

## ДІЕЛЕКТРИЧНІ РЕЗОНАТОРНІ АНТЕНИ

(Представлено д.т.н., проф. Манойловим В.П.)

*Запропоновано й експериментально перевірено методику розрахунку високоефективних циліндричних діелектричних резонаторних антен (ДРА), що є важливим елементом сучасних малогабаритних НВЧ- і КВЧ-приймально-передавальних пристроїв.*

**Вступ.** Поява різноманітних видів планарних антен, у тому числі й друкованих, призвела до фундаментальних змін засобів зв'язку мікрохвильового та міліметрового діапазонів. І тут вельми перспективні малорозмірні високоефективні діелектричні резонаторні антени (ДРА), що характеризуються великою смугою пропускання і малими втратами в широкому діапазоні частот.

**Постановка проблеми.** Механізм випромінювання ДРА в передавальному режимі заснований на формуванні потоку ЕМХ через зовнішню поверхню діелектрика, у якій напруженість електричної складової електромагнітного поля, порушуванаго фідером, максимальна [9]. Таким чином, на відміну від діелектричних навантажених антен стрижневого типу, при конструюванні ДРА необхідно підбирати, розраховувати розміри й геометрію діелектрика так, щоб у ньому виникав електромагнітний резонанс.

**Актуальність досліджень.** Останніми роками у міру того, як відбувається мініатюризація електронної, зокрема зв'язної мобільної, апаратури, посилюється інтерес до антенних систем, здатних легко розміщуватися в корпусі будь-якої форми й розміру. А це в ряді випадків призвело до необхідності зменшувати розміри антен без погіршення їх характеристик. Таких суперечливих вимог зовсім не просто дотримуватися.

Разом з тим, електрично малі антени (ЕМА) з поліпшеними електричними параметрами можуть вирішити ці проблеми й широко застосовуватися.

**Огляд останніх досліджень.** Техніка діелектричних резонаторних антен – результат розвитку діелектричних стрижневих антен (Dielectric Rod Antennas), теорія яких достатньо пропрацювала ще в 40-ві рр. ХХ ст. [4, 5]. Ідеї ДРА, висловлені в [6–8], виникли як природний розвиток хвилевідних резонаторів з діелектричним заповненням, що використовувалися як високочастотні фільтри.

Як показано в [16, 18, 9], механізм випромінювання ДРА в передавальному режимі заснований на формуванні потоку зсуву через зовнішню поверхню діелектрика, у якій напруженість електричної складової електромагнітного поля, порушуванаго фідером, максимальна [9]. Внаслідок того, що довжина хвилі в діелектрику зменшується (до  $\lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r}$ ), ДРА можуть бути в  $1 / \sqrt{\epsilon_r}$  разів менше дротяних антен, розташованих у вільному просторі. Тому при використанні діелектрика з великою діелектричною проникністю ( $\epsilon_r = 30\text{--}100$ ) ДРА на високі частоти достатньо компактні. В міліметровому діапазоні довжин хвиль діелектричні втрати ДРА набагато менші, ніж металевих провідників. У результаті ККД ДРА достатньо високий і слабо залежить від впливу довколишніх предметів.

Як видно з досліджень [10, 17], у ДРА можуть існувати резонанси двох основних типів вісесиметричних електромагнітних хвиль: поперечних електричних (ТЕ) і поперечних магнітних (ТМ). У хвиль ТЕ проекція вектора напруженості електричної компоненти поля на вісь симетрії антени, перпендикулярну підкладці (вісь z, рис. 1, a), дорівнює нулю ( $E_z = 0$ ). У хвиль ТМ ця умова виконується для проекції вектора напруженості магнітної складової ( $H_z = 0$ ). Таким чином, у ДРА створюються умови для резонансу поперечних електричних коливань з подовжньою складовою вектора напруженості магнітного поля (хвилі ТЕ- або Н-типу), а також поперечних магнітних коливань з подовжньою складовою вектора напруженості електричного поля (хвилі ТМ- або Е-типу).

