

МЕТОД ВОЗБУЖДЕНИЯ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ РЕЗОНАТОРОВ НЕСИММЕТРИЧНОЙ ПОЛОСКОВОЙ ЛИНИЕЙ

Трубаров И. В.

Национальный технический университет Украины "Киевский политехнический институт"
кафедра телекоммуникационных сетей
пер. Индустриальный, д. 2, г. Киев, 03056, Украина
Тел.: +38 (044) 236-62-23, 236-40-14; e-mail: trubarov_igor@mail.ru

Аннотация — Рассмотрен метод возбуждения диэлектрических резонаторов несимметричной полосковой линией при ортогональном размещении резонаторов относительно нее. Представлена конструкция диэлектрических резонаторных антенн, использующих данный способ возбуждения. Предложен метод расчета характеристик таких антенн, приведены данные экспериментального измерения характеристик данных антенн.

I. Введение

Одним из видов компактных антенн СВЧ-диапазона являются диэлектрические резонаторные антенны (ДРА), питаемые несимметричной полосковой линией (НПЛ). Сведение диэлектрических резонаторов (ДР), используемых как излучатели, в систему – антенную решетку – позволяет улучшить как частотные, так и характеристики излучения ДРА [1]. Отдельный интерес представляет случай, когда ДР размещены ортогонально относительно НПЛ (рис. 1). При этом используется модифицированная НПЛ (которую далее будем называть краевой НПЛ – КНПЛ), у которой удалены часть диэлектрика и заземленной металлической поверхности.

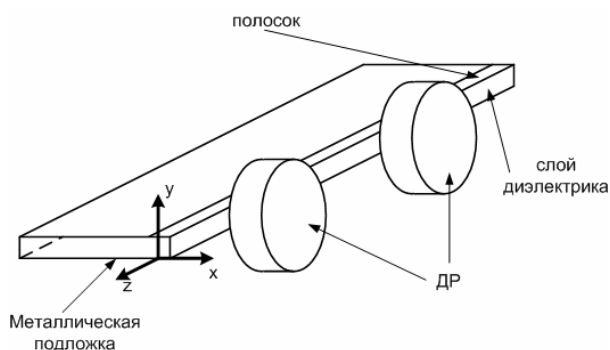


Рис. 1. Размещение системы резонаторов относительно линии.

Fig. 1. Allocation of a system of DRs relative to the line

В настоящей работе рассматриваются антенны, представляющие собой решетки цилиндрических ДР, возбуждаемые КНПЛ (рис. 1), представлена конструкция данных антенн, предложен метод расчета их характеристик и приведены результаты экспериментального их измерения.

II. Конструкция и метод расчета характеристик антенны

На рис. 2 представлен внешний вид 3-элементной ДРА. 3 цилиндрических ДР размещены около КНПЛ так, как показано на рис. 1. Ось симметрии каждого ДР лежит в плоскости металлической подложки линии и разделяет экранирующей поверхностью внутреннюю часть системы и излучающую апертуру (в заземленной металлической по-

верхности линии сделаны прорезы для ДР). Кроме того, вся система заключена в экранирующий корпус. Таким образом, половина объема каждого ДР размещена внутри корпуса и взаимодействует с КНПЛ, а вторая половина находится снаружи и излучает.

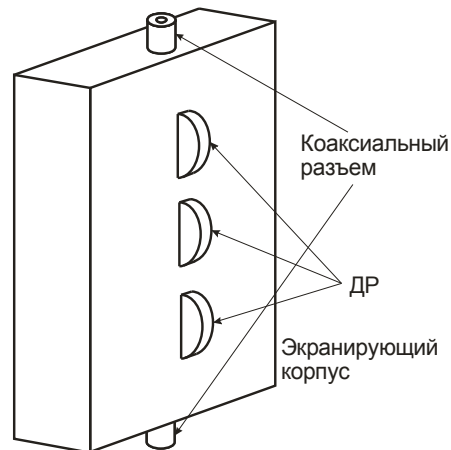


Рис. 2. Внешний вид 3-резонаторной антенны.

