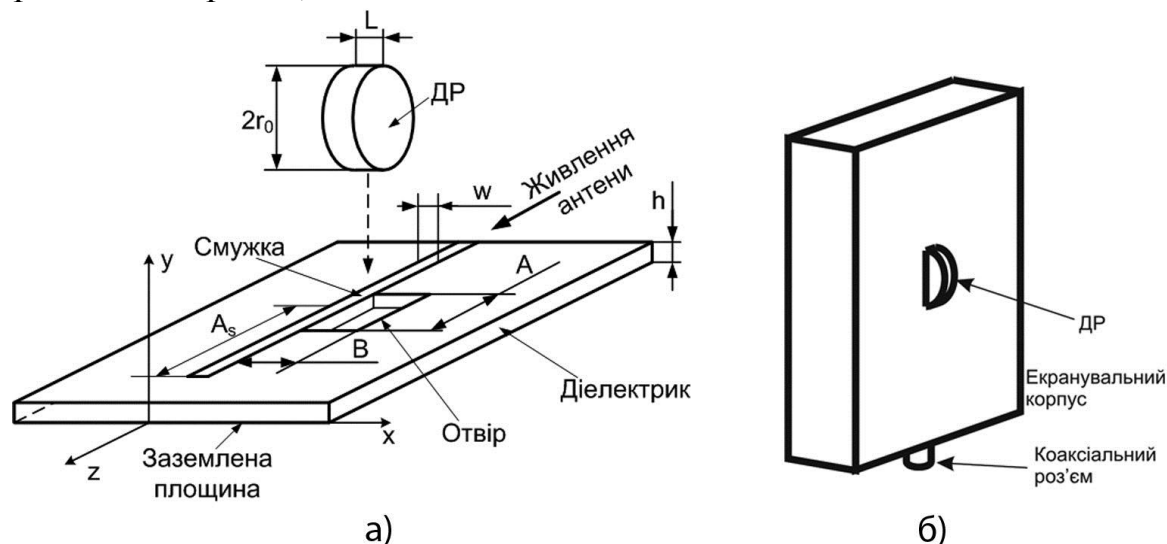


Рис. 1. Конструкція (а) та зовнішній вигляд (б) одноелементної антени

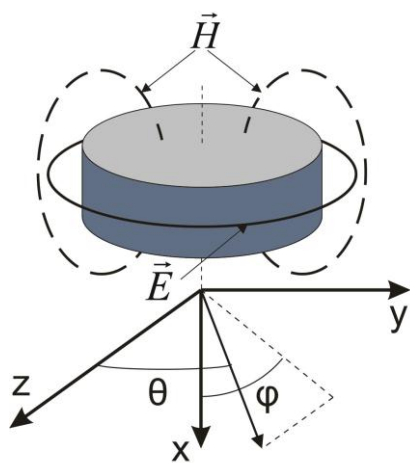


Рис. 2. Поле основної $H_{10\delta}$ -моди циліндричного ДР

При збудженні ДР використовується його основна магнітна мода: $H_{10\delta}$. Силові лінії електричного та магнітного полів даної моди зображені на рис. 2. Поле коливань у даному випадку азимутально однорідне, а сам ДР уподібнюється елементарному магнітному диполю із магнітним моментом, що належить вісі симетрії резонатора.

З рис. 2 видно, що за вищевказаного розміщення ДР у лінії заземлена площина НСЛ не збуджує поля ДР, оскільки вектор напруженості електричного поля власних коливань буде нормальним до неї (на

рис. 2 заземлена площина НСЛ співпадає із площиною xz). Таким чином, ДР у лінії залишається подібним до елементарного магнітного диполя. Однак, кінцеві розміри корпусу деформують діаграму спрямованості антени подібно до того, як деформується діаграма спрямованості щілини у екрані скінченних розмірів [5].

На рис. 1 та рис. 2 зображено систему координат, що використовується у роботі, та прив'язану до неї сферичну систему координат, у якій будуються діаграми спрямованості антен.

Як видно з рис. 2, конфігурація поля та конструкція антени (рис. 1) чітко визначають поляризацію антени. Площина yz є E -площиною, площина xz – H -площиною. Основна частина випромінювання знаходиться у півпросторі $y < 0$. З огляду на це, вимірювання та розрахунки характеристики спрямованості проводилися у двох взаємно-перпендикулярних площинах для наступних значень аргументів:

- E -площина: $\varphi = 270^\circ, \theta = 0 \dots 180^\circ$;
- H -площина: $\varphi = 180 \dots 360^\circ, \theta = 90^\circ$.

