

УДК 621.372

І.В. Трубаров

ДОСЛІДЖЕННЯ ОДНОЕЛЕМЕНТНОЇ ДІЕЛЕКТРИЧНОЇ РЕЗОНАНСНОЇ АНТЕНИ У ВИПАДКУ ОРТОГОНАЛЬНОГО РОЗМІЩЕННЯ ДІЕЛЕКТРИЧНОГО РЕЗОНАТОРА ВІДНОСНО СМУЖКОВОЇ ЛІНІЇ

The study introduces the design of a single-element dielectric resonator antenna fed by microstrip line in case of orthogonal orientation of cylindrical dielectric resonator relative to the line. We demonstrate the results of measurements of basic characteristics of the antenna. In addition, we compare the experimental values of VSWR, theoretical analysis and the result of mathematical computer modeling of the device. We also represent the directivity patterns of the antenna. Finally, we propose the modification of the initial design using a shorted stub and show the basic parameters and characteristics of the antenna.

Вступ

Вперше діелектричний резонатор (ДР) як випромінюючий елемент антени було досліджено в [1]. На сьогодні діелектричні резонансні антени (ДРА) представлені великим різноманіттям конструкцій та застосовуються як малогабаритні антени в пристроях НВЧ-діапазону. В сантиметровому діапазоні довжин хвиль широке застосування отримали ДРА, в яких як фідер використовується мікросмужкова лінія, а випромінювачами є циліндричні ДР. Для таких антен було запропоновано дві основні схеми збудження: через щілину в заземленій площині смужкової лінії [2] та безпосереднім розміщенням циліндричного ДР на діелектричній підкладці несиметричної смужкової лінії (НСЛ) поряд зі смужкою [3]. За обох способів живлення ДР розміщується так, що його вісь симетрії перпендикулярна до заземленої площини НСЛ. У [4] було запропоновано відмінний від зазначених вище спосіб збудження ДР, за якого вісь симетрії лежить у заземленій площині лінії. Такий варіант розміщення ДР відносно НСЛ був названий ортогональним. У [5] було досліджено частотні характеристики багатоеlementних систем ДР, розміщених ортогонально відносно НСЛ. Проте не вивченими залишаються випромінювальні характеристики таких систем.

Передумовою роботи є необхідність визначення можливості використання такого методу збудження для конструювання ДРА та його ефективності.

Постановка задачі

Метою статті є вивчення одноелементної ДРА у випадку ортогонального розміщення ДР: отримання та аналіз її частотних і випромінювальних характеристик.

Суть дослідження полягає в експериментальному вимірюванні характеристик антени та порівнянні отриманих даних із даними теоретичного розрахунку та математичного моделювання на ЕОМ. Завданням роботи є підтвердження адекватності використовуваних для аналізу моделей і дослідження характеристик власне конструкції ДРА.

Конструкція антени

Конструкцію антени показано на рис. 1, а. Поряд зі смужкою НСЛ робиться отвір прямокутного перерізу, в 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 . Найкращим з погляду придушення паразитного випромінювання є розмір