**Основна частина.** Разом з указаними вісесиметричними хвилями в ДРА можливий резонанс гібридних електромагнітних коливань з подовжніми складовими одночасно як електричної, так і магнітної компонент. Це – хвилі ЕН, якщо поле в поперечному перетині ДРА близьке до поля хвилі типу Н і ЕН, то структура гібридної хвилі близька до хвилі Е-типу.

В режимі ЕН основний внесок у резонанс робить подовжня компонента  $E_z \neq 0$ . Тому компонентою  $H_z$  можна нехтувати й розраховувати всі параметри поля за електричною складовою хвилі  $E_z$ .

Для хвиль ЕН  $H_z \neq 0$  і  $E_z = 0$ . У результаті таких припущень хвилі ТМ і ЕН можна об'єднати в групу ТМ-коливань, а ТЕ і ЕН – у групу ТЕ-коливань [10].

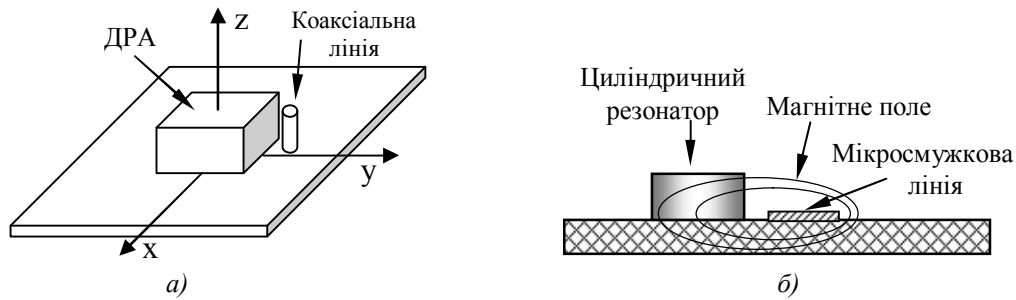


Рис. 1. ДРА з коаксіальним (а) і мікросмужковим (б) фідером

Згідно з [10], нормалізований розподіл поля циліндрової ДРА з радіусом основи  $a$  і заввишки  $d$  може бути описаний співвідношеннями:

$$\text{òì} : H_z^{npm} = J_n \left( \frac{X_{np}^{TE}}{a} \right) \begin{Bmatrix} \sin(n\phi) \\ \cos(n\phi) \end{Bmatrix} \sin \left[ \frac{z\pi}{2d} (2m+1) \right], \tag{1}$$

$$\text{òÈ} : E_z^{npm} = J_n \left( \frac{X_{np}^{TM}}{a} \right) \begin{Bmatrix} \sin(n\phi) \\ \cos(n\phi) \end{Bmatrix} \cos \left[ \frac{z\pi}{2d} (2m+1) \right], \tag{2}$$

де  $J_n(\bullet)$  – функції Бесселя першого роду  $n$ -го порядку;  $\phi$ ,  $r$  і  $z$  – координати точки поля в циліндричній системі координат.

Індекс  $n$  (можливі значення 0, 1, 2, 3) визначає кількість радіальних вузлових ліній [11], указуючи на періодичність поля хвилі;  $n = 0$  відповідає хвилі з осьовою симетрією. Індекс  $p$  (значення 1, 2, 3) дорівнює номеру кореня функції Бесселя, вказує кількість незалежних коаксіальних областей (вузлових кіл) у поперечному перетині ДРА. Якщо діелектричний резонатор коротший за половину довжини хвилі, досить часто як третій індекс використовують символ  $\delta$ . При цьому індекс  $m = 0$ . Резонансна частота циліндрової ДРА визначається з рівняння

$$k_r^2 + k_z^2 = \varepsilon_r \left( \frac{2\pi f_{\text{рòì}}}{\tilde{h}} \right)^2,$$

де  $k_r$ ,  $k_z$  – хвильові числа, що характеризують поле всередині резонатора вздовж осей координат  $r$  і  $z$ ;  $c$  – швидкість світла у вільному просторі.