Було проведено моделювання одноелементного випромінювача методом кінцевих елементів [6]. У результаті було отримано діаграми спрямованості одноелементної антени, зображені на рис. 3.

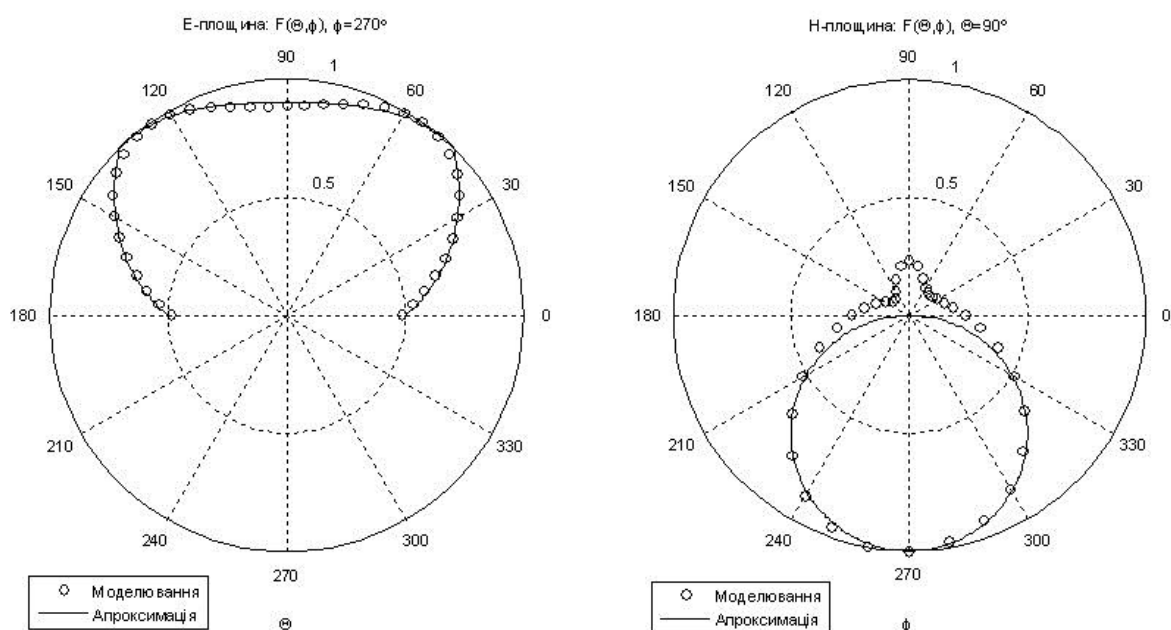


Рис. 3. Діаграми спрямованості одноелементної антени у E - та H -площинах

У E -площині діаграму спрямованості $F(\theta)$ було апроксимовано наступною функцією:

$$F_E(\theta) = \begin{cases} \frac{f(\theta_1) - 0.5}{\theta_1} \cdot \theta + 0.5, & \text{якщо } \theta < \theta_1, \\ f(\theta), & \text{якщо } \theta_1 \leq \theta \leq \theta_2, \\ \frac{0.5 - f(\theta_2)}{\pi - \theta_2} \cdot (\theta - \theta_2) + f(\theta_2), & \text{якщо } \theta > \theta_2, \end{cases} \quad (1)$$

$$\text{де } f(\theta) = (1 - \alpha) - \alpha \cos 4\theta, \quad \alpha = 0.05, \quad \theta_1 = \frac{\pi}{4}, \quad \theta_2 = \frac{3\pi}{4}.$$

У H -площині діаграму спрямованості $F(\varphi)$ було апроксимовано наступною функцією:

$$F_H(\varphi) = \begin{cases} 0, & \text{якщо } 0 < \varphi < \pi, \\ |\sin \varphi|, & \text{якщо } \pi \leq \varphi \leq 2\pi. \end{cases} \quad (2)$$

На рис. 3 поряд із діаграмами спрямованості, отриманими при моделюванні антени, нанесені значення апроксимуючих їх функцій.