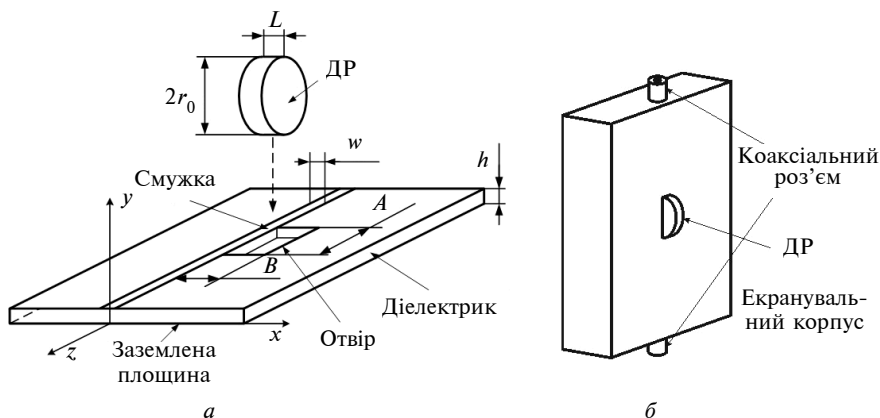


Рис. 1. Діелектрична резонаторна антена: а – конструкція; б – зовнішній вигляд

отвору, що збігається з розмірами ДР, тобто $A = 2r_0$, $B = L$. За такої конструкції половина об'єму ДР перебуває в лінії, а інша половина – ззовні лінії. Після встановлення ДР відрізок НСЛ зверху доповнюється екрануючим боксом – корпусом антени. Отже, в такій антені з відкритим простором буде зв'язаний лише ДР, решта ж конструкції буде екранована корпусом антени. Загальний вигляд антени зображено на рис. 1, б.

Ввід та вивід енергії відбуваються через два коаксialно-смушкових переходи. Через один із входів антени здійснюється її живлення, інший навантажений на узгоджене навантаження. Таким чином, описувана одноелементна ДРА є антеною біжучої хвилі.

Для досліджень використовувалась фізична модель антени. Її параметри вказані у табл. 1.

Таблиця 1. Параметри конструкції антени

Параметр	Позначення	Значення
Довжина отвору, мм	A	100
Ширина отвору, мм	B	8
Висота ДР, мм	L	8
Діаметр ДР, мм	$2r_0$	12,5
Відносна діелектрична проникність матеріалу ДР	ϵ	81
Тангенс діелектричних втрат матеріалу ДР	$\text{tg } \delta$	$8,3 \cdot 10^{-4}$
Висота діелектричної підкладки НСЛ, мм	h	1,2
Ширина смужки НСЛ, мм	w	4
Діелектрична проникність матеріалу підкладки (фторопласт)	ϵ_n	2,1
Хвильовий опір НСЛ, Ом	Z_n	50
Габарити корпусу (внутрішні, без урахування товщини стінок), мм	–	170×23×50

Характеристики антени

Будемо розглядати такі характеристики антени: частотна залежність коефіцієнта стоячої хвилі (КСХ) та діаграми спрямованості в E - і H -площинах (площини yz і xu відповідно на рис. 1).

Падаюча хвиля з напруженістю електричного поля E_0 збуджує ДР, який перевипромінює енергію частково у відкритий простір, а частково – в лінію (у обидва боки: як до гене-

ратора, так і до навантаження). Позначимо $E_{\text{роз}}$ напруженість електричного поля вторинної хвилі, створеної резонатором у лінії. Тоді поле системи на її виході буде суперпозицією падаючої та розсіяної хвиль, а зворотні втрати – відношенням амплітуди розсіяної та падаючої хвиль:

$$T = \frac{E_0 + E_{\text{роз}}}{E_0} = 1 + \frac{E_{\text{роз}}}{E_0},$$

$$R = \frac{E_{\text{роз}}}{E_0} = T - 1,$$

де T – коефіцієнт передачі системи, R – коефіцієнт відбивання системи.

Для розрахунку залежності КСХ від частоти застосуємо підхід, викладений у [4]. Згідно з ним спочатку обчислюється коефіцієнт зв'язку ДР з лінією:

$$k_l = \frac{1}{2\pi f_0 w(f_0)} \times \left| \frac{\pi i}{2} w_0 h_1 r_0^3 L (k_1^2 - k_0^2) q_{\perp} f(0) H_x^{\pm}(x_0, y_0, z_0) \right|^2, \quad (1)$$

де f_0 – власна частота ДР (основної її моди); $w(f_0)$ – енергія, яка запасується в об'ємі ДР за період коливання (ця функція визначена у [6]); $w_0 = 120\pi$ Ом – характеристичний опір відкритого простору; r_0 , L – відповідно радіус і висота циліндричного ДР (рис. 1, а); k_0 , k_1 – хвильові числа у вільному просторі і матеріалі діелектрика відповідно; q_{\perp} – один із параметрів поля власних коливань ДР [5]; $f(\xi)$ – функція зв'язку, визначена в [5]; $H_x(x_0, y_0, z_0)$ – відповідна компонента (в системі координат, зображеній на рис. 1, а) напруженості магнітного поля НСЛ у точці розміщення центру циліндричного ДР.

