

- Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering. 2003. V. 13. P.136 - 147.
4. Beine C. Einsatz künstlicher neuronaler Netze bei der Analyse und Synthese planarer Patchantennen für den Mobilfunk. Inst.f. HF-Technik. Diplomarbeit, Ruhr-Universitaet Bochum, 1999.
 5. Guney K., Sarikaya N.A Hybrid Method Based on Combining Artificial Neural Network and Fuzzy Inference System for Simultaneous Computation of Resonant Frequencies of Rectangular, Circular, and Triangular Microstrip Antennas // IEEE Transactions on Antennas and Propagation.— 2007.— Vol. 55.— P. 659-668.
 6. Yildiz C., Turkmen M. Very accurate and simple CAD models based on neural networks for coplanar waveguide synthesis // International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering.— 2005.— Vol. 15.— P. 218-224.
 7. Burrascano P., Fiori S., Mongiardo M. A review of artificial neural networks applications in microwave computer-aided design // International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering.— 1999.— Vol. 9.— P. 158-174.
 8. Kim Y., Keely S., Ghosh J., Ling H. Application of artificial neural networks to broadband antenna design based on a parametric frequency model // IEEE Transactions on Antennas and Propagation.— 2007.— Vol. 55.— P. 669-674.
 9. Fedi G., Manetti S., ets. FEM-trained artificial neural networks for the analysis and design of cylindrical posts in a rectangular waveguide//Electromagnetics. 2002.№4. P.323-330.
 10. Haykin S. Neural Networks: A Comprehensive Foundation. – Prentice Hall PTR Upper Saddle River. – New York, 1994.
 11. Baum E., Haussler D. What size net gives valid generalization? // Neural Computation. – 1990. – №1. – P. 151- 160.
 12. Williams R. Inverting a connectionist network mapping by backpropagation of error// Proc.8th Annu.Conf.Cognitive Sc. Soc., Hillsdale, NJ:Lawrence Erlbaum, 1986, P.859–865
 13. Linden A., Kindermann J. Inversion of multilayer nets // Proc. Int. Joint Conf. Neural Networks, Washington, DC, 1989, P. 425-430.
 14. Rahmat-Samii Y., Michielssen E. Electromagnetic optimization by genetic algorithms. – J. Wiley. – New York, 1999.
 15. Vasylenko D. O., Dubrovka F. F., Edenhofer P. Contour optimization of a planar broadband dipole using genetic algorithms // Int. Conf. on Antenna Theory and Techniques, September 2007, P. 247-249.

Ключові слова: антени, НВЧ пристрої, методи розрахунку антен та НВЧ пристроїв	
Дубровка Ф.Ф., Василенко Д.А.	Dubrovka F.F., Vasylenko D.O.
Нейронно-генетический метод синтеза антенн и устройств СВЧ	Neural-genetic method for synthesis of antennas and microwave devices
Предложен синтез антенн и устройств СВЧ, в котором моделирование объекта осуществляется с помощью искусственных нейронных сетей, а собственно синтез осуществляется инверсией искусственной нейронной сети с помощью генетического алгоритма.	A neural-genetic concept is proposed for synthesis of antennas and microwave devices. A device to be optimized is modeled by artificial neural networks and synthesis is made by genetic algorithm based inversion of the artificial neural networks.

УДК 621.372

МОДЕЛЮВАННЯ ПОЛЯ АНТЕННОЇ РЕШІТКИ НА ЦИЛІНДРИЧНИХ ДІЕЛЕКТРИЧНИХ РЕЗОНАТОРАХ

Трубін О.О., Трубаров І.В.

Викладено загальну методику аналітичного розрахунку полів систем діелектричних резонаторів. Розглянуто пласку решітку з 5-ти діелектричних резонаторів, наведено теоретичні і експериментальні результати моделювання її характеристик.

Вступ

Актуальність дослідження можливостей використання діелектричних резонаторів (ДР) в антенній техніці зумовлена освоюванням все більш ви-

соких діапазонів частот, де властивості металів віддаляються від властивостей ідеального провідника, вносячи значні втрати. У цій статті наведені основи методики опису полів систем ДР (СДР) та результати дослідження плоскої решітки з п'яти ДР.