Згідно з [10] отримаємо:

$$f_{npm} = \frac{c}{2\pi a \sqrt{\varepsilon_r}} \sqrt{\left\{ \begin{matrix} X_{np}^{TE^2} \\ X_{np}^{TM^2} \end{matrix} \right\} + \left[ \frac{\pi a}{2d} (2m+1) \right]^2}. \tag{3}$$

Наближену формулу розрахунку резонансної частоти виразимо в гігагерцах, для хвилі  $TE_{01\delta}$  (рис. 2) її можна записати у вигляді [12]:

$$f_{npm} = \frac{34}{a \sqrt{\varepsilon_r}} \left[ 3,45 + \frac{a}{d} \right], [\text{ГГц}], \tag{4}$$

де  $a$  – радіус антени та її висота  $d$ , виражені в міліметрах. Наприклад, для  $a = 5,25$  мм,  $d = 4,6$  мм,  $\varepsilon_r = 38$  отримаємо частоту 4,824 ГГц, що непогано узгоджується з результатами вимірювань (4,85 ГГц) [13].

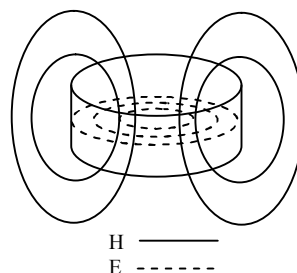


Рис. 2. Структура хвилі  $TE_{01\delta}$  в ДРА

При розрахунку резонансної частоти гібридної хвилі  $HEM_{11\delta}$  за допомогою формули (3) в [14] для окремого випадку

$$f_0 = \frac{c}{2\pi\sqrt{\varepsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{1,841}{a}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{2d}\right)^2} \quad (5)$$

похибка складе 20 % від результатів математичного моделювання (наприклад, за допомогою пакета CST Microwave Studio 5.0). Тому для хвилі НЕМ<sub>11δ</sub> переважно користуються більш точним співвідношенням [15]:

$$f_0 = \frac{18,972 \cdot 10^8}{2\pi a\sqrt{\varepsilon_r} + 2} \left( 0,27 + 0,36 \frac{a}{2d} + 0,02 \left(\frac{a}{2d}\right)^2 \right). \quad (6)$$

Цілком резонно припустити, що більш точна залежність існує і для інших типів гібридних хвиль.

Проте, як правило, отримати їх можна лише шляхом емпіричного пошуку. Відправною точкою при цьому може слугувати відома залежність, що використовується для розрахунку електромагнітно-ізолюваних діелектричних резонаторів. Про ступінь початкового наближення дозволяє судити вираз для резонансної частоти хвилі НЕМ<sub>11</sub> у циліндровому резонаторі. Воно отримане з урахуванням симетричного доповнення надекранної антени (уявно розташоване нижче за межу екрана) (рис. 3):

$$f_0 = \frac{c}{2\pi a\varepsilon_r^{0,42}} \left( 1,6 + 0,513 \frac{a}{2d} + 1,392 \left(\frac{a}{2d}\right)^2 - 0,575 \left(\frac{a}{2d}\right)^3 + 0,088 \left(\frac{a}{2d}\right)^4 \right). \quad (7)$$

Для  $a = 4$  мм,  $d = 3,2$  мм і  $\varepsilon_r = 12$  значення  $f_0 = 9,83$  ГГц. Це близько до значення  $f_0 = 9,96$  ГГц, отриманого за допомогою пакета CST Microwave Studio [14].