Для розрахунку за формулою (1) необхідно обчислити значення H_x у точці розміщення центра резонатора. Для цього використаємо наведені в [7] вирази для обчислення поля крайової НСЛ:

$$H_x = \text{Re} \left\{ \frac{V_0 \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}}{120\pi h} \cdot \frac{1}{e^{u+iv} + 1} \right\},$$

де u , v визначаються із системи рівнянь

$$\begin{cases} x_0 = \frac{h}{\pi} \left[(\pi - \nu) \frac{\cos \nu}{\sin \nu} + \ln \left((\pi - \nu) \frac{1}{\sin \nu} \right) + 1 \right], \\ u = \ln \left((\pi - \nu) \frac{1}{\sin \nu} \right), \end{cases}$$

де x_0 – відповідна координата центру ДР.

Знаючи коефіцієнт зв'язку ДР з лінією передачі, можемо розрахувати коефіцієнт передачі однорезонаторної структури. Використовуючи вирази для коефіцієнта передачі багаторезонаторної системи у випадку одного ДР, подані в [8], та із врахуванням визначення коефіцієнтів зв'язку, викладеного в [4], матимемо

$$T(f) = 1 - \frac{Q^D \eta k_l}{\frac{f}{f_0} + 2iQ^D \left(\frac{f}{f_0} - 1 - \frac{i}{2} (\eta k_l + (1 - \eta) k_{os}) \right)}, \quad (2)$$

де f – частота; f_0 – власна частота ДР; Q^D – добротність матеріалу діелектрика; η – коефіцієнт, який характеризує частину енергії, що запасається і перевипромінюється в лінію (величина $1 - \eta$ характеризуватиме частину енергії, яка перевипромінюється у відкритий простір); k_{os} – коефіцієнт зв'язку ДР із відкритим простором [8].

Інтерес становить не стільки коефіцієнт передачі системи, скільки коефіцієнт стоячої хвилі, навантаженої на узгоджений опір системи. Знаючи коефіцієнт передачі, можемо обчислити КСХ таким чином:

$$K_c(f) = \frac{1 + |R(f)|}{1 - |R(f)|} = \frac{1 + |1 - T(f)|}{1 - |1 - T(f)|}. \quad (3)$$

Залежність КСХ було виміряно експериментально. На рис. 2 зображено результати вимірювань, результати розрахунку за формулами (1)–(3) і результат моделювання системи в цілому методом скінченних елементів [9].

Особливістю конструкції, яка розглядається, є те, що на центральній частоті КСХ набуває не мінімального, а максимального значення. Це зумовлено тим, що вторинне поле створюється резонатором протифазно відносно падаючої хвилі. Таким чином, фази E_0 і $E_{роз}$ відрізняються на 180° . Тоді на резонансній частоті наявність ДР зменшує рівень сигналу, що проходить у навантаження та створює відбиту хвилю, яка і зумовлює максимальний КСХ. Отже, система є режекторним фільтром. Це є недолі-

ком такої системи, коли вона використовується як антена, адже на центральній частоті робочого діапазону досягається найгірше узгодження із живлячим трактом.

