

DOI: 10.32603/1993-8985-2018-21-5-25-32

УДК 621.396.677

С. В. Балландович, Г. А. Костиков, Ю. Г. Антонов, Л. М. Любина
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)
ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия

МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕМЕНТАРНОЙ ЯЧЕЙКИ ОТРАЖАТЕЛЬНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК НА КОЛЬЦЕВЫХ ЩЕЛЯХ

Аннотация. Исследуется элементарная ячейка однослойной отражательной антенной решетки на кольцевых щелевых элементах. Математическая модель отражательного элемента основана на интегральном уравнении относительного магнитного тока на щели, которое решается методом моментов с использованием функции Грина в спектральной области. В качестве базиса для разложения в ряд магнитного тока используются высшие моды коаксиальной линии, выраженные через цилиндрические функции. Показано, что щелевым отражательным элементам свойственно наличие пораженных частот, на которых возникают объемные резонансные моды. Эти частоты определяются полюсами функции Грина в спектральной области. Причем резонансная мода низшего порядка при определенных условиях может оказаться в рабочей полосе частот. Приводятся зависимости фазы рассеянного поля от размеров кольцевой щели, демонстрирующие, что на пораженной частоте отражательный элемент неработоспособен. Построены картины силовых линий, показывающие, что распределение электрического поля на щели при резонансной моде значительно отличается от распределения в нормальном режиме. Также установлено, что тщательным подбором геометрических параметров отражательного элемента удастся вытеснить пораженные частоты за пределы рабочего диапазона.

Ключевые слова: отражательные антенные решетки, интегральное уравнение, щелевые элементы, функция Грина в спектральной области, спектральная область, метод моментов, кольцевой излучатель

Для цитирования: Моделирование элементарной ячейки отражательных антенных решеток на кольцевых щелях / С. В. Балландович, Г. А. Костиков, Ю. Г. Антонов, Л. М. Любина // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 5. С. 25–32. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-5-25-32

Svyatoslav V. Ballandovich, Grigory A. Kostikov, Yury G. Antonov, Liubov M. Liubina
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"
5, Professor Popov Str., 197376, St. Petersburg, Russia

MODELING OF RING-SLOT-ELEMENT FLOQUET CELL FOR REFLECTARRAY ANTENNAS

Abstract. The ring-slot-element cell for reflectarray antennas is investigated. The mathematical model of the unit cell is based on the integral equation that is solved by the moment method with the use of the spectral domain Green's function. Coaxial-line higher modes expressed in terms of cylindrical functions are used as the basis for magnet-current representation. It is shown that "stricken" frequencies at which resonance modes occur are an inherent part of slot elements. These frequencies are determined by the Green's function poles. Moreover, the lowest resonance mode may occur in the operating band under certain conditions. Reflection-phase dependencies on the ring-slot size are provided, demonstrating that at "stricken" frequencies the unit cell does not operate properly. Field plots are presented, which show that the resonance-mode field distribution on the ring slot is significantly different from the normal-mode field distribution. It is found that the "stricken" frequencies might be shifted beyond the operating band by means of thorough selection of unit-cell geometric parameters.

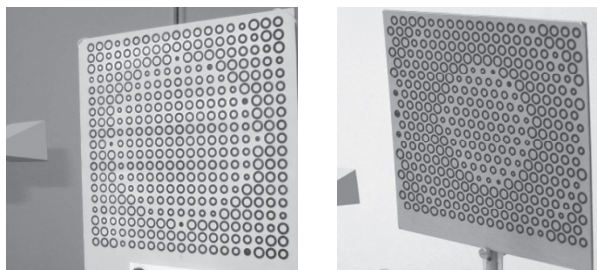
Key words: reflectarray antennas, integral equation, slot elements, method of moments, spectral-domain Green's function, spectral domain, ring element

For citation: Ballandovich S. V., Kostikov G. A., Antonov Yu. G., Liubina L. M. Modeling of Ring-Slot-Element Floquet Cell for Reflectarray Antennas. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2018, no. 5, pp. 25–32. doi:10.32603/1993-8985-2018-21-5-25-32 (In Russian)

Введение. В настоящее время теория и техника отражательных антенных решеток (ОАР) интенсивно развивается [1], [2], и в ряде случаев, например в сфере телекоммуникационных систем и спутникового телевидения, они составляют конкуренцию зеркальным антеннам [3]–[5]. Это обусловлено рядом достоинств, которые им присущи, например: технологичность, гибкие возможности по созданию диаграммы направленности специальной формы, лучшие весовые характеристики и др. Как правило, при производстве ОАР используется технология изготовления печатных плат. В этом случае рефлектор представляет собой набор микрополосковых излучателей, размеры которых подобраны так, чтобы трансформировать сферический фронт поля облучателя в плоский.

В последнее время набирают популярность ОАР, производимые по альтернативным технологиям. В [6]–[8] описываются антенные решетки, использующие короткозамкнутые волноводы в качестве отражательных элементов. Требуемого фазового распределения вдоль раскрытия добиваются подбором длины каждого волновода. Такие антенны являются полностью металлическими и, следовательно, могут быть произведены средствами литья, 3D-печати или фрезерованием [7].

