

## АНТЕННИ, ХВИЛЕВОДИ І КВАЗІОПТИЧНА ТЕХНІКА

DOI: <https://doi.org/10.15407/rpra23.03.203>

УДК 621.396.677.8

Д. Г. СЕЛЕЗНЕВ, И. И. РЕЗНИК

PACS numbers: 41.20.Jb,  
84.40.Ba

Радиоастрономический институт НАН Украины,  
ул. Мистецтв, 4, г. Харьков, 61002, Украина  
E-mail: sad@rian.kharkov.ua

### ДВУХСЛОЙНЫЕ МИКРОПОЛОСКОВЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ ИЗ ПРЯМОУГОЛЬНЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ

*Предмет и цель работы: Цель настоящей работы заключается в распространении ранее разработанной авторами методики расчета микрополосковых антенн на случай двухслойной антенной решетки из прямоугольных излучателей и исследовании ее электродинамических характеристик при расширении рабочей полосы частот.*

*Методы и методология: Методика исследований основывается на применении спектрального метода в приближении заданного распределения плотности поверхностного тока на излучателях решетки, при котором распределение плотности тока задается некоторой функцией, достаточно хорошо описывающей истинное распределение тока и удобной при дальнейшем анализе. Суть спектрального метода заключается в представлении функции Грина, поля излучения и плотности тока в виде разложений в интеграл Фурье. Такое представление удобно при анализе характеристик излучения антенн. Исследования выполнены с учетом наличия поверхностных волн в диэлектрических слоях, взаимного влияния излучателей и согласования их с линиями питания.*

*Результаты: С помощью разработанной методики исследована двухслойная микрополосковая антенна, на каждом слое которой расположена решетка из четырех прямоугольных излучателей. Построен алгоритм расчета ее характеристик, и исследованы такие характеристики, как диаграмма направленности и коэффициент усиления. Выполнен конструктивный синтез элементов антенны, в результате которого определены размеры излучателей решетки, при которых они согласованы с линиями питания. Рассмотрено влияние толщины слоя между решетками на характеристики антенны. Показано, что применение двухслойных структур позволяет расширить рабочую полосу частот антенны, что имеет важное практическое значение.*

*Заключение: Разработанная методика дает возможность исследовать электродинамические характеристики и проводить конструктивный синтез двухслойных микрополосковых антенных решеток из прямоугольных излучателей, обладающих заданными улучшенными параметрами, в частности расширенной рабочей полосой частот.*

*Ключевые слова: излучение, двухслойная микрополосковая антенна, спектральный метод, плотность поверхностного тока, полоса частот*

#### 1. Введение

Микрополосковые (МП) антенны и антенные решетки (АР), благодаря своим достоинствам, широко применяются в современной технике сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн.

Результаты последних лет в области разработки МП антенн содержатся в многочисленных статьях, которые посвящены различным аспектам их функционирования и физического анализа

процессов в таких антеннах. При исследовании МП антенн использовались различные электродинамические методы расчета, как строгие, так и приближенные. Наиболее полную информацию о характеристиках таких антенн можно получить, используя строгие численно-аналитические методы прикладной электродинамики, хотя алгоритмы расчета в данном случае оказываются весьма сложными.

Настоящая работа основана на применении комбинации строгого и приближенного методов. Так, использовано строгое представление поля излучения через плотность поверхностного тока

© Д. Г. Селезнев, И. И. Резник, 2018

на антенне, а затем, в рамках приближения заданного распределения плотности поверхностного тока, определены такие параметры антенны, как диаграмма направленности (ДН), коэффициент усиления (КУ), комплексные входные сопротивления излучателей.

Следует отметить, что для нормального функционирования МП АР нужно учитывать взаимодействие между элементами решетки, а также взаимодействие с другими устройствами, в том числе с линиями питания. Вопрос о взаимодействии элементов в таких решетках достаточно полно изучен [1–3]. Вопрос согласования элементов решетки с линиями питания без учета взаимного влияния рассмотрен в [4]. В [5–7] авторами настоящей работы разработана методика расчета прямоугольных МП антенн, позволяющая не только учитывать взаимное влияние излучателей в решетке, но и выполнять ее конструктивный синтез, т. е. осуществлять согласование элементов решетки с линиями питания. В [8] эта методика применена к исследованию МП антенн с диэлектрическим покрытием.

Новизна настоящей работы заключается в применении разработанной методики к исследованию двухслойных МП структур.

Серьезным недостатком МП антенн является их узкополосность. Применение многослойных, в том числе двухслойных, конструкций позволяет избавиться от этого недостатка и улучшить частотные характеристики антенны. Многослойные антенны исследовались рядом авторов [9–12]. Так, в работе [9] проведено численное и экспериментальное исследование антенны, состоящей из двух прямоугольных этажно расположенных излучателей, возбуждаемых через линейную щель в плоском экране. Расчетные результаты получены на основе решения интегрального уравнения для токов методом моментов. В работе [10] представлена математическая модель плоской многослойной МП решетки, построенная на основе метода интегрального уравнения относительно поверхностной плотности магнитного тока. Однако в этих работах не показана возможность расчета решеток различной конфигурации, а приведенный математический аппарат не позволяет выполнять конструктивный синтез таких антенн.

Цель настоящей работы состоит в распространении разработанной авторами методики расчета МП антенн на случай двухслойной АР из прямоугольных излучателей, исследовании электродинамических характеристик при расширении рабочей полосы частот этой антенны.