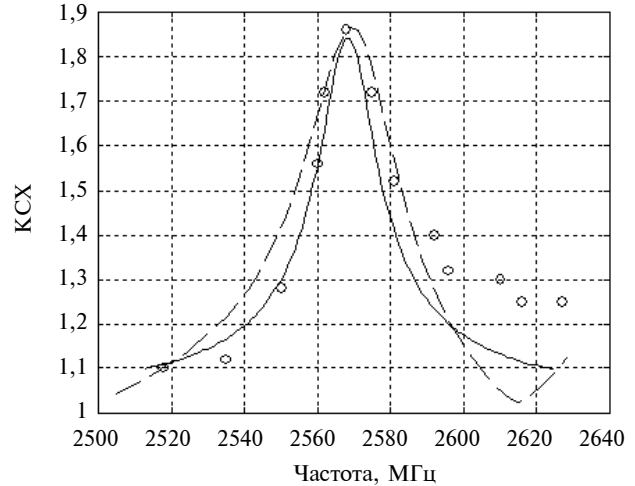


Рис. 2. Порівняння експериментальних і теоретичних значень КСХ антени: \circ – дані експерименту; $---$ – розрахунок методом скінченних елементів; $—$ – аналітичний розрахунок

Розглянемо діаграму спрямованості антени. Використовується система координат, зображена на рис. 1, а. На ній побудовано стандартну сферичну систему координат. Позначимо $F(\eta, \varphi)$ характеристику спрямованості антени. Слід зауважити, що на рис. 1, а хвиля поширюється у напрямку збільшення координати z . Площина yz є E -площиною, площина xz – H -площиною. Діаграми спрямованості антени вимірювались у цих двох площинах.

Як зрозуміло з рис. 1, основна частина випромінювання перебуватиме у півпросторі $u < 0$. З огляду на це, вимірювання та розрахунки характеристики спрямованості проводилися у двох взаємно перпендикулярних площинах для таких значень аргументів:

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

На рис. 3 зображено порівняльні діаграми спрямованості антени, отримані експериментально та розраховані за допомогою методу скінченних елементів. Ширина діаграми спрямованості (за рівнем 0,707) як в E -, так і в H -площині становить $\approx 120^\circ$.

Слід також зазначити, що діаграма спрямованості в E -площині не симетрична відносно площини $\theta = 90^\circ$. Це зумовлено тим, що довжина отвору в макеті антени становила 100 мм і значно перевищувала розміри самого ДР. За-

велика довжина отвору зумовлена зручністю конструювання та не відповідає початковій ідеї про максимальне екранування паразитного випромінювання (розмір отвору має збігатися з перерізом ДР: $A = 2r_0$, $B = L$). Внаслідок паразитного випромінювання отвору та розміщення ДР ближче до одного з його країв безпосередньо при вимірюванні діаграма спрямованості була частково деформована.

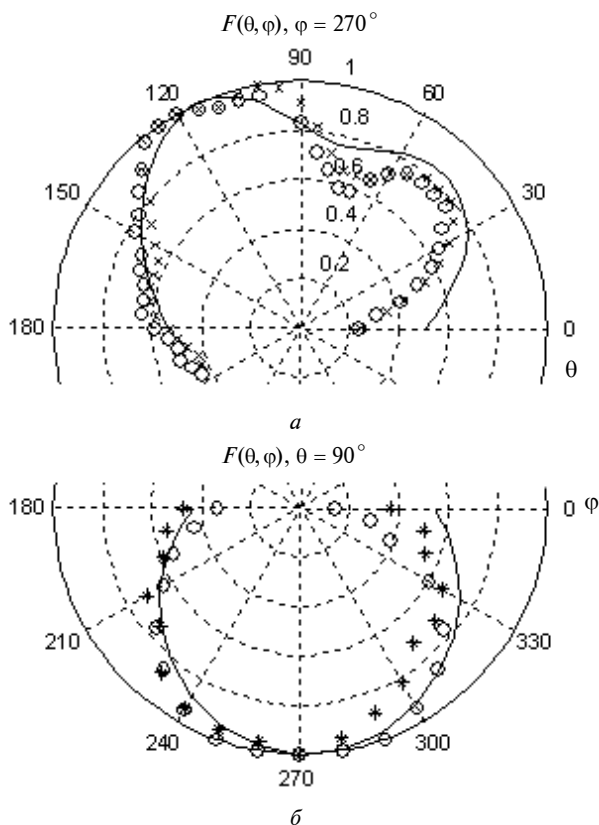


Рис. 3. Діаграми спрямованості антени: *a* – у *E*-площині; *б* – у *H*-площині; \circ , \times – дані експерименту; — — розрахунок методом скінченних елементів