Діаграми спрямованості багатoeлементних антен

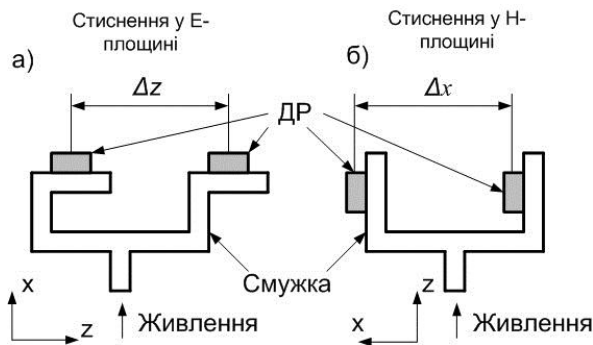


Рис. 4. Схеми побудови решіток із стисненням діаграми спрямованості у E - (а) та H -площині (б)

Розглянемо антенні решітки, які представляють собою декілька ДР, що живляться синфазно і рознесені на відстань $\lambda/2$ (λ — довжина хвилі у вільному просторі на резонансній частоті ДР). На рис. 4 зображено схеми розміщення ДР у решітці для стиснення у E - та H -площині ($\Delta z = \Delta x = \lambda/2$).

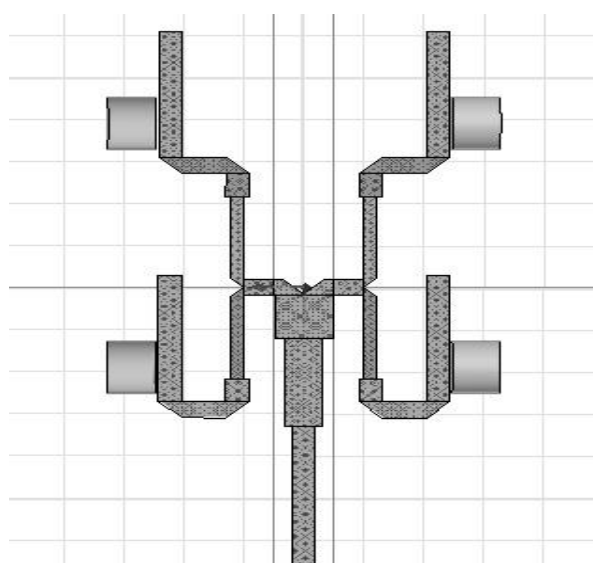


Рис. 5. Антенна решітка 2x2

Використовуючи схеми живлення, представлені на рис. 4, можна формувати плоскі решітки, досягаючи необхідних значень ширини головної пелюстки діаграми спрямованості. На рис. 5 зображено антенну решітку 2x2 ДР. Параметри ДР даної антени наступні: висота ДР $L = 8 \text{ мм}$, діаметр ДР $2r_0 = 12.5 \text{ мм}$, відносна діелектрична проникність матеріалу ДР: $\epsilon = 81$, резонансна частота ДР: $f_0 = 2.59 \text{ ГГц}$. Параметри живлячої лінії: хвильовий опір $Z = 50 \Omega$, висота діелектричної підкладки

$h=1.2\text{мм}$, ширина смужки НСЛ: $w=3.8\text{мм}$, відносна діелектрична проникність матеріалу підкладки $\epsilon_r=2.1$. Довжина шлейфу: $A_s=21.8\text{мм}$. Міжрезонаторні відстані у решітці: $\Delta z=\Delta x=\lambda/2=58\text{мм}$.

Було проведено чисельне моделювання антени, зображеної на рис. 5, методом кінцевих елементів, у результаті якого було отримано діаграми спрямованості решітки. Для розрахунку діаграми спрямованості, використовуючи апроксимуючі функції для поля випромінювання одного елемента (1) і (2), слід помножити множник решітки [7] на функції (1) і (2). Тоді характеристика спрямованості плоскої решітки ДР визначатиметься виразом:

$$F(\theta, \varphi) = \frac{1}{NM} \cdot \frac{\sin\left(N \frac{k\Delta x}{2} \sin\theta \cos\varphi\right)}{\sin\left(\frac{k\Delta x}{2} \sin\theta \cos\varphi\right)} \cdot \frac{\sin\left(M \frac{k\Delta z}{2} \cos\theta\right)}{\sin\left(\frac{k\Delta z}{2} \cos\theta\right)} F_E(\theta) F_H(\varphi), \quad (3)$$

де N, M – відповідно кількість елементів уздовж координат x та z (рис. 4), $k=2\pi/\lambda$ – коефіцієнт поширення у відкритому просторі на резонансній частоті ДР, $F_E(\theta)$ та $F_H(\varphi)$ обчислюються за формулами (1) – (2).

