

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Li Bian, Qun Wu, Jia-Hui Fu.* Optimization Design and Parameter Determination for Vivaldi UWB Antenna // Proceedings of ISAP2007 – Niigata, Japan, 2007. – P. 692-695.
2. *Gibson P.J.* The Vivaldi aerial // Proc. 9th European Microwave Conf. – Brighton (UK), 1979. – P. 101-105.
3. *Sato H., Takagi Y., Wagatsuma Y., Mizuno K., Sawaya K.* Time domain characteristics of broadband antipodal fermi antenna and its application to through-wall imaging // Proceedings OF ISAP2005 – SEOUL, KOREA, 2005. – P. 387-390.
4. *Bayat A.R., Mirzakhani R.* A Parametric Study and Design of the Balanced Antipodal Vivaldi Antenna (BAVA) // PERS Proceedings – Moscow, Russia, 2012. – P. 778-782.
5. <http://etd.lib.metu.edu.tr/upload/12610492/index.pdf>.
6. <http://www.ieee.cz/mtt/soutez07/Nevrly.pdf>.
7. Eloy de Lera Acedo, Enrique Garcia, Vicente González-Posadas, José Luis Vázquez-Roy, Rob Maaskant, Daniel Segovia. Study and Design of a Differentially Fed Tapered Slot Antenna Array // Antennas and Propagation, IEEE Transactions on. On page(s): 1, Jan. 2010. – Vol. 58, Issue. – P. 68-78.
8. *Yukhanov Yury V., Semenikhin Andrey I., Privalova Tatiana Y., Semenikhina Diana V.* Wide-band radiators of scanning antenna array // Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM), 2012 15th International Symposium on Toulouse Digital Object Identifier: 10.1109/ANTEM.2012.6262339 Publication Year: 2012, Page(s): 1-5 IEEE Xplorer.
9. Xianming Qing, Zhi Ning Chen, Michael YanWah Chia. Parametric Study of Ultra-Wideband Dual Elliptically Tapered Antipodal Slot Antenna // Hindawi Publishing Corporation International Journal of Antennas and Propagation Volume 2008, Article ID 267197, 9 p. doi:10.1155/2008/267197.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор В.Н. Шевченко.

**Мерглов Илья Владимирович** – ФГАОУ ВПО «Южный федеральный университет», центр коллективного пользования «Прикладная электродинамика и антенные измерения»; e-mail: airpu@tgn.sfedu.ru; 347928, г. Таганрог, пер. Некрасовский, 44; тел. 88634371733; кафедра антенн и радиопередающих устройств; аспирант.

**Merglodov Il'ya Vladimirovich** – FGAOU VPO "Southern Federal University" Center of collective use "Applied Electromagnetics and Antenna Measurement"; e-mail: airpu@tgn.sfedu.ru; 44, Nekrasovskiy, Taganrog, 347928, Russia; phone: +78634371733; the department of antennas and radio transmitters; postgraduate student.

УДК 537.872.31

**В.В. Демшевский**

**ПАДЕНИЕ ПЛОСКОЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ВОЛНЫ  
НА БЕСКОНЕЧНУЮ ДВУМЕРНУЮ МИКРОПОЛОСКОВУЮ РЕШЕТКУ  
С НЕСТАЦИОНАРНЫМИ НЕЛИНЕЙНЫМИ НАГРУЗКАМИ**

*Рассмотрено обобщение решения задачи возбуждения плоской монохроматической ЭМ волной бесконечной периодической микрополосковой решетки, в которой между полосками включены нелинейные нагрузки, параметры которых меняются во времени.*

*Нестационарность нагрузки может быть реализована, например, путем подачи управляющего напряжения на нее по цепям питания.*

*Решение задачи методом интегральных уравнений основывалось на использовании леммы Лоренца и ГУ непрерывности касательных составляющих векторов полей, а также НГУ на поверхностях НН. С помощью теоремы Флоке и формулы суммирования Пуассона, бесконечная СНИУ сводилась к системе нелинейных интегральных уравнений относительно неизвестных плотностей магнитных токов на одном периоде решетки. Для численного решения СНИУ применялся метод моментов. Рассмотрен случай гармонического изменения параметров НН.*

*Приведены результаты численного моделирования задачи подбора размеров отдельной ячейки Флоке.*