В [9]–[14] в качестве отражательных элементов используются щели различной формы, что также позволяет отказаться от фотолитографии и тем самым упростить конструкцию и снизить стоимость ОАР. Именно эти причины ранее побудили авторов данной статьи заняться исследованием ОАР на кольцевых щелях [12], прототипы которых показаны на рис. 1: *а* – антенна с прямоугольной сеткой расположения элементов; *б* – с треугольной сеткой расположения элементов.



а *б*

Рис. 1

В процессе испытаний выяснилось, что антеннам на целевых элементах свойственны некоторые особенности, которые не характерны для их печатных аналогов.

Например, в [12] авторы столкнулись с резким снижением коэффициента усиления (КУ) отражательной антенной решетки, представленной на рис. 1, *а*, в узком диапазоне частот. Путем перехода на треугольную сетку расположения щелей (рис. 1, *б*) удалось вытеснить этот провал за пределы рабочего диапазона частот. На рис. 2 для наглядности приводятся частотные зависимости КУ из [12] для антенны, представленной на рис. 1, *а* (сплошной линией показана расчетная зависимость, штриховой – экспериментальная). В литературе исследованию этого эффекта не уделяется должного внимания. В связи с этим целью данной статьи является описание математической модели щелевого отражательного элемента, позволяющей детально исследовать его свойства. В основе математической модели лежит метод интегрального уравнения с использованием функции Грина в области пространственных частот.

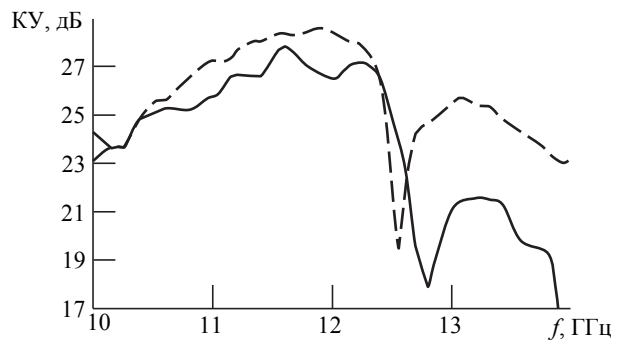


Рис. 2

Математическая модель. Объектом исследований является отражательный элемент с кольцевой щелью в составе бесконечной периодической антенной решетки. Это эквивалентно использованию приближения локальной периодичности или ячейки Флоке. В одном случае элементы расположены в узлах прямоугольной сетки (рис. 3, *а*), а в другом – в узлах треугольной (рис. 3, *б*). Геометрические параметры элемента указаны на рис. 3: *a* и *b* – периоды структуры по осям координатной сетки; R_1 и R_2 – внутренний и внешний радиусы щели; Ω – угол между осями треугольной сетки.

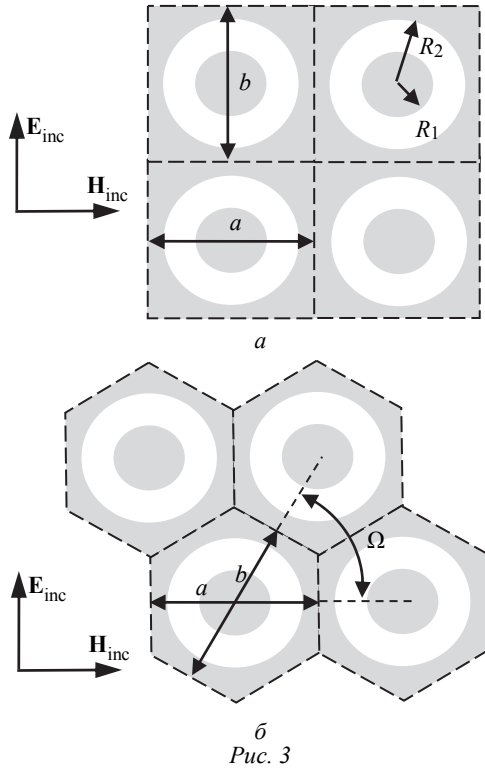


Рис. 3

Поперечное сечение исследуемой элементарной ячейки бесконечной структуры показано на рис. 4. Здесь основой ОАР является композитная панель толщиной d , состоящая из двух металлических пластин с диэлектриком между ними. В данном случае относительная диэлектрическая проницаемость $\epsilon_1 = 2.7$. Пространство между пластинами ($-d \leq z \leq 0$) обозначается как область 1, а свободное пространство ($z \geq 0$) – как область 2.