1. Методика аналітичного розрахунку поля систем ДР

Відомо [1], що поле СДР можна однозначно визначити, обчисливши коефіцієнти зв'язку між собою, відкритим простором та фідером [2]. Вирази для коефіцієнтів зв'язку однотипних ДР наведені в [1]. Будемо вважати, що коефіцієнти зв'язку обчислені і для певної системи N ДР складають матрицю $N \times N$, яку назвемо K . Далі необхідно розв'язати задачу на власні коливання СДР, що розглядається. Нехай λ – вектор власних чисел матриці K , а B – матриця, стовпці якої є власні вектори K , розмінені у порядку відповідності власним числам в λ . Тоді елементи матриці B – амплітуди власних коливань СДР. Розв'язавши задачу про власні коливання системи, необхідно далі розв'язати задачу про розсіяння хвиль на системі.

У [2] показано, що шукані амплітуди власних коливань СДР a_k можна знайти з визначених співвідношень. Приведемо їх для випадку, коли лише один резонатор (1-ий за нумерацією) зв'язаний із хвилеводом, який є фідером для системи, що розглядається:

$$a_k = \frac{|C_k|}{Q_k(f) \cdot |B|}, Q_k(f) = \frac{f}{f_0} + 2iQ^D \left(\frac{f}{f_0} - 1 - \frac{\lambda_k}{2} \right),$$

$$C_{kj} = \begin{cases} B_{ij}, & \text{якщо } j \neq k, \\ k_{wave}, & \text{якщо } j = k \wedge i = 1, \\ 0, & \text{якщо } j = k \wedge i \neq 1, \end{cases}$$

де $i, j = \overline{1, N}$, k_{wave} – коефіцієнт зв'язку 1-ого резонатора з хвилеводом; f_0 – частота коливань основної моди резонатора; f – частота; $Q^D = 1/\text{tg } \delta$ – добротність резонатора ($\text{tg } \delta$ – тангенс діелектричних втрат).

Далі, нехай $\vec{e}_s^\infty, \vec{h}_s^\infty$ – поле s -ого парціального ДР у дальній зоні (для циліндричних і сферичних ДР воно знайдено в [2]). Тоді поле усєї системи будемо шукати у вигляді:

$$\vec{E} = \vec{E}^+ + \sum_{k=1}^N A_k \vec{e}_k^\infty, \vec{H} = \vec{H}^+ + \sum_{k=1}^N A_k \vec{h}_k^\infty,$$

де A_s – амплітуда вимушених коливань s -ого парціального ДР системи, яка обчислюється із співвідношення: $A_s = \sum_{k=1}^N a_k B_{ks}$.

Таким чином, ми послідовно розв'язали задачі про власні коливання системи, задачу про розсіяння та знайшли амплітуди вимушених коливань системи. Діаграму спрямованості можемо знайти подібно до того, як описано в [3], із виразу:

$$F(\theta, \varphi) = f(\theta, \varphi) \cdot \sum_{s=1}^N A_s \exp\{i \cdot k_0 \cdot (\sin \theta \cdot \cos \varphi \cdot x_s + \sin \theta \cdot \sin \varphi \cdot y_s + \cos \theta \cdot z_s)\},$$

де $f(\theta, \varphi)$ – діаграма спрямованості резонатора у відкритому просторі (наведено у [2]); k_0 – хвильове число у вільному просторі; x_s, y_s, z_s – декартові координати s -ого резонатора системи.

2. Дослідження пласкої решітки з п'яти ДР

Вивчалась пласка решітка з циліндричних ДР діаметром 10,17 мм і висотою 2,41 мм. Як фідер застосовувався прямокутний хвильовід перерізом 58x25 мм. Вид на систему зверху наведено на рис. 1.

ДР 1 заглиблений у розкрив хвильоводу наполовину. Розкрив закритий металеву пластину, що має прямокутний отвір, у який і заглиблений ДР 1.

Таким чином, від закритого пластинною торця хвильоводу будуть відбиватися хвилі усіх частот, окрім резонансної частоти СДР. Хвилі даної частоти будуть випромінюватись системою у відкритий простір.