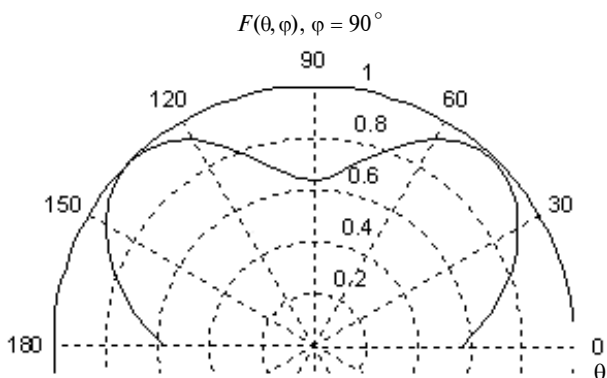


Рис. 4. Недеформована діаграма спрямованості в *E*-площині

Для отримання діаграми спрямованості антени при мінімальних розмірах отвору було проведено моделювання такої антени методом скінченних елементів. На рис. 4 зображено діаграму спрямованості в *E*-площині одноеlementної антени з мінімальним розміром отвору ($A = 2r_0$, $B = L$). У *H*-площині діаграма спрямованості залишається такою ж, як на рис. 3, оскільки у використаному для вимірювань макеті ширина щілини була мінімальною і рівною висоті ДР.

Як видно з рис. 4, діаграма спрямованості в *E*-площині має два симетричні відносно площини $\theta = 90^\circ$ максимуми при $\theta = 45^\circ$ і $\theta = 135^\circ$. Ця діаграма спрямованості має два пелюстки, кожний шириною 60° .

Модифікація антени

Досліджувана антена біжучої хвилі, навантажена на узгоджений опір, має кілька недоліків і цікава передусім для вивчення характеристик випромінювання ДР при ортогональній його орієнтації відносно НСЛ. Першим недоліком є те, що такий пристрій є режекторним фільтром і має найбільший коефіцієнт відбивання на центральній частоті діапазону. Другим недоліком можна вважати відносно низький ККД антени, що становить $\sim 40\%$ (цю величину було отримано при моделюванні системи методом скінченних елементів при інтегруванні компонент поля у дальній зоні по сфері, що оточує пристрій).

ККД антени можна збільшити, якщо замість навантаження лінії на узгоджений опір здійснити коротке замикання лінії на відстані половини довжини хвилі у лінії на резонансній частоті ДР від точки розміщення центра ДР. Схема модифікованої антени подана на рис. 5.

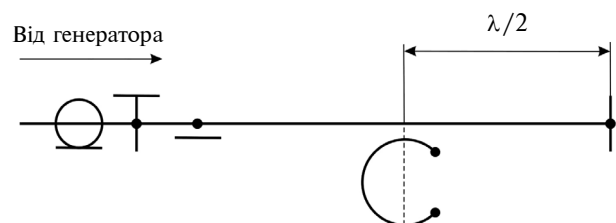


Рис. 5. Схема модифікованої антени

При короткому замиканні в лінії має місце стояча хвиля і напруженість поля у її пучності удвічі більша амплітуди збуджуючої хвилі.