## 2. Методика исследований и постановка задачи

Методика исследований основывается на применении спектрального метода в приближении, при котором распределение плотности тока на излучателях решетки считается известным и задается некоторой функцией, с одной стороны, достаточно хорошо описывающей истинное распределение тока, а с другой стороны, удобной для использования в последующем анализе.

Суть спектрального метода заключается в представлении функции Грина, поля излучения и плотности тока в виде разложений в интеграл Фурье. Такое представление удобно при анализе характеристик излучения антенн. Применительно к теории МП АР этот метод глубоко развит в работах [1–3].

Следует отметить, что в процессе исследований, выполненных в настоящей работе, учитывалось наличие поверхностной волны в диэлектрических слоях и взаимное влияние излучателей, а также осуществлялось их согласование с линиями питания.

Введем систему координат так, чтобы ось  $Oz$  была перпендикулярна границам диэлектрических слоев с толщинами  $h_2$  и  $\Delta h$  ( $\Delta h = h_1 - h_2$ ) и диэлектрическими проницаемостями  $\epsilon_3$  и  $\epsilon_2$  соответственно, а начало координат находилось в плоскости идеально проводящего экрана (рис. 1, *a*). Оси  $Ox$  и  $Oy$ , составляющие с осью  $Oz$  декартовую систему координат, расположены в плоскости экрана. Излучатели, составляющие МП АР, расположены в плоскостях  $z = h_1$  и  $z = h_2$  друг над другом и представляют собой идеально проводящие бесконечно тонкие участки на поверхности диэлектрика, по которым может течь ток, направление которого показано стрелками на рис. 1, *б*. Элементы решетки имеют размеры  $L$  – длина излучателя и  $W$  – его ширина, расположены на расстоянии  $d$

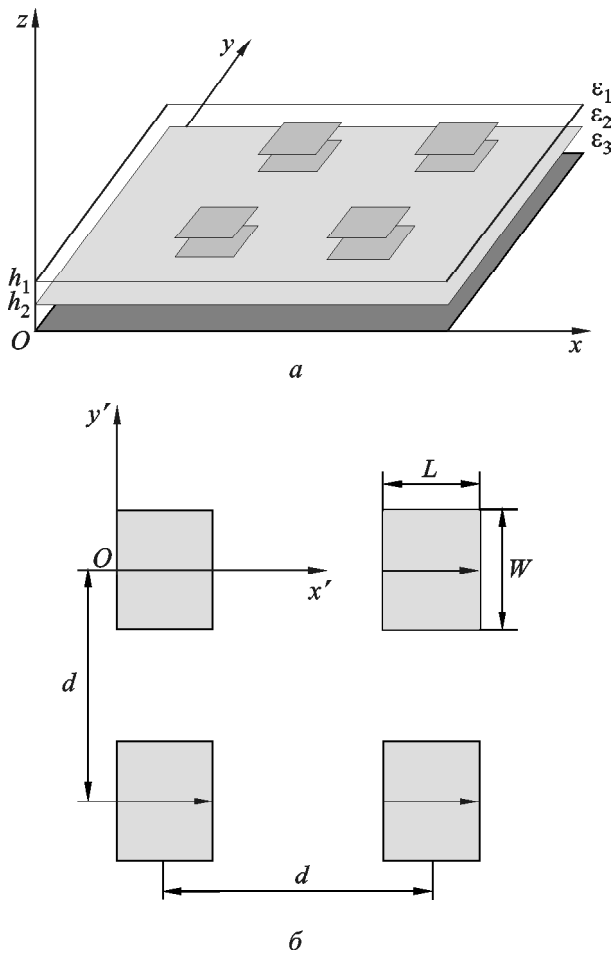


Рис. 1. Двухслойная МП АР из прямоугольных излучателей (а); геометрия прямоугольных излучателей (б)

друг от друга, согласованы с линиями питания, имеющими характеристическое сопротивление  $z_n^c$  ( $n$  – номер излучателя) и настроены на частоту  $f$ .

Воспользуемся приближением заданного распределения плотности поверхностного тока. Будем считать, что в условиях, близких к резонансу, поверхностная плотность тока на каждом излучателе имеет только  $x$ -составляющую и описывается функцией

$$\vec{J}(x', y') = \begin{cases} \vec{e}_x \frac{I}{W} \sin \frac{\pi x'}{L} & \text{при } 0 \leq x' \leq L, \\ & -W/2 \leq y' \leq W/2; \\ 0, & \text{вне излучателя;} \end{cases}$$

где  $I$  – амплитуда тока на излучателе. Питание излучателя осуществляется в точке  $x' = y' = 0$ , где штрихованная система координат связана с излучателем (см. рис. 1, б). Найдем поле излучения этого тока, предполагая, что известна его поверхностная плотность.