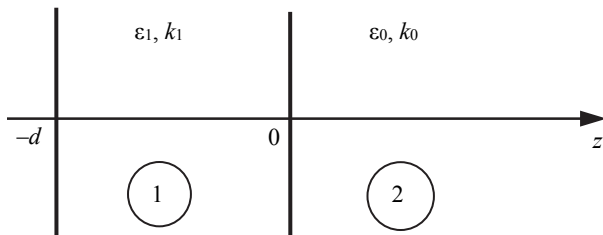


Рис. 4

Представленная математическая модель основана на тензорной функции Грина, полученной с помощью метода эквивалентных цепей [15]. Компоненты векторов напряженности электрического и магнитного полей в приближении локальной периодичности (ячейки Флоке) выражаются через фурье-образ тензорной функции Грина следующим образом:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{E} \\ \mathbf{H} \end{bmatrix} = \int_{S'} \begin{bmatrix} G^{EM} \\ G^{HM} \end{bmatrix} \mathbf{J}^M dS';$$

$$\begin{bmatrix} G^{EM} \\ G^{HM} \end{bmatrix} = \frac{1}{ab \sin \Omega} \sum_p \sum_q \left(\begin{bmatrix} \tilde{G}^{EM} \\ \tilde{G}^{HM} \end{bmatrix} \times e^{j[k_{xp}(x-x') + k_{ypq}(y-y')]}, \right) \quad (1)$$

где \mathbf{E} и \mathbf{H} – векторы напряженности электрического и магнитного полей соответственно; \mathbf{J}^M – вектор плотности магнитных токов источника; G^{EM} и G^{HM} – компоненты тензорной функции Грина; \tilde{G}^{EM} и \tilde{G}^{HM} – компоненты тензора фурье-образа функции Грина; k_{xp} и k_{ypq} – дискретные поперечные волновые числа; x' и y' – координаты точки интегрирования; $dS' = dx'dy'$. В (1) и далее для прямоугольной сетки $\Omega = \pi/2$. Верхние индексы EM и HM означают, что в точке наблюдения рассчитывается вектор напряженности полей E и H соответственно, создаваемый магнитным током. Для моделирования структур с аналогичным рис. 4 поперечным сечением необходимо знать два тензора функции Грина – для области 1 (пространство между металлическими пластинами) и для области 2 (свободное пространство). Компоненты соответствующих тензоров для области 1 представлены в табл. 1, для области 2 – в табл. 2. Пара символов в левой колонке определяет взаимную ориентацию между вектором в точке наблюдения и компонентой возбуждающего магнитного тока. Первый символ

Таблица 1

Взаимная ориентация \mathbf{E}, \mathbf{H} и \mathbf{M}	Преобразование Фурье от функции Грина для области 1	
	\tilde{G}_1^{EM}	\tilde{G}_1^{HM}
xx	0	$\frac{j}{Z_0} \frac{\epsilon_1 k_0^2 - k_x^2}{k_0 k_1} \times \frac{\cos[k_1(z+d)]}{\sin(k_1 d)}$
yx, xy	$-\frac{\sin[k_1(z+d)]}{\sin(k_1 d)}$	$\frac{-j k_y k_x}{Z_0 k_0 k_1} \times \frac{\cos[k_1(z+d)]}{\sin(k_1 d)}$
zx, xz	$-j \frac{k_y}{k_1} \frac{\cos[k_1(z+d)]}{\sin(k_1 d)}$	$\frac{1}{Z_0} \frac{k_x}{k_0} \times \frac{\sin[k_1(z+d)]}{\sin(k_1 d)}$
zy, yz	$j \frac{k_x}{k_1} \frac{\cos[k_1(z+d)]}{\sin(k_1 d)}$	$-\frac{1}{Z_0} \frac{k_y}{k_0} \times \frac{\sin[k_1(z+d)]}{\sin(k_1 d)}$

Таблица 2

Взаимная ориентация \mathbf{E} , \mathbf{H} и \mathbf{M}	Преобразование Фурье от функции Грина для области 2	
	\tilde{G}_2^{EM}	\tilde{G}_2^{HM}
xx	0	$\frac{-1}{Z_0} \frac{k_0^2 - k_x^2}{k_0 k_2} e^{-jk_2 z}$
yx, xy	$e^{-jk_2 z}$	$\frac{1}{Z_0} \frac{k_y k_x}{k_0 k_2} e^{-jk_2 z}$
zx, xz	$\frac{k_y}{k_2} e^{-jk_2 z}$	$\frac{-1}{Z_0} \frac{k_x}{k_0} e^{-jk_2 z}$
zy, yz	$\frac{-k_x}{k_2} e^{-jk_2 z}$	$\frac{1}{Z_0} \frac{k_y}{k_0} e^{-jk_2 z}$

относится к искомому вектору, второй – к возбуждающему магнитному току. В данном случае принято, что возбуждающие токи лежат в плоскости xy .