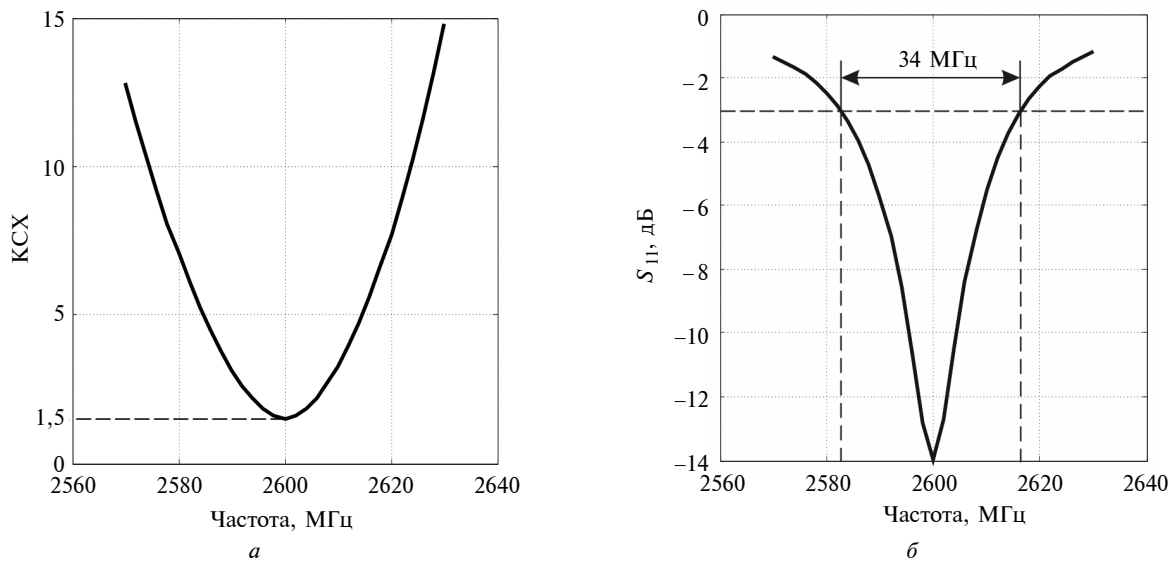


Рис. 6. Частотна залежність: *a* – КСХ; *б* – зворотних втрат короткозамкненої антени

Довжина шлейфа $\lambda/2$ забезпечує знаходження центра ДР у пучності магнітного поля лінії. Збуджувана мода – $TE_{10\delta}$ – являє собою магнітний тип коливань, що досягатиме найбільшої амплітуди в точці найбільшої концентрації магнітних силових ліній збуджуючого поля.

Така модифікована антена, яку далі називатимемо короткозамкненою, не мала фізичної реалізації, тому всі результати, наведені нижче, є результатами моделювання її у САПР Ansoft HFSS методом скінченних елементів [9]. Короткозамкнена антена є антеною стоячої хвилі. На рис. 6 наведено частотну залежність КСХ і зворотних втрат S_{11} короткозамкненої антени. Характеристика КСХ тепер має якісно інший характер, набуваючи мінімального значення на резонансній частоті ДР (як видно з рис. 6, на резонансній частоті $K_c = 1,5$). Тоді можемо розрахувати частину потужності збуджуючої хвилі, що надходить в об'єм антени [10]:

$$\frac{P_{\text{acc}}}{P_0} = \frac{4K_c}{(K_c + 1)^2} = \frac{4 \cdot 1,5}{2,5^2} = 0,96.$$

З характеристики зворотних втрат $S_{11}(f)$ можемо визначити ширину смуги пропускання антени за рівнем -3 дБ, яка в нашому випадку становить 34 МГц (рис. 6). Вузька смуга пропускання, зумовлена значною добротністю ДР, є недоліком антени.

ККД короткозамкненої антени становить 82 %, тоді як початкової конструкції – 41 %. Таким чином, при короткому замиканні ККД збільшується у 2 рази (оскільки напруженість

магнітного поля в центрі ДР збільшується удвічі у випадку розміщення ДР в пучності магнітного поля лінії).