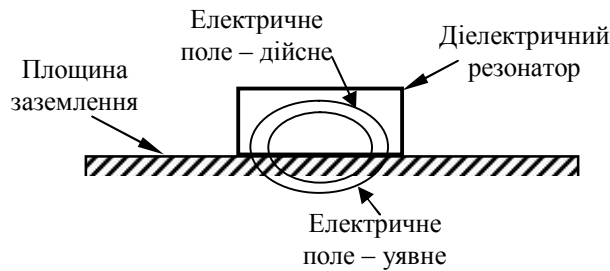


Рис. 3. Симетричне доповнення надекранної антени її уявним способом

Аналогічно можна розраховувати добротність ДРА. Так для хвилі НЕМ<sub>11</sub> у циліндровій ДРА рекомендують використовувати наближене співвідношення для аналогічного за формою діелектричного резонатора [16]. Приймавши висоту антени за  $2d$ , можна використовувати наближений вираз добротності:

$$Q = \frac{a}{2d} \varepsilon_r^{1,2} \left( 0,01893 + 2,925 \exp\left(-2,08 \frac{a}{2d} \left(1 - 0,08 \frac{a}{2d}\right)\right) \right). \quad (8)$$

Його похибка не перевищує 10 %. Зокрема, для циліндрової ДРА з  $a = 5,25$  мм,  $d = 2,3$  мм і  $\varepsilon_r = 38$  отримаємо  $Q = 32,07$  проти 30,7, розрахованого в [16] шляхом чисельного моделювання. Залежність  $Q$  від відношення  $u = a/2d$  має нелінійний характер з локальними екстремумами (рис. 4). Щоб знайти значення  $u$ , яким відповідають екстремуми (6), необхідно розв'язати рівняння  $\frac{dQ}{dU} = 0$ . Простіше за все

скористатися вбудованою функцією пакета MathCAD  $root\left(\frac{dQ(u)}{du}, u, u_1, u_2\right)$ , де  $u_1, u_2$  – межі інтервалу, що охоплює точку екстремуму. В результаті отримаємо, що при  $a/2d = 0,53573$  спостерігається локальний максимум добротності (8), а при  $a/2d = 4,07035$  – локальний мінімум  $Q_{\min} = 0,11651\varepsilon_r^{1,2}$ .

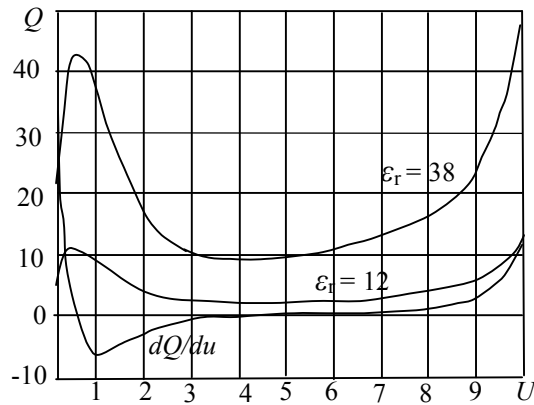


Рис. 4. Залежність добротності циліндричної ДРА від відношення  $u = a/2d$

Співвідношення  $Q_{\max}/Q_{\min} = 4,7161$  і не залежить від  $\epsilon_r$ . При збільшенні  $u$  до 10 і більше  $Q$  різко зростає.

Розгляд ключових аспектів сучасної теорії циліндрових ДРА цікаво завершити зіставленням їх з яким-небудь традиційним типом ЕМА. Таке порівняння можна зробити на прикладі мікросмужкових антенних конструкцій (МСА) [17]. При аналізі важливо забезпечити для даних об'єктів максимальну ідентичність умов. У цьому значенні дослідження [17, 20] цілком адекватні. МСА і ДРА виконані на одному й тому ж діелектричному матеріалі ( $\epsilon_r = 10,2$ ) (рис. 5).