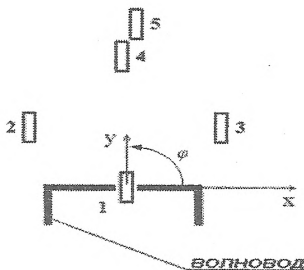


Рис. 1. Система ДР

На рис. 2 представлені теоретична і експериментальні частотні залежності коефіцієнта відбивання за потужністю $R(f)$ від закороченого торця хвильоводу заглибленим в екран ДР 1. Як видно, на резонансній частоті системи потужність, яка подається, не відбивається, а випромінюється решіткою у відкритий простір.

На рис. 3. представлена теоретична частотна залежність коефіцієнту пропускання системи, що вивчається.

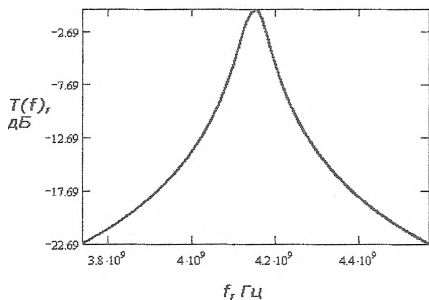


Рис. 2.

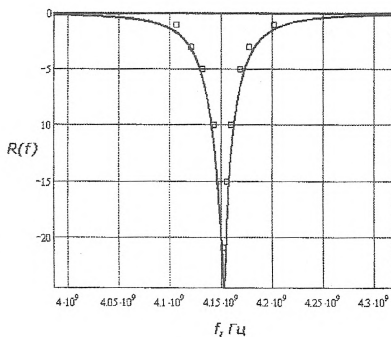


Рис. 3.

Смуга пропускання системи, виміряна з рис. 3 по рівню -3 дБ, складає 60 МГц. На рис. 4 представлені нормовані діаграми спрямованості антени у різних площинах (вісь z на рис. 1. спрямована на спостерігача, кут θ відраховується від неї, кут φ – від вісі x). дані діаграми спрямованості мають місце на резонансній частоті f_0 . Як видно з рис. 4, максимум випромінювання має місце на напрямках, перпендикулярних площині решітки.

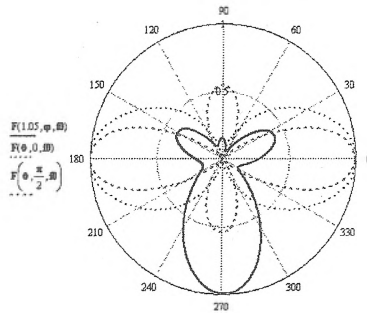


Рис. 4.

Висновки

Антенна решітка з однотипних циліндричних ДР є вузькосмуговою та малоспрямованою. Відносна смуга пропускання решітки склала 1,4% що незадовільно. Причиною цього може бути та обставина, що решітка складається з однотипних ДР (які розміщені на достатній відстані один від одного), а сам ДР – високодобротний елемент.

Для прибирання слабкої спрямованості антени можна збільшувати кількість ДР решітки та їх конфігурацію, а для виключення вузькосмуговості можна змінювати конфігурацію решітки, а також включати до неї ДР різних геометричних розмірів і форм.

Література

1. Трубин О.О., Шмиглюк Г.С. Моделирование параметров антенной решётки на цилиндрических диэлектрических резонаторах// Вісник Національного технічного університету України "КПІ". Серія – Радіотехніка. Радіоапаратуробудування. – 2006. №33. С. 101-108.
2. Ильченко М.Е., Трубин А.А.. Электродинамика диэлектрических резонаторов. – Киев: Наукова думка, 2004. – 265 с.
3. Ерохин Г.А., Чернышев О.В., Козырев Н.Д., Кочержевский В.Г. Антенно-фидерные устройства и распространение радиоволн. – М.: Горячая линия – Телеком, 2004. – 491 с.

Ключові слова: діелектричний резонатор, антена, антенна решітка	
Трубин А. А., Трубаров И. В.	Trubin A. A., Trubarov I. V.
Моделирование поля антенной решетки на цилиндрических диэлектрических резонаторах	The antenna lattice on cylindrical dielectric resonators field modeling
Изложена общая методика аналитического расчета полей систем диэлектрических резонаторов. Рассмотрена плоская решетка из 5-ти диэлектрических резонаторов, приведены теоретические и экспериментальные результаты моделирования ее характеристик.	The general principles of analytical computing of cylindrical dielectric resonators system field is stated. The 5 dielectric resonators' plane lattice is considered, the theoretical and experimental results of its characteristics' modeling are given.