В каждой из областей пространства 1, 2 и 3 с постоянными значениями диэлектрической проницаемости  $\epsilon_1$ ,  $\epsilon_2$  и  $\epsilon_3$  поле электромагнитной волны можно представить в виде суперпозиции  $TE$  и  $TM$  волн. Из уравнений Максвелла можно получить выражения для поперечных относительно оси  $Oz$  компонент полей через  $z$ -компоненты [5]. Воспользуемся спектральным методом и представим  $z$ -компоненты электромагнитного поля излучения антенны  $\vec{E}$ ,  $\vec{H}$  и плотность поверхностного тока на элементах решетки  $\vec{J}$  в виде интегралов Фурье:

$$\begin{cases} E_z^1 \\ H_z^1 \end{cases} = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \begin{cases} \tilde{E}_z^1 \\ \tilde{H}_z^1 \end{cases} \exp\{-i(k_x x + k_y y) - i\gamma_1(z - h_1)\} dk_x dk_y, \quad z \geq h_1; \quad (1)$$

$$\begin{cases} E_z^2 \\ H_z^2 \end{cases} = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \begin{cases} \tilde{E}_z^2 \\ \tilde{H}_z^2 \end{cases} \exp\{-i(k_x x + k_y y) - i\gamma_1(z - h_1)\} dk_x dk_y + \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \begin{cases} \tilde{\tilde{E}}_z^2 \\ \tilde{\tilde{H}}_z^2 \end{cases} \exp\{-i(k_x x + k_y y) + i\gamma_1(z - h_1)\} dk_x dk_y, \quad h_1 \leq z \leq h_2; \quad (2)$$

$$\begin{cases} E_z^3 \\ H_z^3 \end{cases} = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \begin{cases} \tilde{E}_z^3 \cos(\gamma_2 z) \\ \tilde{H}_z^3 \sin(\gamma_2 z) \end{cases} \times \exp\{-i(k_x x + k_y y)\} dk_x dk_y, \quad 0 \leq z \leq h_2; \quad (3)$$

$$\vec{J}^j = \frac{1}{4\pi^2} \times \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \vec{J}^j \exp\{-i(k_x x + k_y y)\} dk_x dk_y, \quad z = h_j \quad (j = 1, 2) \quad (4)$$

В формулах (1)–(4) символы с волной являются спектральными амплитудами, а значение постоянной распространения волны в каждой среде определяется по формуле:

$$\gamma_j = \sqrt{k^2 \varepsilon_j - k_r^2}, \quad \text{Im} \gamma_j \leq 0, \quad j = 1, 2, 3.$$

Здесь  $k_r^2 = k_x^2 + k_y^2$ ,  $k_r$  – проекция волнового вектора  $\vec{k}$  на плоскость  $xOy$ , а  $k_x$  и  $k_y$  – составляющие вектора  $\vec{k}_r$ .

Обозначим  $\vec{k}_t$  поперечную к оси  $Oz$  составляющую волнового вектора:  $\vec{k}_t = \vec{e}_x k_x + \vec{e}_y k_y$ . Соответствующий единичный вектор обозначим  $\vec{k}_t^{\parallel} = \vec{e}_x \frac{k_x}{k_r} + \vec{e}_y \frac{k_y}{k_r}$  и введем единичный вектор  $\vec{k}_t^{\perp}$ , определив его следующим образом:  $\vec{k}_t^{\perp} = [\vec{k}_t^{\parallel}, \vec{e}_z]$ .

Поскольку тангенциальные компоненты электрического поля непрерывны в плоскостях  $z = h_j$ , а магнитное поле в этих плоскостях претерпевает разрыв, равный плотности поверхностного тока, воспользовавшись данными граничными условиями, можно определить спектральные амплитуды полей в областях 1 и 2 по спектральной амплитуде плотности поверхностного тока на элементах решетки:

$$\begin{aligned} \tilde{E}_z^1 = & Z_0 k_r \gamma_3 \left\{ \left( \tilde{J}^2, \vec{k}_t^{\parallel} \right) + \right. \\ & \left. + \left( \cos(\gamma_2 \Delta h) + \frac{\varepsilon_3 \gamma_2}{\varepsilon_2 \gamma_3} \text{ctg}(\gamma_3 h_2) \sin(\gamma_2 \Delta h) \right) \left( \tilde{J}^1, \vec{k}_t^{\parallel} \right) \right\} \times \\ & \times k^{-1} \left\{ \left( \varepsilon_1 \gamma_3 - i \varepsilon_3 \gamma_1 \text{ctg}(\gamma_3 h_2) \right) \cos(\gamma_2 \Delta h) + \right. \\ & \left. + i \sin(\gamma_2 \Delta h) \left( \varepsilon_2 \frac{\gamma_1 \gamma_3}{\gamma_2} - i \gamma_2 \frac{\varepsilon_3 \varepsilon_1}{\varepsilon_2} \text{ctg}(\gamma_3 h_2) \right) \right\}^{-1}, \quad (5) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \tilde{H}_z^1 = & k_r \left\{ \left( \tilde{J}^2, \vec{k}_t^{\perp} \right) + \left( \cos(\gamma_2 \Delta h) + \right. \right. \\ & \left. \left. + \frac{\gamma_3}{\gamma_2} \text{ctg}(\gamma_3 h_2) \sin(\gamma_2 \Delta h) \right) \left( \tilde{J}^1, \vec{k}_t^{\perp} \right) \right\} \times \\ & \times \left\{ \left( \gamma_1 - i \gamma_3 \text{ctg}(\gamma_3 h_2) \right) \cos(\gamma_2 \Delta h) + \right. \end{aligned}$$

$$\left. + i \sin(\gamma_2 \Delta h) \left( \gamma_2 - i \frac{\gamma_3 \gamma_1}{\gamma_2} \text{ctg}(\gamma_3 h_2) \right) \right\}^{-1}, \quad (6)$$

где  $k = 2\pi/\lambda$  – волновое число,  $\lambda$  – длина волны,  $Z_0 = 120\pi$  – волновое сопротивление свободного пространства. Выражения для спектральных амплитуд полей в области 2 легко представляются через спектральные амплитуды полей в области 1.