Для получения компонент тензора с индексом yy нужно произвести замену $k_x \leftrightarrow k_y$ в компонентах с индексом xx . Продольные волновые числа определяются по формулам

$$k_1 = -j\sqrt{k_x^2 + k_y^2 - k_0^2 \varepsilon_1};$$

$$k_2 = -j\sqrt{k_x^2 + k_y^2 - k_0^2}.$$

Для прямоугольной сетки поперечные волновые числа равны:

$$k_{xp} = 2\pi p/a + k_0 \sin \theta \cos \varphi;$$

$$k_{ypq} = 2\pi q/b + k_0 \sin \theta \sin \varphi,$$

где углы θ и φ определяют линейный фазовый набег в бесконечной планарной структуре, состоящей из исследуемых элементарных ячеек. Для треугольной координатной сетки поперечные волновые числа определяются следующими формулами:

$$k_{xp} = 2\pi p/a + k_0 \sin \theta \cos \varphi;$$

$$k_{ypq} = 2\pi q/(b \sin \Omega) +$$

$$+ 2\pi p/(a \operatorname{tg} \Omega) + k_0 \sin \theta \sin \varphi.$$

При проектировании ОАР основным этапом является расчет зависимости фазы рассеянного поля от размеров элемента. В статье эта зависимость находится путем решения интегрального уравнения. С учетом разнонаправленного характера магнитного тока на разных сторонах щели, интегральное уравнение, полученное из условия непрерывности касательных компонент магнитного поля, принимает вид

$$\mathbf{H}_1 - \mathbf{H}_2 = \mathbf{H}_{\text{inc}};$$

$$\mathbf{J}_1^M = -\mathbf{J}_2^M, \quad (2)$$

где нижние индексы 1, 2 и inc означают принадлежность \mathbf{H} к области 1 или 2 и внешнее падающее поле соответственно. Принято, что \mathbf{H}_{inc} параллелен оси x (см. рис. 3). Магнитный ток представляется в виде суммы базисных функций с соответствующими амплитудными коэффициентами:

$$\mathbf{J}_1^M = \sum_i U_i \mathbf{F}_i.$$

В случае кольцевых излучателей в качестве базиса удобно использовать выражения для поперечных компонент магнитного поля коаксиальной линии. Тогда для ТЕ-мод:

$$\mathbf{F}_i = \mathbf{e}_r \frac{\partial}{\partial r} C_n^{\text{TE}}(\beta_{nm} r) \cos n\varphi -$$

$$- \mathbf{e}_\varphi \frac{n}{r} C_n^{\text{TE}}(\beta_{nm} r) \sin n\varphi;$$

$$C_n^{\text{TE}} = J_n(\beta_{nm} r) - \frac{J_n'(\beta_{nm} R_1)}{Y_n'(\beta_{nm} R_1)} Y_n(\beta_{nm} r),$$

где J_n – функция Бесселя первого рода n -го порядка; Y_n – функция Неймана n -го порядка; J_n' и Y_n' – производные от соответствующих функций. Собственные числа β_{nm} являются решением уравнения

$$J_n'(\beta_{nm} R_1) Y_n'(\beta_{nm} R_2) - J_n'(\beta_{nm} R_2) Y_n'(\beta_{nm} R_1) = 0,$$

где m – номер решения. Для ТМ-мод:

$$\mathbf{F}_i = \mathbf{e}_\varphi \frac{\partial}{\partial r} C_n^{\text{TM}}(\beta_{nm} r) \sin n\varphi -$$

$$- \mathbf{e}_r \frac{n}{r} C_n^{\text{TM}}(\beta_{nm} r) \cos n\varphi;$$

$$C_n^{\text{TM}} = J_n(\beta_{nm} r) - \frac{J_n(\beta_{nm} R_1)}{Y_n(\beta_{nm} R_1)} Y_n(\beta_{nm} r).$$

Соответственно, β_{nm} в случае ТМ-мод определяются уравнением

$$J_n(\beta_{nm} R_1) Y_n(\beta_{nm} R_2) -$$

$$- J_n(\beta_{nm} R_2) Y_n(\beta_{nm} R_1) = 0.$$

Далее с помощью процедуры Галеркина интегральное уравнение (2) с использованием (1) преобразуется в систему линейных алгебраических уравнений вида $\mathbf{YU} = \mathbf{I}$, как это было подробно рассмотрено в [13], [14]. Элементы Y -матрицы y_{ij} определяются как

$$y_{ij} = \frac{1}{ab \sin \Omega} \sum_p \sum_q \{ \tilde{\mathbf{F}}_i(-k_{xp}, -k_{ypq}) \times$$

$$\times \left[\overline{\tilde{G}}_1^{HM} (k_{xp}, k_{ypq}, z=0) + \overline{\tilde{G}}_2^{HM} (k_{xp}, k_{ypq}, z=0) \right] \times \tilde{\mathbf{F}}_j (k_{xp}, k_{ypq}) \}. \quad (3)$$

Элементы столбца \mathbf{I} равны

$$I_i = 2\tilde{F}_{ix} (-k_0 \sin \theta \cos \varphi, -k_0 \sin \theta \sin \varphi). \quad (4)$$

В (3) $\overline{\tilde{G}}$ означает преобразование Фурье от диадной функции Грина:

$$\overline{\tilde{G}} = \mathbf{e}_x \tilde{G}_{xx} \mathbf{e}_x + \mathbf{e}_y \tilde{G}_{yy} \mathbf{e}_y + \mathbf{e}_x \tilde{G}_{xy} \mathbf{e}_y + \mathbf{e}_y \tilde{G}_{yx} \mathbf{e}_x.$$