*При решении нелинейной задачи было получено, что модуль коэффициента отражения на комбинационной частоте может быть больше модуля коэффициента отражения на основной частоте.*

*Нестационарные нелинейные нагрузки; коэффициент отражения; микрополосковая структура; комбинационные частоты; частотный спектр; параметрическое возбуждение.*

**V.V. Demshevsky**

**PLANE ELECTROMAGNETIC WAVE ON THE INFINITE  
TWO-DIMENSIONAL ARRAY WITH A MICROSTRIP TRANSIENT  
NONLINEAR LOADS**

*A generalization of the solution of the problem of excitation of a plane monochromatic electromagnetic wave microstrip infinite periodic structure in which between the strips are included non-linear loads, the parameters of which change over time.*

*Nonstationary load may be realized, for example, by applying a control voltage on its supply lines.*

*Solution of the integral equation method based on the use of Lorentz's lemma and the continuity of the tangential components of BC vector fields as well as non-linear boundary conditions on the surfaces of NL. With the help of the Floquet and the Poisson summation formula, infinite system of nonlinear integral equations was reduced to a system of nonlinear integral equations for the unknown densities of magnetic currents on the same period of the lattice. For the numerical solutions system of nonlinear integral equations used the method of moments. The case of harmonic change the NL.*

*The results of numerical modeling of the problem of selection of a particular cell size Floquet.*

*In the solution of the nonlinear problem, we found that the reflection coefficient of the module at the combination frequency can be greater than the modulus of the reflection coefficient at the fundamental frequency.*

*Nonstationary nonlinear loads; reflection coefficient; microstrip structure; combination frequencies; frequency spectrum; parametric excitation.*

**Введение.** Известно, что для снижения радиолокационной заметности объекта одновременно проводят работы по оптимизации формы объекта, его электрофизических параметров, проводят оптимизацию расположения и формы диаграмм направленности антенных систем, расположенных на объекте, а также выбирают типы материалов и их электрофизические параметры. Последний шаг является базовым для снижения радиолокационной заметности. Современные материалы и покрытия представляют собой порой довольно сложные многослойные конструкции с переменными геометрическими размерами, в частности, толщиной и различными от слоя к слою диэлектрическими и магнитными проницаемостями. Но и такие сложные материалы и покрытия не являются универсальными для снижения радиолокационной заметности любых объектов [9]. Поэтому следует постоянно вести поиск и создавать новые типы покрытий.

Чтобы уменьшить ЭПР объекта, предлагается использовать радиоуправляемые нелинейные интеллектуальные покрытия [8]. Их управление может быть осуществлено при помощи интеграции в структуру элементов с нелинейными характеристиками с внутренними обратными связями. В частности, облучение таких структур приводит к появлению побочного переизлучения на частотах гармоник; причем уровень переизлученного сигнала пропорционален уровню выпрямленного на нелинейных (с квадратичной ВАХ) элементах напряжения, которое, в свою очередь, зависит от интенсивности внешнего воздействия.

Целью создания покрытия с НН может быть преобразование спектра отраженного сигнала, в частности, обрамление комбинационными составляющими того же уровня, что и сигнал на основной частоте. Комбинационные составляющие могут появиться в спектре отраженного сигнала за счет нестационарных нелинейных элементов в структуре. В этом случае отраженный сигнал может быть воспринят как шум. Но обеспечения такого уровня гармоник является и основной трудностью при создании таких покрытий. Известно, что уровень возбуждаемых высших гармоник много меньше основной, а скорость их убывания в открытом пространстве много больше [2]. При разработке таких структур следует в первую очередь учитывать эти особенности и стремиться к обеспечению более высокого уровня гармоник.

В печати встречаются работы [5], которые показывают, что задача, связанная с малым уровнем гармоник, может быть решена путем применения нелинейного рефлектора с пассивными нагрузками. Была обнаружена принципиальная возможность превышения коэффициента отражения на частоте третьей гармоники над коэффициентом отражения на основной частоте и показано, что достижимый уровень этого превышения зависит от параметров НН: их ВАХ и относительной площади, занимаемой нагрузками на единичной ячейке решетки. Это превышение существует в определенном интервале амплитуд падающей волны и сохраняется в некотором секторе углов падения.