Fig. 2. Physical configuration of three-resonator antenna

На рис. 2 в один вход системы подается сигнал, а ко второму подключается согласованная нагрузка. Таким образом, данная система представляет собой антенну бегущих волн.

Для расчета характеристик антенны необходимо прежде всего вычислить коэффициент связи ДР с КНПЛ [2]:

$$k_w = \eta A f^2(0) H_x^2(x_0, y_0, z_0),$$

где η – часть переизлучаемой ДР мощности, отдаваемой в линию (принимается $\eta = 0.5$), A – величина, зависящая от параметров резонатора и поля основной моды его колебаний. $f(x)$ – функция связи, определенная в [1], $H_x(x_0, y_0, z_0)$ – соответствующая компонента (в системе координат, показанной на рис. 1) вектора напряженности магнитного поля НПЛ в точке размещения центра ДР.

Далее рассчитывается матрица коэффициентов связи системы ДР:

$$k_{nm} = \begin{cases} i\eta k_i + i(1-\eta)k_{os}^0, n = m \\ \eta (ik_i e^{-i\Gamma|z_n - z_m|} + k_{nm}^w) + (1-\eta)k_{os}(z_n - z_m, x_n - x_m), n \neq m, \end{cases}$$

где $\eta=0.5$ – коэффициент перераспределения переизлучаемой ДР мощности между НПЛ и открытым пространством; k_i – коэффициент связи ДР с линией, k_{os}^0 – коэффициент связи ДР со открытым пространством; z_j, x_j – координаты j-того ДР; k_{nm}^w – коэффициент по не распространяющимся волнам линии между n-тым и m-тым ДР; $k_{os}(\Delta z, \Delta x)$ – функция коэффициента связи двух ДР в открытом пространстве [3].

Имея матрицу коэффициентов связи, далее расчет коэффициента передачи системы ведется в точности с изложенной в [3] методикой.

III. Измерение характеристик антенны

На рис.3 приведены рассчитанная теоретически и измеренная экспериментально зависимость коэффициента передачи системы 3-х резонаторов (резонансная частота 4.18 ГГц).

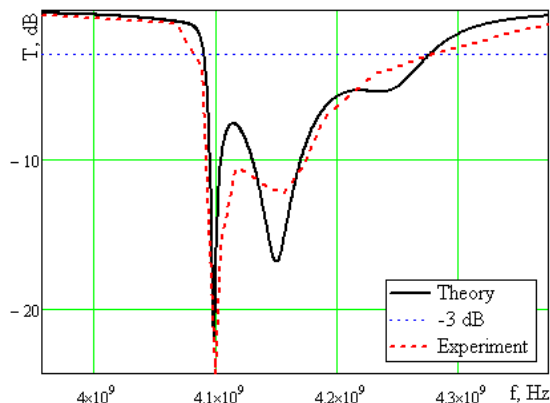


Рис. 3. АЧХ 3-элементной антенной решетки
Fig. 3. Amplitude-frequency characteristic of three-element antenna array

На рис. 4 приведены измеренные диаграммы направленности (ДН) 3-элементной антенны (частота 2.5 ГГц) $F(\theta, \varphi)$ в Е- и Н-плоскостях. θ, φ – сферические координаты (соответственно угол места и азимут), связанные с системой координат, приведенной на рис. 1. Бегущая волна распространяется в направлении оси z.