В (3) и (4) $\tilde{\mathbf{F}}_i = \mathbf{e}_x \tilde{F}_{ix} + \mathbf{e}_y \tilde{F}_{iy}$ – преобразование Фурье от базисной функции \mathbf{F}_i , которое может быть получено в аналитической форме. Для ТЕ-мод:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{F}}_i (r, \beta, \alpha) = & 2\pi r j^{n-1} C_n^{\text{TE}} (\beta_{nm} r) \times \\ & \times \left[\frac{\beta_{nm}^2}{\beta_{nm}^2 - \beta^2} \frac{1}{r} \frac{\partial J_n (\beta r)}{\partial \beta} \cos n\alpha (\mathbf{e}_x \cos \alpha + \mathbf{e}_y \sin \alpha) + \right. \\ & \left. + \frac{n}{\beta r} J_n (\beta r) \sin n\alpha (\mathbf{e}_x \sin \alpha - \mathbf{e}_y \cos \alpha) \right], \end{aligned}$$

где $\beta = \sqrt{k_x^2 + k_y^2}$; $\alpha = \arctg(k_y/k_x)$.

Данные выражения записаны в виде первообразной. Окончательный результат преобразования Фурье рассчитывается как разность:

$$\tilde{\mathbf{F}}_i (\beta, \alpha) = \tilde{\mathbf{F}}_i (R_2, \beta, \alpha) - \tilde{\mathbf{F}}_i (R_1, \beta, \alpha).$$

Аналогичные формулы для ТМ-мод принимают вид

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{F}}_i (r, \beta, \alpha) = & -2\pi j^{n-1} \frac{\beta r}{\beta_{nm}^2 - \beta^2} \frac{\partial}{\partial r} C_n^{\text{TM}} (\beta_{nm} r) \times \\ & \times J_n (\beta r) \cos n\alpha (\mathbf{e}_x \cos \alpha + \mathbf{e}_y \sin \alpha), \\ & \alpha = \arctg(-k_x/k_y). \end{aligned}$$

Формулы (3) и (4) записаны таким образом, что результатом решения системы уравнений являются коэффициенты U_i для магнитного тока на внутренней стороне щели \mathbf{J}_1^M . Соответственно, при расчете полей в свободном пространстве (область 2 на рис. 4) коэффициенты при базисных функциях необходимо брать с обратным знаком.

Результаты расчетов. Представленная математическая модель элементарной ячейки позволяет детально исследовать эффекты, описанные в [12] и связанные со снижением КУ щелевых ОАР.

Следует обратить внимание, что компоненты тензора фурье-образа функции Грина, приведенные в табл. 1, содержат в знаменателе выражение $\sin(k_1 d)$, которое при определенных условиях обращается в ноль. С физической точки зрения это соответствует появлению резонансных мод. Условием обращения знаменателя в ноль является:

$$k_1 d = n\pi, \quad n = 0, 1, 2, \dots$$

Для прямоугольной сетки координат при $\theta = 0$ и $n = 0$ должно выполняться условие $k_1 = 0$, то есть

$$k_0^2 \varepsilon_1 - (2\pi/a)^2 = 0 \Rightarrow \lambda = a\sqrt{\varepsilon_1}. \quad (5)$$

Если $a \neq b$, то существует второе условие: $\lambda = b\sqrt{\varepsilon_1}$. При $n > 1$ и $k_1 \neq 0$ получаем:

$$k_0 \sqrt{\varepsilon_1} d = n\pi \Rightarrow d = n \frac{\lambda}{2\sqrt{\varepsilon_1}}.$$

Аналогичные рассуждения для случая с треугольной сеткой при $b = a$ дают следующий результат:

$$\lambda = a\sqrt{\varepsilon_1} \sin \Omega. \quad (6)$$

Рассмотрим элементарную ячейку с кольцевой щелью и следующими параметрами, взятыми из [12]: $a = b = 15$ мм, $d = 2.8$ мм, $\varepsilon_1 = 2.7$. Согласно (5) и (6) резонансная длина волны равна $15\sqrt{2.7} = 24.648$ мм для прямоугольной сетки и $\lambda = 15\sqrt{2.7} \sin \pi/3 = 21.345$ мм – для треугольной. Эти длины волн соответствуют частотам 12.2 и 14.06 ГГц. Таким образом, вблизи указанных частот следует ожидать отклонения характеристик антенной решетки от заданных. Эта гипотеза подтверждается расчетными и экспериментальными данными [12] на рис. 2, где отчетливо виден провал в КУ между 12 и 13 ГГц. Некоторое расхождение между частотой, рассчитанной по (5), и той, на которой наблюдается провал на рис. 2, можно объяснить двумя факторами. Во-первых, ОАР сделана на стандартном оборудовании из композитной панели, используемой при строительстве. Это могло привести к тому, что реальные механические и электрические параметры образца могли незначительно отличаться от тех, которые использовались при расчете. Во-вторых, эффекты, обнаруженные в бесконечной периодической структуре, могут проявляться несколько иначе в реальных конечных ОАР.