Воспользовавшись представлением поперечных относительно оси  $Oz$  компонент полей через параллельные ей составляющие [5], получим выражения для спектральных компонент поля  $\tilde{E}_t^2$  и  $\tilde{H}_t^2$ . Поскольку в дальнейшем нас интересует только тангенциальная составляющая электрического поля, выпишем выражение только для нее:

$$\tilde{E}_t^2 = - \frac{Z_0 \gamma_2 \gamma_3 \alpha \left( \delta_1 \tilde{J}_1^{\parallel} + \tilde{J}_2^{\parallel} \right) \vec{k}_t^{\parallel}}{k \xi} - \frac{k Z_0 \beta \left( \delta_2 \tilde{J}_1^{\perp} + \tilde{J}_2^{\perp} \right) \vec{k}_t^{\perp}}{\varsigma}, \quad (7)$$

где

$$\tilde{J}^{\perp} = \left( \tilde{J}, \vec{k}_t^{\perp} \right), \quad \tilde{J}^{\parallel} = \left( \tilde{J}, \vec{k}_t^{\parallel} \right);$$

$$\alpha = \frac{\gamma_1}{\gamma_2} \cos(\gamma_2 \Delta h) + i \frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2} \sin(\gamma_2 \Delta h);$$

$$\beta = \cos \gamma_2 \Delta h + i \frac{\gamma_1}{\gamma_2} \sin(\gamma_2 \Delta h);$$

$$\delta_1 = \cos(\gamma_2 \Delta h) + \frac{\varepsilon_3 \gamma_2}{\varepsilon_2 \gamma_3} \text{ctg}(\gamma_3 h_2) \sin(\gamma_2 \Delta h);$$

$$\delta_2 = \cos(\gamma_2 \Delta h) + \frac{\gamma_3}{\gamma_2} \text{ctg}(\gamma_3 h_2) \sin(\gamma_2 \Delta h);$$

$$\xi = \left( \varepsilon_1 \gamma_3 - i \varepsilon_3 \gamma_1 \text{ctg}(\gamma_3 h_2) \right) \cos(\gamma_2 \Delta h) +$$

$$+ i \sin(\gamma_2 \Delta h) \left( \varepsilon_2 \frac{\gamma_1 \gamma_3}{\gamma_2} - i \gamma_2 \frac{\varepsilon_3 \varepsilon_1}{\varepsilon_2} \text{ctg}(\gamma_3 h_2) \right);$$

$$\varsigma = \left( \gamma_1 - i \gamma_3 \text{ctg}(\gamma_3 h_2) \right) \cos(\gamma_2 \Delta h) +$$

$$+ i \sin(\gamma_2 \Delta h) \left( \gamma_2 - i \frac{\gamma_3 \gamma_1}{\gamma_2} \text{ctg}(\gamma_3 h_2) \right).$$

Средняя по времени комплексная мощность излучения МП антенны определяется выражением  $P = -\frac{1}{2} \int_{S_1+S_2} \vec{E}_t \vec{J}^* dS$ , где  $S_1$  – часть плоскости  $z = h_1$ , занятая излучателями, а  $S_2$  – часть плоскости  $z = h_2$ , занятая излучателями.

Переходя к спектральным амплитудам, получим

$$P = -\frac{1}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{E}_t^2 \tilde{J}_1^* dk_x dk_y - \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{E}_t^2 \tilde{J}_2^* dk_x dk_y.$$

Пусть антенна состоит из  $N$  излучателей. По поверхности излучателя с номером  $m$  ( $m = 1, \dots, N$ ) благодаря приложенной сторонней ЭДС и взаимному влиянию излучателей течет ток  $\tilde{J}_m$ , который создает поле, определяющееся спектральной амплитудой  $\tilde{E}_{tm}$ . Тогда поле всей антенны и комплексная мощность излучения имеют вид:  $\tilde{E}_t = \sum_{m=1}^N \tilde{E}_{tm}$ ,  $P = \sum_{m,n=1}^N P_{mn}$ , где

$$P_{mn} = -\frac{1}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{E}_{tm} \tilde{J}_n^* dk_x dk_y.$$

Пользуясь формулами (1)–(7), выражение для комплексной мощности можно записать следующим образом:

$$P_{mn} = -\frac{Z_0}{8\pi^2 k} \times \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \left\{ \frac{\gamma_2 \gamma_3 \alpha \left( \tilde{J}_{2m}^{\parallel} \tilde{J}_{2n}^{\parallel*} + \tilde{J}_{2m}^{\parallel} \tilde{J}_{1n}^{\parallel*} + \delta_1 \left( \tilde{J}_{1m}^{\parallel} \tilde{J}_{1n}^{\parallel*} + \tilde{J}_{1m}^{\parallel} \tilde{J}_{2n}^{\parallel*} \right) \right)}{\xi} + \frac{k^2 \beta \left( \tilde{J}_{2m}^{\perp} \tilde{J}_{2n}^{\perp*} + \tilde{J}_{2m}^{\perp} \tilde{J}_{1n}^{\perp*} + \delta_2 \left( \tilde{J}_{1m}^{\perp} \tilde{J}_{1n}^{\perp*} + \tilde{J}_{1m}^{\perp} \tilde{J}_{2n}^{\perp*} \right) \right)}{\zeta} \right\} \times dk_x dk_y, \quad (8)$$

где  $\tilde{J}_m^{\perp} = \left( \tilde{J}_m^{\perp} \vec{k}_t^{\perp} \right)$ ,  $\tilde{J}_m^{\parallel} = \left( \tilde{J}_m^{\parallel} \vec{k}_t^{\parallel} \right)$ . Выражения для функций  $\tilde{J}_m^{\perp}$  и  $\tilde{J}_m^{\parallel}$  приведены в [5].