Параметрическое возбуждение отражателей с нелинейными нагрузками отличается от гармонического возбуждения тем, что обогащение спектра отраженного поля идет в этом случае не на кратных гармониках, а на комбинационных частотах, значения которых могут быть близки к частоте внешнего воздействия. Это позволяет настраивать приемник нелинейной РЛС не на частоту гармоники, а на более низкую комбинационную частоту, и, следовательно, увеличивать дальность действия РЛС не изменяя чувствительности. В работе [2] получено решение задачи отражения волн на комбинационных гармониках от нелинейной решетки, расположенной на идеально проводящей плоскости. Показано, что коэффициенты отражения на гармониках и комбинационных частотах могут достигать существенных значений (по меньшей мере  $-15\dots-10$  дБ) при варьировании электрофизических параметров нелинейных нагрузок.

*Цель данной работы* – рассмотреть обобщение решения задачи рассеяния плоской ЭМ волны бесконечной периодической микрополосковой нелинейно нагруженной структурой [3] на случай изменяющихся во времени параметров нелинейных нагрузок.

**Постановка граничной задачи и система нелинейных интегральных уравнений.** Пусть бесконечная периодическая микрополосковая решетка (рис. 1), в которой между полосками включены нелинейные нагрузки, параметры которых меняются во времени, возбуждается плоской монохроматической ЭМ волной с частотой  $\omega$  и амплитудой  $\vec{H}_0$ . Нелинейные нагрузки описываются известной вольт-амперной характеристикой (ВАХ) типа [4]:

$$i^e(t) = \sum_{\nu=0}^Q (a_{\nu}(t)u^{\nu}(t) + b_{\nu}(t)\partial u^{\nu}(t)/\partial t), \quad (1)$$

где  $i^e$ ,  $u$  – ток через нагрузку и напряжение на зажимах нагрузки;  $a_{\nu}$ ,  $b_{\nu}$  – коэффициенты, определяемые электрофизическими свойствами НН.

Нестационарность нагрузки может быть реализована, например, путем подачи управляющего напряжения на нее по цепям питания с блокировочными емкостями.

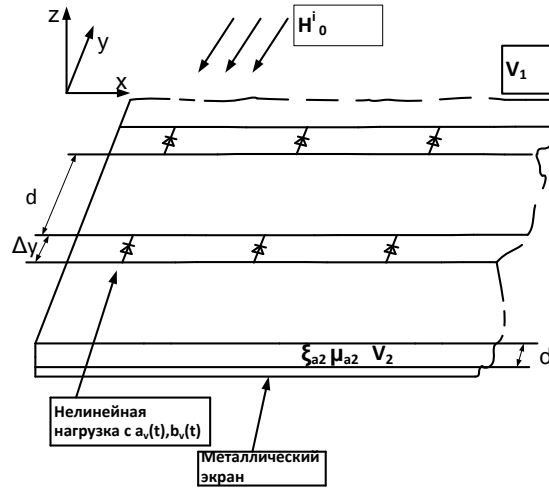


Рис. 1. Постановка задачи

Подложка решетки имеет толщину  $d$  и представляет собой слой однородного линейного диэлектрика. Обозначим область  $-d < z < 0$  (между экраном и плоскостью полосков) как  $V_2$ , внешнюю полубесконечную область ( $z > 0$ ) – как  $V_1$ .

Составим систему интегральных уравнений задачи. На поверхности  $S_{не}$  нелинейных нагрузок между полосками должны выполняться нелинейные граничные условия (НГУ). На поверхности  $z = 0$ , не занятой НН и проводниками, выполняются граничные условия (ГУ) непрерывности касательных составляющих векторов напряженностей полей. На поверхности проводников эти составляющие вектора напряженности электрического поля равны нулю.