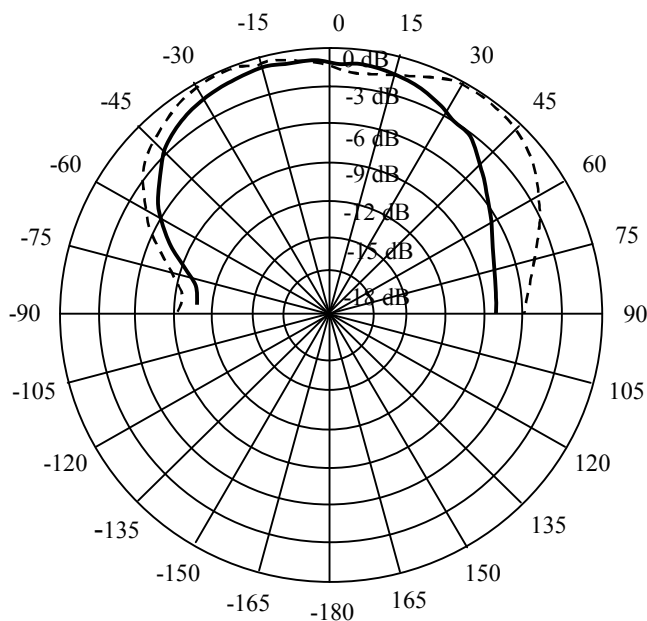


Рис. 5. Діаграми спрямованості в режимі передачі:  
ДРА ————— ; МСА - - - - -

**Висновок.** Аналіз отриманих результатів дозволяє зробити висновок, що для одержання максимальної смуги пропускання циліндрових ДРА (теоретично чотирикратної, порівняно з досліджуваним випадком  $a = d$ ) слід вибирати відношення  $a/d = 8$ . Проте таке рішення припускає збільшення габаритів антени, що не завжди прийнятне.

При розгляді діаграми спрямованості передавального режиму циліндрової ДРА слід розрізняти дві основні площини її перетину: Е-площину, що проходить через фідер і центр симетрії антени, і перпендикулярну їй Н-площину. Для діаграми спрямованості передавального режиму циліндрової ДРА з лінійною поляризацією випромінювання і мікросмужково-щілистим фідером, розташованим під тілом резонатора в Е-площині, спрямованість антени виражена менше, ніж у площині Н. В цілому ж діаграма спрямованості щодо осі z, перпендикулярної поверхні екрана, приблизно симетрична.