Действительную часть входной мощности антенны в отсутствие омических потерь составляют мощность излучения в свободное пространство, которая получается при интегрировании выражения (8) по видимой области (область 1)

волновых векторов  $\vec{k}$ , и мощность поверхностных волн в диэлектрических слоях. Как видно из формулы (8), выражение для комплексной мощности представляет собой несколько слагаемых, знаменатель двух из которых может обращаться в нуль при некоторых значениях постоянной распространения  $k_r$ . Эти полюсы подынтегральной функции соответствуют значениям постоянных распространения собственных волн диэлектрических слоев. Собственные волны имеют действительные постоянные распространения, которые расположены только в кольце  $k \leq k_r \leq k\sqrt{\epsilon_i}$ , где  $i$  – номер диэлектрического слоя. Как уже отмечалось, в подложке могут существовать только два типа собственных волн –  $TE$  и  $TM$  волны. Низшим типом волны, не имеющим частоты отсечки, является первая  $TM$  волна. Дисперсионное уравнение для нее в безразмерных величинах имеет вид:

$$\cos \left( k_0 \Delta h \sqrt{\epsilon_2 - x_p^2} \right) \left[ \epsilon_3 \sqrt{x_p^2 - \epsilon_1} \operatorname{ctg} \left( k_0 h_2 \sqrt{\epsilon_3 - x_p^2} \right) - \epsilon_1 \sqrt{\epsilon_3 - x_p^2} \right] - \sin \left( k_0 \Delta h \sqrt{\epsilon_2 - x_p^2} \right) \times \left[ \frac{\epsilon_1 \epsilon_3}{\epsilon_2} \sqrt{\epsilon_2 - x_p^2} \operatorname{ctg} \left( k_0 h_2 \sqrt{\epsilon_3 - x_p^2} \right) + \epsilon_2 \frac{\sqrt{x_p^2 - \epsilon_1} \sqrt{\epsilon_3 - x_p^2}}{\sqrt{\epsilon_2 - x_p^2}} \right] = 0, \quad (9)$$

где  $x_p$  – решение дисперсионного уравнения. Уравнение (9) имеет по крайней мере одно решение. Для того чтобы уменьшить потери на возбуждение поверхностных волн в МП антеннах, используются подложки, имеющие малую электрическую толщину. В этом случае в подложке распространяется только одна основная  $TM$  волна и ее постоянная распространения определяется первым корнем уравнения (9).

Взаимное влияние излучателей приводит к рассогласованию каждого отдельного элемента решетки с линиями питания. В связи с этим для улучшения характеристик АР в работе применена методика, позволяющая согласовывать элементы решетки с линиями питания.

Процедура согласования (конструктивный синтез) заключается в нахождении таких размеров излучателей, составляющих АР, при которых входные сопротивления становятся чисто активными и равными характеристическому сопротивлению линий питания  $z_n^c$ . Для этого необходимо решить систему  $2N$  трансцендентных уравнений относительно размеров излучателей, составляющих АР:

$$\begin{cases} \operatorname{Re} Z_n^{in} = Z_n^c, & n = 1, 2, \dots, N; \\ \operatorname{Im} Z_n^{in} = 0, & n = 1, 2, \dots, N; \end{cases}$$

где  $Z_n^{in}$  – элементы матрицы входных сопротивлений, которые определяются через матрицу собственных и взаимных сопротивлений и токи на излучателях решетки. Эта процедура подробно описана в работах [6, 7].

### 3. Обсуждение результатов

С помощью приведенной выше методики построен алгоритм расчета характеристик двухслойных МП АР. При расчетах рассматривалась структура, состоящая из двух четырехэлементных решеток расположенных в плоскостях  $z = h_1$  и  $z = h_2$  (рис. 1). Исследованы такие характеристики АР, как ДН и КУ. Выполнен конструктивный синтез ее элементов. Показано, каким образом расстояние между решетками  $\Delta h$  влияет на характеристики антенны.

Так, при росте значений  $\Delta h$  происходит увеличение мощности, переносимой поверхностной волной, что приводит к уменьшению КУ решетки. Этот факт подтверждается численными результатами, приведенными в табл. 1 для структуры со следующими параметрами:  $\epsilon_1 = 1$ ,  $\epsilon_2 = \epsilon_3 = 2.2$ ,  $h_2 = 1$  мм,  $d/\lambda = 0.8$ ,  $z^c = 200$  Ом,  $f = 10$  ГГц. Следует отметить, что максимальное значение величины  $\Delta h$  выбиралось из условия наличия в подложке только основной ТМ волны. Как показано в [8], при данных параметрах структуры это условие соблюдается для подложек с толщиной до 6 мм.