Обобщение НГУ на случай нестационарных нелинейных нагрузок приведено в [5]. Пусть коэффициенты  $a_v(t), b_v(t)$  изменяются во времени по периодическому закону, который может быть представлен рядами Фурье по гармоникам частоты  $\Omega$ . Разложим временные функции возбуждаемых на нелинейных нагрузках поверхностных электрических и магнитных токов  $\mathbf{J}^{e,m}$  в двойные ряды Фурье по гармоникам частот  $\omega$  и  $\Omega$  и выразим ток и напряжение на НН через  $\mathbf{J}^{e,m}$ . Преобразуем с учетом этого выражение (1), ограничиваясь четырьмя членами ряда ( $Q=3$ ). Тогда получим выражения, имеющие смысл НГУ в частотной области. Когда электрический ток течет вдоль оси  $x$ , НГУ имеют вид [5]:

$$\begin{aligned} \Delta y J_{n,kx}^e = & a_{k,0} \delta_{n0} \mp \Delta x \sum_{p=-\infty}^{\infty} A_{n,k-p} J_{n,k-p,y}^m + \Delta x^2 \sum_{p=-\infty}^{\infty} B_{n,k-p} \sum_{s_1, s_2=-\infty}^{\infty} J_{s_1, s_2, y}^m \times \\ & \times J_{n-s_1, k-p-s_2, y}^m \mp \Delta x^3 \sum_{p=-\infty}^{\infty} C_{n,k-p} \sum_{q_1, q_2=-\infty}^{\infty} J_{n-q_1, k-p-q_2, y}^m \sum_{s_1, s_2=-\infty}^{\infty} J_{s_1, s_2, y}^m J_{q_1-s_1, q_2-s_2, y}^m, \end{aligned} \quad (2)$$

где

$$\begin{aligned} A_{n,k-p} &= a_{p,1} + i(n\omega + (k-p)\Omega)b_{p,1}, \\ B_{n,k-p} &= a_{p,2} + i(n\omega + (k-p)\Omega)b_{p,2}, \\ C_{n,k-p} &= a_{p,3} + i(n\omega + (k-p)\Omega)b_{p,3}. \end{aligned}$$

Введем в точке наблюдения  $p$  вспомогательный единичный магнитный диполь на частоте  $n\omega + k\Omega$ , ориентируем его как  $\mathbf{b}_{1,2} = \mathbf{i}_x$  или  $\mathbf{b}_{1,2} = \mathbf{i}_y$  (индексы 1 и 2 означают принадлежность к областям  $V_1$  и  $V_2$  соответственно). Выбираем векторы вспомогательных полей  $\mathbf{E}_{n,k}^{m1,2}$ ,  $\mathbf{H}_{n,k}^{m1,2}$  удовлетворяющими граничным условиям равенства нулю касательных составляющих  $\mathbf{E}_{n,k}^{m1,2}$  на поверхности идеального проводника при  $z = 0$  – для полей с индексом 1 и при  $z = 0, z = -d$  – для полей с индексом 2.

Получение интегральных уравнений задачи основывается на использовании леммы Лоренца и ГУ непрерывности касательных составляющих векторов полей [6] на границе  $z = 0$  на участках, не занятых НН, а также НГУ (2) на поверхностях НН.

В итоге, имеем систему нелинейных интегральных уравнений (СНИУ) задачи:

$$\begin{aligned} & -\frac{a_{k,0}\delta_{n0}}{\Delta y} + \frac{\Delta x}{\Delta y} \sum_{p=-\infty}^{\infty} A_{n,k-p} J_{n,k-p}^m y - \frac{\Delta x^2}{\Delta y} \sum_{p=-\infty}^{\infty} B_{n,k-p} \sum_{s_1, s_2=-\infty}^{\infty} J_{s_1, s_2}^m y J_{n-s_1, k-p-s_2}^m y + \\ & + \frac{\Delta x^3}{\Delta y} \sum_{p=-\infty}^{\infty} C_{n,m-p} \sum_{q_1, q_2=-\infty}^{\infty} J_{n-q_1, k-p-q_2}^m y \sum_{s_1, s_2=-\infty}^{\infty} J_{s_1, s_2}^m y J_{q_1-s_1, q_2-s_2}^m y = \\ & = -f_{n,k}^{m,y} + \int_{S_1} \mathbf{J}_{n,k}^{m1} \mathbf{H}_{n,k}^{m1,y} dS'; \quad P \in S_{\text{не } x}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \frac{a_{k,0}\delta_{n0}}{\Delta x} + \frac{\Delta y}{\Delta x} \sum_{p=-\infty}^{\infty} A_{n,k-p} J_{n,k-p}^m x + \frac{\Delta y^2}{\Delta x} \sum_{p=-\infty}^{\infty} B_{n,k-p} \sum_{s_1, s_2=-\infty}^{\infty} J_{s_1, s_2}^m x J_{n-s_1, k-p-s_2}^m x + \\ & + \frac{\Delta y^3}{\Delta x} \sum_{p=-\infty}^{\infty} C_{n,m-p} \sum_{q_1, q_2=-\infty}^{\infty} J_{n-q_1, k-p-q_2}^m x \sum_{s_1, s_2=-\infty}^{\infty} J_{s_1, s_2}^m x J_{q_1-s_1, q_2-s_2}^m x = \\ & = -f_{n,k}^{m,x} + \int_{S_1} \mathbf{J}_{n,k}^{m1} \mathbf{H}_{n,k}^{m1,x} dS'; \quad P \in S_{\text{не } x}; \end{aligned} \quad (3)$$