На рис. 6 зображено порівняльні діаграми спрямованості решітки, отримані у результаті чисельного моделювання та з використанням (3).

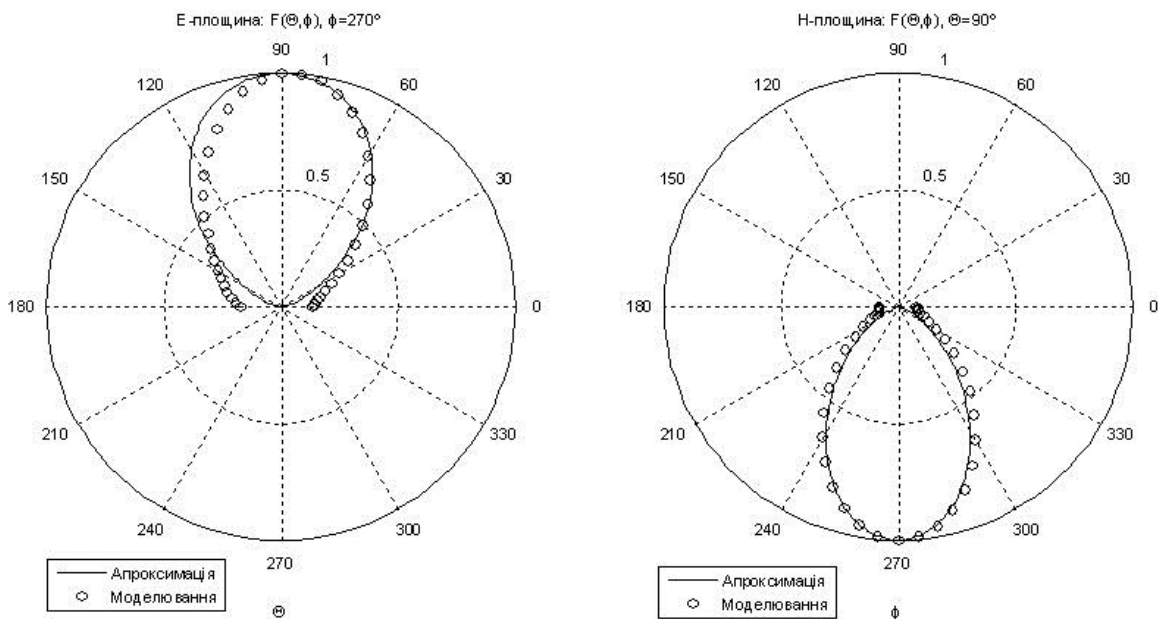


Рис. 6. Діаграми спрямованості решітки 2x2 ДР у E - та H -площинах

Використовуючи (3), можна визначити діаграму спрямованості для будь-якої плоскої прямокутної еквідистантної решітки ДР, розміщених ортогонально відносно НСЛ. Для розрахунку ширини діаграми спрямованості (за рівнем 0.707, тобто половини потужності) необхідно розв'язати рівняння:

- у E -площині: $F(\theta, \frac{3\pi}{2}) = 0.707$, розв'язки θ_1 та θ_2
- у H -площині: $F(\frac{\pi}{2}, \varphi) = 0.707$, розв'язки φ_1 та φ_2 .

Тоді ширина головної пелюстки решітки у E -площині становитиме $\Delta\theta = \theta_2 - \theta_1$, у H -площині – $\Delta\varphi = \varphi_2 - \varphi_1$.

На рис. 7 зображені залежності ширини головної пелюстки решітки від кількості ДР у відповідній площині, у тому числі і для розглянутих вище одноелементної антени (рис. 3) та 4-хелементної антени (рис. 6). Як видно з рис. 7, ширина діаграми спрямованості одноелементної антени становить у E -площині $\Delta\theta = 142^\circ$, у H -площині $\Delta\varphi = 90^\circ$. Видно, що для решітки 4x4 елементи ширина головної пелюстки у E - та H -площинах відрізнятиметься на $\approx 7\%$ (відповідно $\Delta\theta = 27.1^\circ$, $\Delta\varphi = 25.4^\circ$). Пелюстка шириною 10° в обох площинах має місце у решітці 10x10 елементів; габарити такої антени становлять 0.6×0.6 м ($10 \frac{\lambda}{2} = 10 \cdot 0.058 \text{ м} \approx 0.6 \text{ м}$). У той же час габарити такої антени, створеної для частоти 26 ГГц будуть удесятеро меншими, тобто 60×60 мм.