В табл. 1 приведены также значения размеров излучателей,  $L$  – длина излучателей,  $W$  – ширина, (см. рис. 1) для структуры с приведенными выше параметрами. Видно, что изменение расстояния между решетками существенно сказывается на размерах излучателей в решет-

Таблица 1. Зависимость размеров излучателей, ширины ДН и КУ от толщины диэлектрического слоя  $\Delta h$

$\Delta h$ , мм	0.0	1.0	2.0	3.0	4.0
$W$ , мм	12.9	8.1	7.0	5.5	4.5
$L$ , мм	9.3	8.7	8.2	8.30	8.7
КУ, дБ	13.8	11.5	11.6	11.5	11.3
Ширина ДН в $E$ -плоскости, градусы	17	17	17	17	17
Ширина ДН в $H$ -плоскости, градусы	16.5	17	17	17.5	18

ке, причем чем больше значение  $\Delta h$ , тем сильнее отличаются размеры излучателей. Следует отметить, что эти изменения несущественно сказываются на длине излучателей, поскольку она в основном определяется резонансной частотой, а вот ширина излучателей существенно уменьшается с ростом  $\Delta h$ .

На рис. 2 приведены ДН исследуемой структуры в  $E$ -плоскости (плоскость в которой лежит вектор  $\vec{E}$ ) для параметров:  $\epsilon_1 = 1$ ,  $\epsilon_2 = \epsilon_3 = 2.2$ ,  $h_2 = 1$  мм,  $d/\lambda = 0.8$ ,  $z^c = 200$  Ом,  $f = 10$  ГГц,  $\Delta h = 0$  (квадраты) и  $\Delta h = 4$  мм (треугольники). Следует отметить, что с увеличением расстояния  $\Delta h$  между решетками главный лепесток ДН практически не изменяется, а амплитуда бокового лепестка увеличивается тем больше, чем больше значение параметра  $\Delta h$ . В  $H$ -плоскости ширина главного лепестка ДН незначительно увеличивается с ростом  $\Delta h$ , что связано с уменьшением ширины излучателей в решетке, а следовательно, с уменьшением излучающей апертуры антенны (табл. 1).

На рис. 3 представлена зависимость КУ от частоты для решетки с параметрами:  $\epsilon_1 = 1$ ,  $\epsilon_2 = \epsilon_3 = 2.2$ ,  $h_2 = 1$  мм,  $d/\lambda = 0.8$ ,  $z^c = 200$  Ом,  $f = 10$  ГГц,  $\Delta h = 0$  (квадраты),  $\Delta h = 1$  мм (кружки),  $\Delta h = 2$  мм (треугольники). Для каждого значения  $\Delta h$  элементы решетки согласовывались с линиями питания на центральной частоте  $f = 10$  ГГц. Из рисунка видно, что с увеличением расстояния между решетками рабочая полоса частот антенны расширяется. Так, для значения  $\Delta h = 2$  мм она составляет порядка 20 % по уровню 10 дБ.

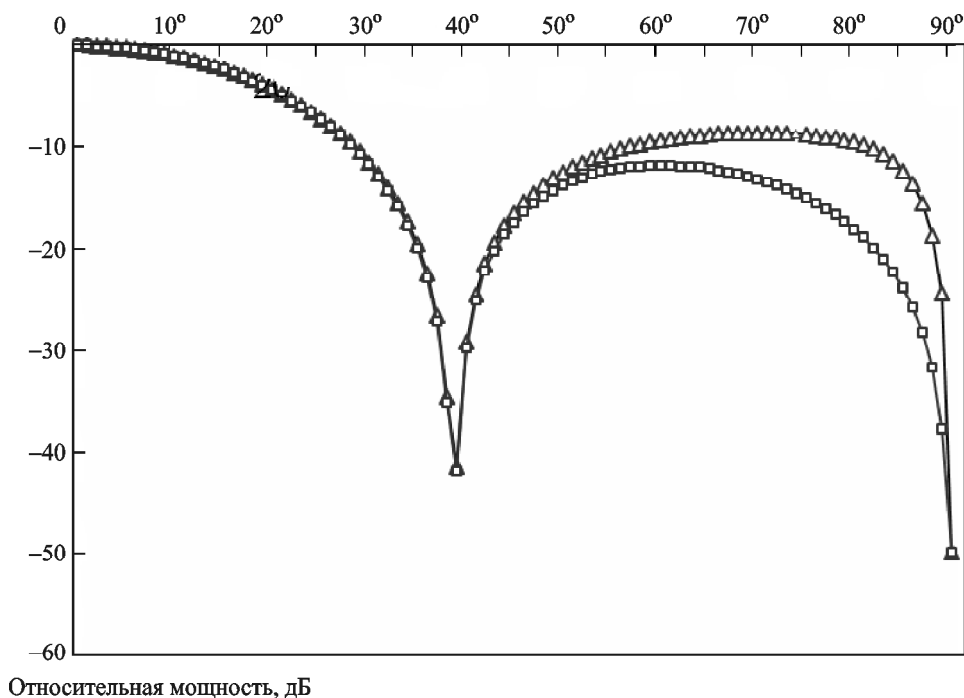


Рис. 2. Диаграммы направленности двухслойной МП АР: квадраты –  $\Delta h = 0$ ; треугольники –  $\Delta h = 4$  мм