Слід зазначити, що коротке замикання не змінює діаграму спрямованості – воно змінює лише частотні та енергетичні характеристики антени. У табл. 2 наведено основні параметри короткозамкненої антени.

Таблиця 2. Функціональні параметри короткозамкненої антени

Параметр	Значення
ККД	82 %
Коефіцієнт спрямованої дії	3,57
Коефіцієнт підсилення	2,93
Робоча частота, МГц	2600
Смуга пропускання, МГц	34
Ширина діаграми спрямованості (H-площина)	120°
Ширина діаграми спрямованості (E-площина)	Два пелюстки по 60°
Поляризація	Лінійна

Висновки

Циліндричний ДР, розміщений ортогонально відносно живлячої НСЛ, може бути ефективним випромінювачем. Конструкція антени, створеної із застосуванням такого способу живлення, передбачає наявність короткозамкненого шлейфа: в цьому випадку збудження резонатора найефективніше. Коротке замикання живлячої лінії збільшує ККД антени у 2

рази. 96 % падаючої потужності поглинається антеною, а 82 % – випромінюється у навколишній простір. Коротке замикання лінії покращує частотні та енергетичні характеристики, характеристика спрямованості антени не змінюється.

Перевагою антени є простота конструкції: відсутня необхідність регулювання параметрів допоміжного елемента зв'язку (щілини) та розміщення ДР відносно нього.

Недоліком антени є вузькосмуговість: смуга у 34 МГц становить 1,3 % центральної час-

тоти. Збільшити смугу пропускання антени можна двома способами: зменшенням діелектричної проникності матеріалу ДР або використанням кількох однакових ДР в одній антені. Смуга пропускання багатоеlementної системи буде більшою, ніж одноelementної.

Подальші дослідження мають бути спрямовані на вивчення антенних решіток елементів, описаних у статті. Такі багатоеlementні антени матимуть вужчі діаграми спрямованості в E - і H -площинах.

1. *Ильченко М.Е.* Исследование антенны с открытым диэлектрическим СВЧ резонатором // Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника. – 1978. – № 1. – С. 15–18.
2. *Aperture-coupled dielectric resonator antenna using a stripline feed / K.W. Leung, M.L. Poon, W.C. Wong et al.* // *Microw. Opt. Techn. Lett.* – 2000. – 24, N 2. – P. 120–121.
3. *Kranenburg R.A., Long S.A.* Microstrip transmission line excitation of dielectric resonator antennas // *Electron. Lett.* – 1988. – 24. – P. 1156–1157.
4. *Трубаров И.В.* Коэффициент связи цилиндрического диэлектрического резонатора с несимметричной полосковой линией с ортогональной взаимной ориентацией // *Вісник НТУУ “КПІ”. Сер. Радіотехніка. Радіоапаратуробудування.* – 2011. – Вип. 44. – С. 97–104.
5. *Трубаров И.В.* Коэффициент передачи системы цилиндрических диэлектрических резонаторов, связанных с несимметричной полосковой линией // Там же. – Вип. 45. – С. 100–107.
6. *Трубин А.А.* Расчет связи цилиндрического диэлектрического резонатора со щелевой линией передачи // *Радиоэлектроника.* – 1996. – № 4. – С. 61–66.
7. *Полосковые линии и устройства сверхвысоких частот / Под ред. В.М. Седых.* – Харьков: Высш. школа, 1974. – 276 с.
8. *Ильченко М.Е., Трубин А.А.* Электродинамика диэлектрических резонаторов. – К.: Наук. думка, 2004. – 264 с.
9. *Банков С.Е., Курушин А.А.* Расчет антенн и СВЧ структур с помощью HFSS Ansoft. – М.: ЗАО “НПП “Родник”, 2009. – 256 с.
10. *Фуско В.* СВЧ цепи. Анализ и автоматизированное проектирование / Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1990. – 288 с.

Рекомендована Радою
Інституту телекомунікаційних систем
НТУУ “КПІ”

Надійшла до редакції
6 вересня 2011 року