$$-f_{n,k}^{m,x} = - \int_{S_1} \mathbf{J}_{n,k}^{m1} (\mathbf{H}_{n,k}^{m1,x} + \mathbf{H}_{n,k}^{m2,x}) dS'; \quad P \in S_1 - S_{\text{не } x} - S_{\text{не } y};$$

$$-f_{n,k}^{m,y} = - \int_{S_1} \mathbf{J}_{n,k}^{m1} (\mathbf{H}_{n,k}^{m1,y} + \mathbf{H}_{n,k}^{m2,y}) dS'; \quad P \in S_1 - S_{\text{не } x} - S_{\text{не } y};$$

где  $S_1$  – поверхность раздела областей  $V_1$  и  $V_2$ ; слагаемые  $f_{n,k}^{m,x(y)}$  определяются падающим полем  $\mathbf{H}_{n,k}^i$  и не равны нулю только при  $n = \pm 1, k = 0$ .

Используя теорему Флоке и формулу суммирования Пуассона [7], бесконечную СНИУ (3), сведем к системе нелинейных интегральных уравнений относительно неизвестных плотностей магнитных токов на одном периоде решетки. Для численного решения СНИУ применим метод моментов. Численное решение задачи получим в программе, написанной на языке *Fortran*, для случая гармонического воздействия на НН [5] с частотой  $f_2$ .

**Численные результаты.** Сначала в программе *Ansoft HFSS* [10] исследуем две линейные электродинамические задачи. Первая задача описывает рассеяние на частоте  $\omega$  плоской ЭМ волны на решетке микрополосковых элементов с сосредоточенными линейными нагрузками (ЛН). Проводимость линейных нагрузок задан равной коэффициенту  $a_1$  ВАХ нелинейных нагрузок.

Вторая электродинамическая задача описывает возбуждение волн микрополосковой решеткой со сторонними источниками на заданной комбинационной частоте. Эти источники вводятся между кромками микрополосков и моделируют вторичные поверхностные токи на НН этой частоты. Во второй задаче нагрузки заменим на порты, возбуждающие поле на заданной комбинационной частоте. Частота возбуждающего поля в портах задается из следующих соображений. Предположим, что частота падающей волны  $f_1 = 10$  ГГц, а частота изменения параметров НН  $f_2 = 2$  ГГц, следовательно, комбинационная составляющая с индексами  $n = 1, k = 1$  имеет частоту 12 ГГц. Тогда частота возбуждающего порта-источника выбирается равной 12 ГГц.

Целью решения этих задач является определение оптимальных геометрических размеров микрополосков, расстояния между ними, толщины подложки и ее электрофизических параметров, которые обеспечивают наибольшую амплитуду поля излучения (в действительности, отражения) решетки на заданной комбинационной частоте.

В результате электродинамического моделирования в *Ansoft HFSS* установлено, например, что наибольшее поле на частоте 12 ГГц излучается микрополосковой решеткой с размером ячейки Флоке  $12,5 \times 8,33 \text{ мм}^2$  для диэлектрической подложки толщиной  $d = 0,75$  мм с относительной диэлектрической проницаемостью  $\epsilon = 2,08$ .

Результаты моделирования учитывались при задании исходных данных (параметров поставленной выше задачи) к *Fortran*-программе решения СНИУ (3) и расчета коэффициентов отражения ЭМ волны от микрополосковой решетки с НН на комбинационных частотах. Примем, что коэффициент отражения на комбинационной частоте находится как отношение комплексной амплитуды поля, рассеянного на комбинационной частоте, к комплексной амплитуде падающего поля основной частоты  $f_1$ .