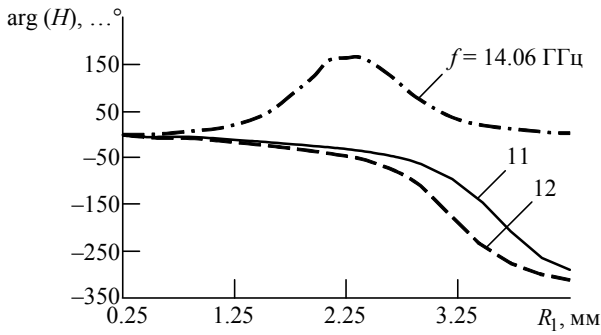


Рис. 5

Примечательно, что в исследуемом случае, переход на треугольную сетку позволяет передвинуть пораженную частоту вверх и избежать провала в КУ в пределах рабочей полосы частот. Это подтверждается данными из [12].

Рассмотрим подробнее элементарную ячейку с треугольной сеткой на рабочих частотах и частоте резонанса. На рис. 5 показаны зависимости фазы рассеянного поля от внутреннего радиуса отражательного элемента. Видно, что в полосе рабочих частот 11...12 ГГц вид графиков стандартный, в то время как на резонансной частоте 14.06 ГГц форма кривой совершенно другая. Графики на рис. 5 хорошо согласуются с теми, что приводятся в [12].

Расчеты с помощью описанной в данной статье математической модели показывают, что на резонансной частоте существенно отличается и картина силовых линий полей в элементарной ячейке. В рабочем диапазоне частот (11...12 ГГц) в разложении магнитного тока преобладает мода TE_{11} . Весь набор мод включает в себя TE_{11} , TE_{31} , TE_{51} и TM_{11} . Распределение электрического поля на частоте

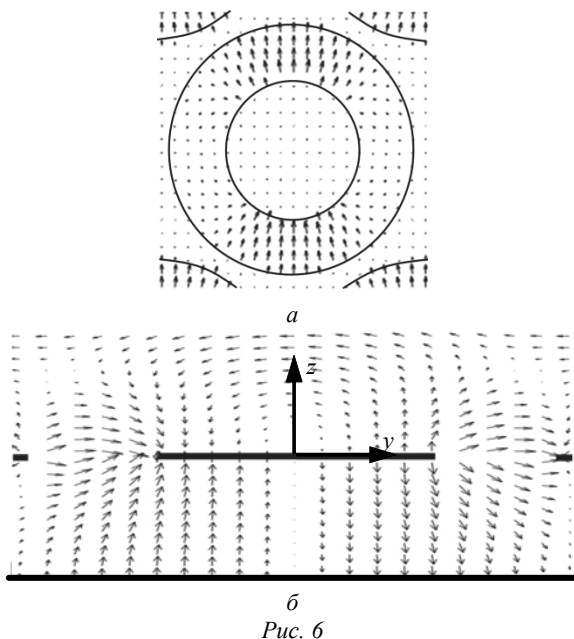


Рис. 6

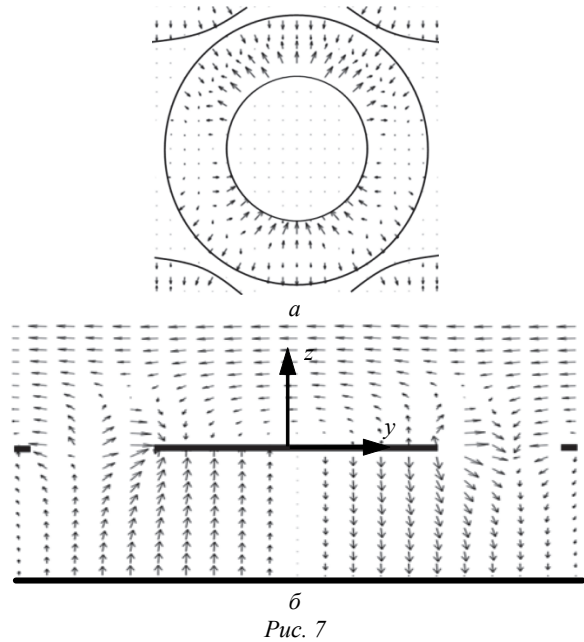


Рис. 7

12 ГГц в элементарной ячейке представлено на рис. 6: *a* – распределение поля в щели; *б* – распределение поля в плоскости yz . Полученная картина позволяет сделать вывод, что щель может эффективно взаимодействовать с внешним полем и, таким образом, регулировать фазу рассеянного поля.

Аналогичные расчеты на частоте 14.06 ГГц показали, что преобладающей модой в разложении магнитного тока является TM_{11} . Это приводит к тому, что на щели появляются участки с разнонаправленным вектором \mathbf{E} , что хорошо видно на рис. 7, *a*, где изображено распределение поля в щели. На рис. 7, *б* демонстрируется распределение поля в плоскости yz , откуда видно, что даже в области под щелью преобладает вертикальная компонента \mathbf{E} . Существенно другая картина полей раскрывает причины отличия формы зависимости фазы рассеянного поля от радиуса щели от тех, что соответствуют 11 и 12 ГГц.

Заключение. В статье приведены выражения, позволяющие рассчитывать характеристики отражательного элемента с кольцевой щелью в ячейке Флоке. Показано, что при выполнении определенных условий возникают резонансные явления, которые приводят к неработоспособности элемента. На частоте резонанса картина силовых полей существенно отличается от той, что наблюдается в рабочем диапазоне частот.