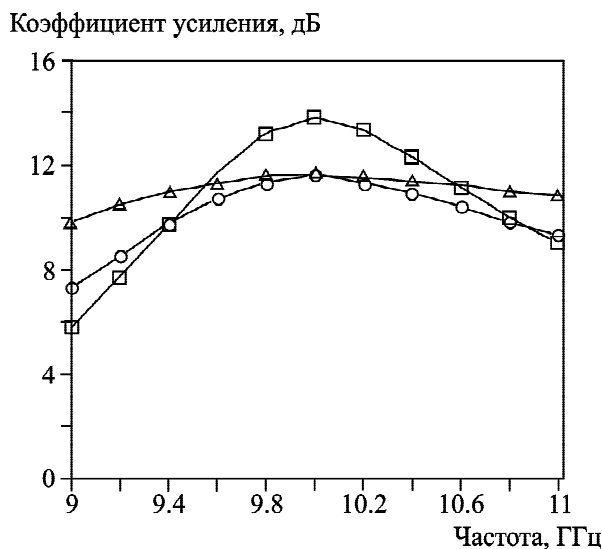


Рис. 3. Зависимость КУ двухслойной МП АР от частоты: квадраты –  $\Delta h = 0$ ; кружки –  $\Delta h = 1$  мм; треугольники –  $\Delta h = 2$  мм

#### 4. Заключение

В представленной работе разработанная авторами методика исследования МП АР, основанная на применении спектрального метода в приближении заданного распределения плотности поверхностного тока на излучателях решетки,

распространена на случай двухслойных структур. Рассмотрены характеристики излучения двухслойной МП антенны, на каждом слое которой расположено по четыре прямоугольных излучателя. Исследования проведены с учетом взаимного влияния излучателей в решетке и их согласования с линиями питания. Выяснено влияние геометрических параметров структуры на характеристики антенны. Показано, что при увеличении толщины слоя между решетками КУ падает, а ширина главного лепестка ДН в  $E$ -плоскости остается неизменной, при этом ширина согласованных излучателей, составляющих решетку, уменьшается. Кроме того, в работе показано, что применение двухслойных структур позволяет расширить рабочую полосу частот антенны, что имеет важное практическое значение. Все это дает возможность проводить конструктивный синтез двухслойных МП АР, обладающих заданными характеристиками, в частности расширенной рабочей полосой частот.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Pozar D. M. Input impedance and mutual coupling of rectangular microstrip antennas. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 1982. Vol. 30, Is. 6. P. 1191–1196. DOI: 10.1109/TAP.1982.1142934

2. Pozar D. M. Considerations for millimeter wave printed antennas. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 1983. Vol. 31, Is. 5. P. 740–747. DOI: 10.1109/TAP.1983.1143124
3. Pozar D. M. Finite phased arrays of rectangular microstrip patches. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 1986. Vol. 34, Is. 5. P. 658–665. DOI: 10.1109/TAP.1986.1143868
4. Levine E., Malamud G., Shtrikman S., and Treves D. A study of microstrip array antennas with the feed network. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 1989. Vol. AP-37, Is. 4. P. 426–434. DOI: 10.1109/8.24162
5. Просвирнин С. Л., Нечаев Ю. Б. *Расчет микрополосковых антенн в приближении заданного распределения поверхностного тока*. Воронеж: Изд-во Воронежского ун-та, 1992. 112 с.
6. Просвирнин С. Л., Резник И. И., Селезнев Д. Г. Согласование с линиями питания и учет взаимного влияния в микрополосковых антенных решетках. *Радиотехника и электроника*. 1998. Т. 43, № 12. С. 1473–1476.
7. Селезнев Д. Г., Резник И. И., Селезнев А. Д. Микрополосковые антенные решетки из прямоугольных излучателей. *Радиофизика и радиоастрономия*. 2003. Т. 8, № 1. С. 52–58.
8. Селезнев Д. Г., Резник И. И., Селезнев А. Д. Микрополосковые антенные решетки с диэлектрическим покрытием. *Радиофизика и радиоастрономия*. 2005. Т. 10, № 1. С. 85–91.
9. Croq F. and Pozar D. M. Millimeter-wave design of wide-band aperture-coupled stacked microstrip antennas. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 1991. Vol. 39, Is. 12. P. 1770–1776. DOI: 10.1109/8.121599
10. Обуховец В. А., Касьянов А. О., Загоровский В. И. Электродинамический анализ многослойных микрополосковых отражательных антенных решеток. *Антенны*. 2002. Вып. 4(59). С. 4–11.
11. You C., Tentzeris M. M., and Hwang W. Multilayer effects on microstrip antennas for their integration with mechanical structures. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2007. Vol. 55, Is. 4. P. 1051–1058. DOI: 10.1109/TAP.2007.893401
12. Nagendra Pachauri, Aparna Gupta, and Soni Changlani. Analysis of multilayer stacked microstrip patch antenna for bandwidth enhancement. *Int. J. Innov. Res. Sci. Eng. Technol.* 2015. Vol. 4, Is. 9. P. 8321–8334. DOI: 10.15680/IJRSET.2015.04090044
5. PROSVIRNIN, S. L. and NECHAEV, YU. B., 1992. *Designing of microstrip antennas by using approximation of fixed surface current distribution*. Voronezh, Russia: Voronezh State University Publ. (in Russian).
6. PROSVIRNIN, S. L., REZNIK, I. I. and SELEZNEV, D. G., 1998. Matching with feed lines and taking into account interaction in microstrip antenna arrays. *J. Commun. Technol. Electron.* vol. 43, no. 12, pp. 1376–1379.
7. SELEZNYOV, D. G., REZNIK, I. I. and SELEZNYOV, A. D., 2003. Microstrip Antenna Arrays Composed of Rectangular Radiators. *Radio Phys. Radio Astron.* vol. 8, is. 1, pp. 52–58 (in Russian).
8. SELEZNYOV, D. G., REZNIK, I. I. and SELEZNYOV, A. D., 2005. Microstrip Antenna Arrays with Dielectric Covering. *Radio Phys. Radio Astron.* vol. 10, is. 1, pp. 85–91 (in Russian).
9. CROQ, F. and POZAR, D. M., 1991. Millimeter-wave design of wide-band aperture-coupled stacked microstrip antennas. *IEEE Trans. Antennas Propag.* vol. 39, is. 12, pp. 1770–1776. DOI: 10.1109/8.121599
10. OBUKHOVETS, V. A., KASYANOV, A. O. and ZAGOROVSKY, V. I., 2002. Electromagnetic analysis of multilayered microstrip reflector antenna arrays. *Antenny*. vol. 4(59), pp. 4–11 (in Russian).
11. YOU, C., TENTZERIS, M. M. and HWANG, W., 2007. Multilayer effects on microstrip antennas for their integration with mechanical structures. *IEEE Trans. Antennas Propag.* vol. 55, is. 4, pp. 1051–1058. DOI: 10.1109/TAP.2007.893401
12. NAGENDRA PACHAURI, APARNA GUPTA and SONI CHANGLANI, 2015. Analysis of multilayer stacked microstrip patch antenna for bandwidth enhancement. *Int. J. Innov. Res. Sci. Eng. Technol.* vol. 4, is. 9, pp. 8321–8334. DOI: 10.15680/IJRSET.2015.04090044