В частном случае двумерной задачи отражения плоской волны, когда решетка микрополосков с НН бесконечна по оси  $ox$ , численные результаты приведены на рис. 2. На нем изображены графики модулей коэффициентов отражения  $|R_{n,k}|$  нулевых (распространяющейся) пространственных мод Флоке на комбинационных частотах  $n\omega + k\Omega$  в зависимости от амплитуд  $a_2$  и  $a_1$  изменения параметров  $a_2(t)$  и  $a_1(t)$  ВАХ НН для частоты  $f_1 = 10$  ГГц и частоте параметрического воздействия  $f_2 = 2$  ГГц.

Видно, что на основной частотной гармонике наблюдается увеличение коэффициента отражения при изменении параметра НН  $a_1$ . Но при этом модуль коэффициента отражения гармоники с индексом  $n = 1, k = 1$  в некотором интервале изменения  $a_2$  (рис. 2,а,б,в) больше, чем модуль коэффициента отражения на основной частоте. Более того, модуль коэффициента отражения гармоники с индексом  $n = 1, k = 1$  в некотором интервале изменения  $a_2$  (рис. 2,в) больше единицы. Такой эффект может быть объяснен наличием дополнительного источника возбуждения ЭМ волн.

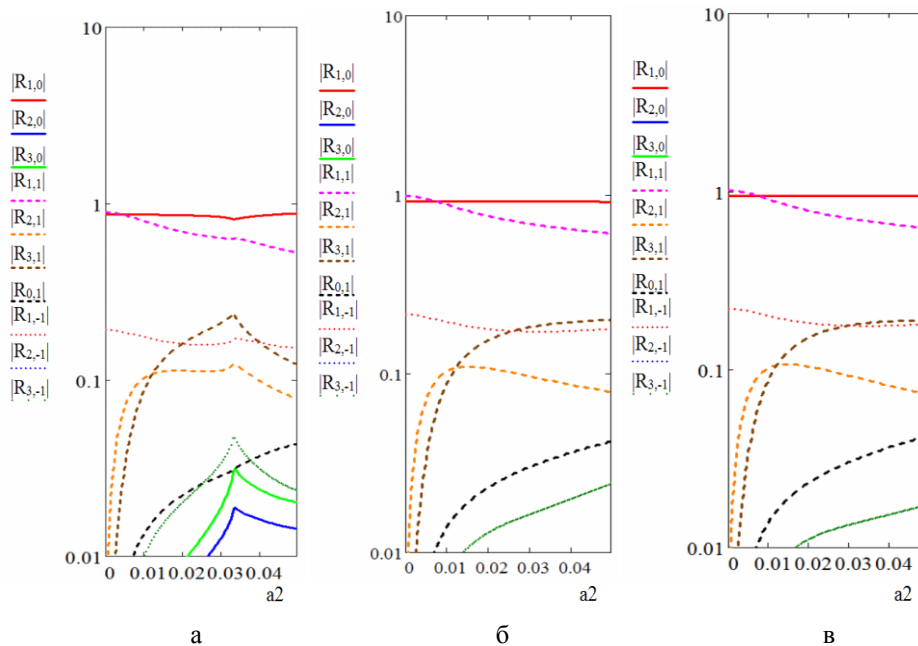


Рис. 2. Зависимости коэффициентов отражения от амплитуды параметра нагрузок  $a_2$  при: а –  $a_1 = 0,01$  [1/Ом], б –  $a_1 = 0,02$  [1/Ом], в –  $a_1 = 0,03$  [1/Ом],  $f_2 = 2$  ГГц

**Заключение.** Таким образом, проведенный численный анализ подтвердил принципиальную возможность разработки микрополосковой отражательной решетки, имеющей сравнимые по величине уровни отраженного поля на основной и комбинационных частотах, в случае, когда нелинейные нагрузки отражательной решетки меняются во времени по гармоническому закону с вычисленными амплитудами изменения параметров их ВАХ.

Данная работа была выполнена в центре коллективного пользования «Прикладная электродинамика и антенные измерения» ЮФУ.