Частота резонанса может быть вынесена за пределы рабочего диапазона подбором геометрических параметров отражательного элемента.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. John Huang, Jose Antonio Encinar. Reflectarray Antennas. New Jersey: A John Wiley & Sons, 2007. 320 p.
2. Nayery P., Yang F., Elsherbeni A. Z. Reflectarray Antennas: Theory, Designs and Applications // IEEE Press. 2018. 424 p.
3. Reflectarray Antennas for Dual Polarization and Broadband Telecom Satellite Applications Rafael Florencio / J. A. Encinar, R. R. Boix, V. Losada, G. Toso // IEEE Trans. on Ant. and Propag. 2015. Vol. 63, № 4. P. 1234–1246.
4. Design, Manufacture, and Measurement of a Low-Cost Reflectarray for Global Earth Coverage / D. R. Prado, A. Campa, M. Arrebola, M. R. Pino, J. A. Encinar, F. Las-Heras // Ant. and Wireless Propag. Lett. 2016. Vol. 15. P. 1418–1421
5. Design and Analysis of a Reflectarray Using Slot Antenna Elements for Ka-band SatCom / Q. Luo, S. Gao, C. Zhang, D. Zhou, T. Chaloun, W. Menzel, V. Ziegler, M. Sobhy // IEEE Trans. on Ant. and Propag. 2015. Vol. 63, № 4. P. 1365–1374.
6. Millimeter-Wave Waveguide Reflectarray / S. V. Polenga, A. V. Stankovsky, R. M. Krylov, A. D. Nemshon, Y. A. Litinskaya, Y. P. Salomatov // 2015 Intern. Siberian Conf. on Control and Communications (SIBCON), Omsk, 21–23 May 2015. Piscataway: IEEE, 2015. P. 1–4.
7. Yong Heui Cho, Woo Jin Byun, Myung Sun Song. High Gain Metal-Only Reflectarray Antenna Composed of Multiple Rectangular Grooves // IEEE Trans. on Ant. and Propag. 2011. Vol. 59, № 12. P. 4559–4568
8. Hsi-Tseng Chou, Chen-Ying Lin, Ming-Hsi Wu. A High Efficient Reflectarray Antenna Consisted of Periodic All-Metallic Elements for the Ku-band DTV Applications // IEEE Ant. and Wireless Propag. Lett. 2015. Vol. 14. P. 1542–1545.
9. Wenxing An, Shenheng Xu, Fan Yang. A Metal-Only Reflectarray Antenna Using Slot-Type Elements // IEEE Antennas and Wireless Propagation Lett. 2014. Vol. 13. P. 1553–1556.
10. A Low-Cost Metal-Only Reflectarray Using Modified Slot-Type Phoenix Element With 360° Phase Coverage / Ruyuan Deng, Fan Yang, Shenheng Xu, Maokun Li // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2016. Vol. 64, iss. 4. P. 1556–1560.
11. Design of a Low-Cost Single-Layer X/Ku Dual-Band Metal-Only Reflectarray Antenna / Ruyuan Deng, Shenheng Xu, Fan Yang, Maokun Li // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2017. Vol. 16. P. 2106–2109.
12. Характеристики плоских отражательных антенных решеток, выполненных на основе фрезерованных композитных панелей / Ю. Г. Антонов, С. В. Балландович, Г. А. Костиков, М. И. Сугак // Антенны. 2010. № 10. С. 5–10.
13. K-Band Slot Reflectarray Antennas / M. I. Sugak, S. V. Ballandovich, G. A. Kostikov, Y. G. Antonov, L. M. Liubina // 2018 IEEE Conf. of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering, St. Petersburg, 29 Jan.–1 Feb. 2018. Piscataway: IEEE, 2018. P. 516–520.
14. Investigation of Slot Reflectarray Antennas / M. I. Sugak, S. V. Ballandovich, G. A. Kostikov, L. M. Liubina // Electronic and Networking Technologies (MWENT), 2018 Moscow Workshop on, Moscow, 14–16 March 2018. P. 1–4.
15. Felsen L. B., Marcuvitz N. Radiation and Scattering of Waves. New Jersey: John Wiley & Sons Inc, 2003. P. 888.

Статья поступила в редакцию 25 сентября 2018 г.

Балландович Святослав Владимирович – кандидат технических наук (2015), ассистент (2009) кафедры теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 20 научных работ. Сфера научных интересов – электродинамика; антенно-фидерные устройства.
E-mail: sssr2123@yandex.ru

Костиков Григорий Александрович – кандидат технических наук (2007), доцент кафедры теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 40 научных работ. Сфера научных интересов – электродинамика; антенно-фидерные устройства.
E-mail: gakostikov@gmail.com

Антонов Юрий Геннадьевич – кандидат технических наук (2007), доцент кафедры теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 30 научных работ. Сфера научных интересов – электродинамика и антенно-фидерные устройства.
E-mail: yuryant@yandex.ru