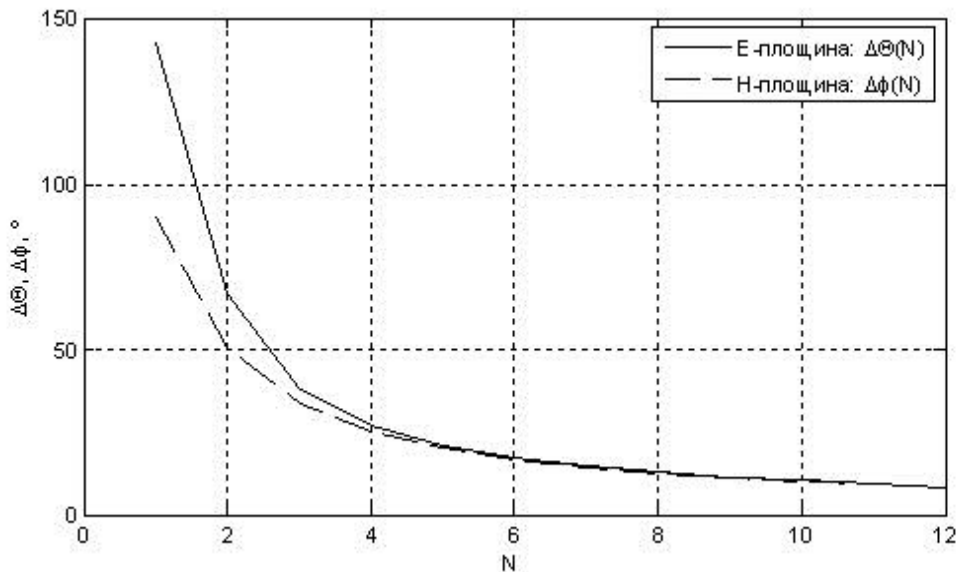


Рис. 7. Залежність ширини головної пелюстки решітки у E - та H -площині від кількості елементів у відповідній площині при $\Delta z = \Delta x = \lambda/2$

Частотні характеристики багатоелементних синфазних антен, описаних вище, співпадають із такими для одноелементної антени і відрізнятимуться лише через варіювання геометричних розмірів решітки у межах технологічних допусків. ККД антен, описаних у роботі становить ≈ 0.8 , ширина смуги пропускання – 34 МГц. Проте ширина смуги пропускання може бути розширеною при використанні ДР із матеріалу з меншою відносною діелектричною проникністю. Вибір ДР залежить від вхідних даних

для розрахунку антени та являє собою окреме питання.

Висновки

Циліндричний ДР, розміщений ортогонально відносно живлячої НСЛ, є ефективним випромінювачем із шириною головної пелюстки діаграми спрямованості 142° у E -площині та 90° у H -площині. Зведення таких випромінюючих елементів у решітку дозволяє звужувати до необхідного рівня головну пелюстку діаграми спрямованості без впливу на частотні та енергетичні характеристики антени.

Для визначення діаграми спрямованості решітки ДР достатньо визначити (наприклад, за допомогою чисельного моделювання) діаграму спрямованості одного елемента, тоді характеристика спрямованості визначатиметься його добутком на множник решітки. Проведене у роботі співставлення результатів чисельного моделювання та розрахунків діаграм спрямованості за аналітичними виразами підтвердило адекватність останніх.

Описані у роботі решітки ДР найдоцільніше використовувати у верхній частині сантиметрового та міліметрового діапазонах хвиль. На цих частотах такі антени суміщуватимуть енергетичну ефективність (оскільки випромінюючими елементами є діелектричні тіла і втрати у металі у таких антенах обмежуються тільки провідними елементами НСЛ), невеликі габаритні розміри та вузькі діаграми спрямованості.