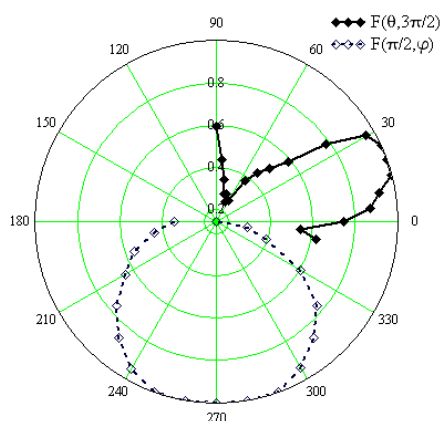


Рис. 4. Диаграмма направленности антенны.
Fig. 4. Radiation pattern of the antenna

IV. Заключение

Как видно из рис. 3, 4, полоса пропускания системы составляет $\Delta f \approx 150$ МГц. Ширина ДН в Н-плоскости (плоскость xy на рис. 1) составляет $\Delta \varphi \approx 120^\circ$. Ширина основного лепестка в Е-плоскости (плоскость xz на рис. 1) составляет $\Delta \theta \approx 40^\circ$. Наклон основного лепестка антенны обусловлен последовательным возбуждением излучающих элементов бегущей волной. Увеличение расстояния между ДР вдоль оси z уменьшает ширину полосы пропускания, но сужает ширину основного лепестка ДН в Е-плоскости.

V. Список литературы

- [1] Cheng-Shong Hong, Chih-Yu Huang. Sequentially Rotated Array of Dielectric Resonator Antennas // Proc. Natl. Sci. Coun. ROC(A). – 2001. – vol.25, N3. – P. 202 – 204.
- [2] Трубин А. А. Расчет связи цилиндрического диэлектрического резонатора со щелевой линией передачи // Радиоэлектроника, №4, 1996, с. 61-66.
- [3] М. Е. Ильченко, А. А. Трубин. Электродинамика диэлектрических резонаторов. – Киев: Наукова думка, 2004. – 265 с.

METHOD OF EXCITING DIELECTRIC RESONATORS BY NON-SYMMETRIC STRIPLINE

Trubarov I. V.

National Technical University of Ukraine
"Kyiv Polytechnic Institute"
Industrialnyi Ln, 2, Kyiv, 03056, Ukraine
Ph.: +38 (044) 236-62-23, 235-40-14,
e-mail: trubarov_igor@mail.ru

Abstract — The method for the excitation of the system of cylindrical dielectric resonators by a microstrip line using their orthogonal mutual orientation is presented. The design of a dielectric resonator antenna based on such an excitation method is described. An approach to determining antenna characteristics is stated. The results of antenna characteristics measurements are stated.

I. Introduction

The excitation of the system of dielectric resonators (DR) in which the DRs are placed orthogonal in relation to a microstrip line is of interest (Fig. 1).

In this paper antenna arrays consisting of a few DRs coupled with a microstrip line and arranged in the way stated above are studied.

II, III. Main Part

The appearance of three-element dielectric resonator antenna is depicted in Fig. 2. The symmetry axis of each DR lies in the ground plane of a microstrip line. The whole system is placed into the shielding box. Thus, a half of each DR's volume interacts with the microstrip line while another one is situated outside, performing radiation.

The antenna has 2 ports. One of them is a signal input whereas another is to be connected to a matched load. Therefore, the system appears to be a traveling-wave antenna.

The coupling coefficient between the DR and the microstrip line is given by:

$$k_w = \eta A f^2(0) H_x^2(x_0, y_0, z_0).$$

The matrix of coupling coefficients is determined by the expression:

$$k_{nm} = \begin{cases} i\eta k_i + i(1-\eta)k_{os}^0, & n = m \\ \eta \left(ik_i e^{-i\pi|z_n - z_m|} + k_{nm}^w \right) + (1-\eta)k_{os}^0(z_n - z_m, x_n - x_m), & n \neq m, \end{cases}$$

The subsequent calculation of the transmission coefficient is performed precisely as it is stated in [3]. Fig. 3, 4 show the measured antenna characteristics.

IV. Conclusion

An antenna bandwidth is $\Delta f \approx 150$ MHz. The H-plane aperture angle is $\Delta \varphi \approx 120^\circ$. The main lobe beam width in the E-plane is $\Delta \theta \approx 40^\circ$. The tilt of the main lobe is due to the consecutive excitation of the DRs by a microstrip line.