Любина Любовь Михайловна – магистр техники и технологии по направлению "Радиотехника" (2017), ассистент (2017) кафедры теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 20 научных работ. Сфера научных интересов – электродинамика; антенно-фидерные устройства.
E-mail: invers93@gmail.com

REFERENCES

1. John Huang, Jose Antonio Encinar. Reflectarray Antennas. New Jersey: A John Wiley & Sons, 2007, 320 p.
2. Nayery P., Yang F., Elsherbini A. Z. Reflectarray Antennas: Theory, Designs and Applications. IEEE Press, 2018, 424 p.
3. Encinar J. A., Boix R. R., Losada V., Toso G. Reflectarray Antennas for Dual Polarization and Broadband Telecom Satellite Applications Rafael Florencio. IEEE Trans. on Ant. and Propag. 2015, vol. 63, no. 4, pp. 1234–1246.
4. Prado D. R., Campa A., Arrebola M., Pino M. R., Encinar J. A., Las-Heras F. Design, Manufacture, and Measurement of a Low-Cost Reflectarray for Global Earth Coverage. Ant. and Wireless Propag. Letters. 2016, vol. 15, pp. 1418–1421
5. Luo Q., Gao S., Zhang C., Zhou D., Chaloun T., Menzel W., Ziegler V., Sobhy M. Design and Analysis of a Reflectarray Using Slot Antenna Elements for Ka-band SatCom. IEEE Trans. on Ant. and Propag. 2015, vol. 63, no. 4, pp. 1365–1374.
6. Polenga S. V., Stankovsky A. V., Krylov R. M., Nemshon A. D., Litinskaya Y. A., Salomatov Y. P. Millimeter-Wave Waveguide Reflectarray. 2015 Intern. Siberian Conf. on Control and Communications (SIBCON), Omsk, 21–23 May 2015. Piscataway, IEEE, 2015, pp. 1–4.
7. Yong Heui Cho, Woo Jin Byun, Myung Sun Song. High Gain Metal-Only Reflectarray Antenna Composed of Multiple Rectangular Grooves. IEEE Trans. on Ant. and Propag. 2011, vol. 59, no. 12, pp. 4559–4568
8. Hsi-Tseng Chou, Chen-Ying Lin, Ming-Hsi Wu. A High Efficient Reflectarray Antenna Consisted of Periodic All-Metallic Elements for the Ku-band DTV Applications. IEEE Ant. and Wireless Propag. Letters. 2015, vol. 14, pp. 1542–1545.
9. An Wenxing, Xu Shenheng, Yang Fan. A Metal-Only Reflectarray Antenna Using Slot-Type Elements. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2014, vol. 13, pp. 1553–1556.
10. Deng R., Yang F., Xu S., Li M. A Low-Cost Metal-Only Reflectarray Using Modified Slot-Type Phoenix Element With 360° Phase Coverage. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2016, vol. 64, iss. 4, pp. 1556–1560.
11. Deng R., Xu S., Yang F., Li M. Design of a Low-Cost Single-Layer X/Ku Dual-Band Metal-Only Reflectarray Antenna. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2017, vol. 16, pp. 2106–2109.
12. Antonov Y. G., Ballandovich S. V., Kostikov G. A., Sugak M. I. Characteristics of Planar Reflectarray Antennas Based on Machined Composite Panels. Antenny, no. 10, 2010, pp. 5–10. (In Russian)
13. Sugak M. I., Ballandovich S. V., Kostikov G. A., Antonov Y. G., Liubina L. M. K-Band Slot Reflectarray Antennas. 2018 IEEE Conf. of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering, St. Petersburg, 29 Jan.–1 Feb. 2018. Piscataway, IEEE, 2018, pp. 516–520.
14. Sugak M. I., Ballandovich S. V., Kostikov G. A., Liubina L. M. Investigation of Slot Reflectarray Antennas. Electronic and Networking Technologies (MWENT), 2018 Moscow Workshop on, Moscow, 14–16 March 2018, pp. 1–4.
15. Felsen L. B., Marcuvitz N. Radiation and Scattering of Waves. New Jersey, John Wiley & Sons Inc, 2003, p. 888.

Received September, 25, 2018

Svyatoslav V. Ballandovich – Ph.D. in Engineering (2015), Assistant of the Department of Theoretical Basics of Radio Engineering of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 20 scientific publications. Area of expertise: technical electrodynamics; antenna-feeder devices.
E-mail: sssr2123@yandex.ru

Grigory A. Kostikov – Ph.D. in Engineering (2007), Associate Professor of the Department of Theoretical Basics of Radio Engineering of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 50 scientific publications. Area of expertise: technical electrodynamics; antenna-feeder devices.
E-mail: gakostikov@gmail.com

Yury G. Antonov – Ph.D. in Engineering (2007), Associate Professor of the Department of Theoretical Basics of Radio Engineering of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 30 publications. Area of expertise: electrodynamics; antennas.
E-mail: yuryant@yandex.ru

Liubov M. Liubina – Master's Degree in Radio Engineering (2017), Assistant of the Department of Theoretical Basics of Radio Engineering of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 20 publications. Area of expertise: electrodynamics; antennas.
E-mail: invers93@gmail.com