Література

1. K. W. Leung, M. L. Poon, W. C. Wong, K. M. Luk and E. K. N. Yung, "Aperture-coupled dielectric resonator antenna using a stripline feed," *Microw. and Opt. Techn. Lett.*, vol. 24, No. 2, pp. 120-121, Jan. 2000
2. R. A. Kranenburg and S. A. Long, "Microstrip transmission line excitation of dielectric resonator antennas", *Electron. Lett.*, vol. 24, pp. 1156-1157, Sept. 1988
3. Трубаров И. В. Коэффициент связи цилиндрического диэлектрического резонатора с несимметричной полосковой линией с ортогональной взаимной ориентацией // *Вісник Національного технічного університету України "Київський політехнічний інститут"*. Серія – Радіотехніка. Радіоапаратуробудування. – 2011. – Вип. 44. – с. 97 – 104.
4. Трубаров И. В. Коэффициент передачи системы цилиндрических диэлектрических резонаторов, связанных с несимметричной полосковой линией // *Вісник Національного технічного університету України "Київський політехнічний інститут"*. Серія – Радіотехніка. Радіоапаратуробудування. – 2011. – Вип. 45. – с. 100 – 107.
5. Фрадин А. З. Антенны сверхвысоких частот. М.: Сов. Радио. – 1957. – 652 с.
6. Банков С. Е., Курушин А. А. Расчет антенн и СВЧ структур с помощью HFSS Ansoft – М.: ЗАО «НПП «Родник», 2009. – 256 с.
7. Марков Г. Т., Сазонов Т. М. Антенны. Учебник для радиотехнических специальностей вузов. – М.: Энергия. – 1975. – 528 с.

Трубаров И. В. Багатоелементні антени на циліндричних діелектричних резонаторах і смужкових лініях у випадку їх ортогональної взаємної орієнтації. Описано конструкцію одноелементної антени, у якій випромінюючим елементом є циліндричний діелектричний резонатор, розміщений ортогонально відносно живлячої несиметричної смужкової лінії. Проведено її чисельне моделювання та визначено функції,

апроксимуючі її діаграми спрямованості. Запропоновано схеми живлення решіток діелектричних резонаторів для звуження діаграми спрямованості у Е- та Н-площинах. Проведено чисельне моделювання решітки 4x4 елементи та виконано співставлення отриманих діаграм спрямованості із розрахованими аналітично. Побудовано графік залежності ширини головної пелюстки діаграми спрямованості решіток діелектричних резонаторів у Е- та Н-площинах від кількості резонаторів у відповідних площинах.

Ключові слова: діелектричний резонатор, НВЧ, несиметрична смужкова лінія, антена, антенна решітка, діаграма спрямованості, поляризація.

Трубаров И. В. Многоэлементные антенны на цилиндрических диэлектрических резонаторах и полосковых линиях в случае их ортогональной взаимной ориентации. Описана конструкция одноэлементной антенны, у которой излучающим элементом является цилиндрический диэлектрический резонатор, размещенный ортогонально относительно питающей несимметричной полосковой линии. Проведено ее численное моделирование и определены функции, аппроксимирующие ее диаграммы направленности. Предложены схемы питания решеток диэлектрических резонаторов для сужения диаграммы направленности в Е- и Н-плоскостях. Проведено численное моделирование решетки 4x4 элемента и выполнено сопоставление полученных диаграмм направленности с рассчитанными аналитически. Построен график зависимости ширины главного лепестка диаграммы направленности решеток диэлектрических резонаторов в Е- и Н-плоскостях от количества резонаторов в соответствующих плоскостях.

Ключевые слова: диэлектрический резонатор, СВЧ, несимметричная полосковая линия, антенна, антенная решетка, диаграмма направленности, поляризація.

Trubarov I. V. Multi-Element Antennas Based on Cylindrical Dielectric Resonators and Microstrip Lines in Case of Their Orthogonal Mutual Orientation. The design of a single-element antenna, where cylindrical dielectric resonator, which is located orthogonally relative to feeding microstrip line, is used as radiating element, is described. There have been performed the numerical analysis of it and defined the functions approximating its directivity patterns. The schemes of feeding arrays of dielectric resonators for narrowing directivity patterns in E- and H-planes are proposed. The numerical analysis of antenna array 4x4 elements was performed and comparison of gained directivity patterns with ones calculated from analytical expressions was made. The graph of dependence of width of the main lobe in E- and H-planes for arrays of dielectric resonators versus the number of resonators in corresponding planes was plotted.

Keywords: dielectric resonator, microwave, microstrip line, antenna, antenna array, directivity pattern, polarisation.