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Семенихина Д.В., Гамолina И.Э. Исследование характеристик нелинейного рефлектора в виде плоской двумерно-периодической структуры // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 2000. – Т. 43, № 7. – С. 13-21.
2. Семенихина Д.В. Отражение волн на комбинационных гармониках от нелинейной решетки, расположенной на идеально проводящей плоскости // Рассеяние электромагнитных волн. – 2006. – Вып. 14. – С. 173-179.
3. Семенихина Д.В., Гамолina И.Э. Рассеяние плоской электромагнитной волны бесконечной периодической микрополосковой нелинейно нагруженной структурой // Радиотехника и электроника. – 2000. – Т. 45, № 5. – С. 552-556.
4. Петров Б.М., Семенихина Д.В. Возбуждение электромагнитных волн на полуплоскости с нелинейными контактами // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 1990. – Т. 33, № 5. – С. 81-83.
5. Семенихина Д.В. Параметрическое возбуждение микрополосковой решетки с нелинейными нагрузками // Нелинейный мир. – 2004. – № 5.
6. Марков Г.Т., Чаплин А.Ф. Возбуждение электромагнитных волн. – М.: Радио и связь, 1983. – 296 с.
7. Галишичкова Т.Н., Ильинский А.С. Численные методы в задачах дифракции. – М.: Изд-во МГУ, 1987. – 208 с.

8. Семенихина Д.В., Семенихин А.И. Нелинейный интеллектуальный рассеиватель с внутренней обратной связью на основе микрополосковой решетки с нагрузками-датчиками // Нелинейный мир. – 2009. – № 4. – С. 312-317.
9. Лагарьков А.Н., Погосян М.А. Фундаментальные и прикладные проблемы стелс-технологий // Вестник Российской академии наук. – 2003. – Т. 73, № 9. – С. 848.
10. www.ansoft.com.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор Д.Д. Габриэлян.

**Демшевский Валерий Витальевич** – Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Южный федеральный университет»; e-mail: airpu@tgn.sfedu.ru; 347928, г. Таганрог, пер. Некрасовский, 44; тел.: 88634371733; кафедра антенн и радиопередающих устройств.

**Demshevsky Valeriy Vitalievich** – Federal State-Owned Autonomy Educational Establishment of Higher Vocational Education “Southern Federal University”; e-mail: airpu@tgn.sfedu.ru; 44, Nekrasovskiy, Taganrog, 347928, Russia; phone: +78634371733; the department of antennas and radio transmitters.

УДК 621.372.852.2.

**М.М. Мусаев, Н.Н. Кисель**

#### **ИССЛЕДОВАНИЕ УГЛОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК МЕТАСТРУКТУР**

*В настоящее время все большее внимания стало уделяется использованию метаматериалов с целью расширения рабочих полос и увеличения эффективности работы радиопоглощающих материалов. В связи с этим важным становится вопрос исследования различных моделей метаматериалов с целью повышения эффективности их характеристик [1].*

*Существует немало публикаций, посвященных исследованию метаструктур, основанных на элементах различной геометрии и ориентации в пространстве [4–8], однако практически не встречаются исследования, посвященные разработке новых метаструктур на основе комбинированных элементов.*

*В работе рассматривается модель метаструктуры, единичный период которой формируется пространственной ячейкой кубической формы со стороной 5.8 см и содержит включения простейших элементов: квадратный разомкнутый кольцевой резонатор и спираль [9].*

*Метаматериалы; частотно-селективные поверхности; радиопоглощающий материал.*

**M.M. Musaev, N.N. Kisel**

#### **THE STUDY OF THE ANGULAR CHARACTERISTICS OF METASTRUCTURES.**

*At present, more and more attention has been paid for using metamaterials in order to increase the working bands and extension of the efficiency of radar absorbing materials. In this connection, the study of various models of metamaterials in order to improve the efficiency of their characteristics becomes an important question [1].*

*There are many publications devoted to research of metastructures based on the elements of different geometry and orientation in space [4-8], but there are almost no investigations in sphere of development of new metastructures on the basis of the combined elements.*

*This paper considers the meta-model, a single period of which is formed by spatial cell of the cubic form with a side of 5.8 cm and contains inclusions of the simplest elements: a square open-ring resonator and the spiral [9].*

*Metamaterials; meta-period; the combination; angular characteristics.*