**ЛІТЕРАТУРА:**

1. Слюсар В.И. Многодиапазонные антенны мобильных средств связи / В.И. Слюсар // ЭЛЕКТРОНИКА: НТБ. – 2006. – № 8.
2. Слюсар В.И. Антенны RIFA для мобильных средств связи: многообразие конструкций / В.И. Слюсар // ЭЛЕКТРОНИКА: НТБ. – 2007. – № 1.
3. A hybrid ceramic quadband antenna for handset applications / B.C. Collins, D.Iellici, S.P. Kingsley et al. – Antenna Ltd.
4. Jones H.S. Design and Development of Dielectric Rod Antennas / H.S. Jones // Harry Diamond Laboratories. – July 1973. – HDL-TR-1640.
5. Chen Zhi Ning. On the Effect of Ground-Plane Thickness on an Aperture-Coupled Dielectric Resonator Antenna / Zhi Ning Chen, Kazuhiro Hirasawa // International Journal of RF & Microwave CAE. – July 2000. – Vol. 10, № 4. – Pp. 272–277.
6. Long S.A. The Resonant Cylindrical Dielectric Cavity Antenna / S.A. Long, M.W. McAllister and L.C. Chen // IEEE Trans Antennas and Propagation. – May 1983. – AP-31. – Pp. 406–412.
7. Birand M.T. Experimental Millimetric Array Using Dielectric Resonators Fed by Means of Dielectric Waveguide / M.T. Birand, R.V. Gelsthorpe // Electronics Letters. – Sept. 1981. – Vol. 17. – Pp. 633–635.
8. McAllister M. Rectangular Dielectric Resonator Antennas / M.McAllister, S.A. Long, G.L. Conway // Electronic Letters. – March 1983. – EL-19. – Pp. 219–220.
9. Howard S.J. Conformal and Small Antenna Designs // S.J. Howard. – U.S. Army Electronics Research and Development Command. Harry Diamond Laboratories. Adelphi. – April 1981. – HDL-TR-1952.
10. Tam Tsz Kai. Compact Dielectric Resonator Antennas for Wireless Communications / Tsz Kai Tam // A Thesis of the Requirements for the Degree of Master of Philosophy in Electrical and Electronic Engineering. The Hong Kong University of Science and Technology. – Aug. 1998.
11. Фельд Я.Н. Антенно-фидерные устройства / Я.Н. Фельд, Л.С. Бененсон. – Ч. 2. – М. : Издание ВВИА им. Н.Е. Жуковского, 1959.
12. Karonis G.J. Accurate Analysis of a Cylindrical Dielectric Resonator Mounted on a Grounded Dielectric Substrate / G.J. Karonis, D.I. Kaklamani, N.K. Uzunoglu // Progress in Electromagnetics Research. – 1999. – Pp. 187–219.
13. Glisson A.W. Evaluation of modes in dielectric resonators using a surface integration equation formulation / A.W. Glisson, D.Kaifez, J.James // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1983. – Vol. MTT-31. – Pp. 1023–1029.
14. Kochali B. Mutual coupling effects on the directivity of phased arrays for mobile satellite reception / B.Kochali // Master's Degree Project. Department of Signals, Sensors and Systems. Royal Institute of Technology in Stockholm. – Dec. 2005.
15. Mongia R.K. Dielectric resonator antennas — a review and general design relations for resonant frequency and bandwidth / R.K. Mongia, P.Bhartia // International Journal of Microwave and Millimeterwave Computer-Aided Engineering. – 1997. – Vol. 4. – Pp. 230–247.
16. Трубин А.А. Расчет коэффициентов связи диэлектрических резонаторов со свободным пространством / А.А. Трубин // Методы функциональной электроники в реализации радиотехнических устройств. – К., 1982. – 4 с.
17. Черний Б.С. К расчету резонансных частот и добротности диэлектрических резонаторов в микрополосковых устройствах СВЧ / Б.С. Черний, М.Е. Ильченко // Электрон. техника. Электрон. СВЧ. – 1979. – Вып. 4. – С. 31–38.
18. Ильченко М.Е. О дипольном представлении диэлектрических резонаторов СВЧ / М.Е. Ильченко, А.А. Трубин // Вестник Киевского политехнического института / Радиотехника. – 1982. – Вып. 19. – С. 26–29.
19. А. с. 589837 СССР, МКИ Н0109/04. Резонансный диэлектрический излучатель СВЧ / М.Е. Ильченко. – 1978, Бюл. № 49.
20. Трубин А.А. Диаграммы направленности осесимметричных колебаний дискового диэлектрического резонатора / А.А. Трубин // Вестник Киевского политехнического института / Радиотехника. – 1985. – Вып. 22. – С. 37–40.

ХОМЕНКО Микола Федорович – старший викладач кафедри радіотехніки та телекомунікацій Житомирського державного технологічного університету.

Наукові інтереси:

– антени та пристрої НВЧ.

Подано 20.07.2010

**Хоменко М.Ф.** Діелектричні резонаторні антени  
**Хоменко Н.Ф.** Диэлектрические резонаторные антенны  
**Homenko N.F.** Dielectric rezonatorni aerials

УДК 612.396

**Диэлектрические резонаторные антенны / Н.Ф. Хоменко**

Предложена и экспериментально проверенна методика расчета высокоэффективных цилиндрических диэлектрических резонаторных антенн (ДРА), что являются важным элементом современных малогабаритных НВЧ- и КВЧ- приемно-передающих устройств.

УДК 612.396

**Dielectric rezonatorni aerials / N.F. Homenko**

It is offered and experimentally the tested method of computation of visocoeffectivnih cylinder dielectric rezonatornih aerials (DRA), that are the important element of the modern small NVCh- and CVCh- receiving-transmission devices.