D. G. Seleznyov and I. I. Reznik

Institute of Radio Astronomy,  
National Academy of Sciences of Ukraine,  
4, Mystetstv St., Kharkiv, 61002, Ukraine

#### TWO-LAYER MICROSTRIP ANTENNA ARRAYS OF RECTANGULAR RADIATORS

*Purpose:* The purpose of this paper is to propagate the methodology earlier developed by the authors for calculating microstrip antennas for the case of a two-layer antenna array of rectangular radiators, to study its electrodynamic characteristics with expanding its bandwidth.

*Design/methodology/approach:* The research method is based on application of the spectral method in approximation of the given surface current density distribution on the array radiators, when the current density distribution is given by some function which fairly well describes the true current distribution and is convenient for further analysis. The essence of the spectral method lies in representation of the Green's function, the radiation field, and the current density as expansions in the Fourier integral. Such a representation is convenient in analyzing the radiation characteristics of antennas. The investigations were carried out with taking into account the presence of

#### REFERENCES

1. POZAR, D. M., 1982. Input impedance and mutual coupling of rectangular microstrip antennas. *IEEE Trans. Antennas Propag.* vol. 30, is. 6, pp. 1191–1196. DOI: 10.1109/TAP.1982.1142934
2. POZAR, D. M., 1983. Considerations for millimeter wave printed antennas. *IEEE Trans. Antennas Propag.* vol. 31, is. 5, pp. 740–747. DOI: 10.1109/TAP.1983.1143124
3. POZAR, D. M., 1986. Finite phased arrays of rectangular microstrip patches. *IEEE Trans. Antennas Propag.* vol. 34, is. 5, pp. 658–665. DOI: 10.1109/TAP.1986.1143868
4. LEVINE, E., MALAMUD, G., SHTRIKMAN, S. and TREVES, D., 1989. A study of microstrip array antennas with the feed network. *IEEE Trans. Antennas Propag.* vol. AP-37, is. 4, pp. 426–434. DOI: 10.1109/8.24162



surface waves in the dielectric layers, the mutual influence of the radiators and matching them with the power lines.

*Findings:* Using the developed technique a two-layer microstrip antenna with a grating of four rectangular radiators located on each layer is studied. An algorithm for calculating its characteristics is constructed and its such characteristics as the directivity pattern and the gain factor are investigated. A constructive synthesis of its elements is made that resulted in determination of the dimensions of the radiators of the grating at which they are matching with the power lines. The influence of the layer thickness between the gratings on antenna characteristics is considered. It is shown that using the two-layer structures gives the opportunity to expand the antenna bandwidth, which is of great practical importance.

*Conclusions:* The research methodology makes it possible to investigate the electrodynamic characteristics and to make a constructive synthesis of two-layer microstrip antenna arrays from rectangular radiators having some specified improved parameters, in particular, an extended bandwidth.

*Key words:* radiation, two-layer microstrip antenna, spectral method, surface current density, bandwidth

Д. Г. Селезньов, І. І. Резнік

Радіоастрономічний інститут НАН України,  
вул. Мистецтв, 4, м. Харків, 61002, Україна

#### ДВОШАРОВІ МІКРОСТРІЧКОВІ АНТЕННІ РЕШІТКИ З ПРЯМОКУТНИХ ВИПРОМІНЮВАЧІВ

*Предмет і мета роботи:* Мета роботи є поширення раніше розробленої авторами методики розрахунку мікροстрічкових антен на випадок двошарової антенної решітки з прямокутних випромінювачів та дослідження її електродинамічних характеристик з розширенням робочої смуги.

*Методи та методологія:* Методика досліджень ґрунтується на застосуванні спектрального методу у наближенні заданого розподілу щільності поверхневого струму на випромінювачах решітки, за якого розподіл щільності струму задається деякою функцією, яка досить добре описує істинний розподіл струму та є зручною у подальшому аналізі. Суть спектрального методу полягає у представленні функції Гріна, поля випромінювання та щільності струму у вигляді розкладення в інтеграл Фур'є. Таке представлення є зручним у аналізі характеристик випромінювання антен. Дослідження виконані з урахуванням наявності поверхневих хвиль в діелектричних шарах, взаємного впливу випромінювачів та узгодження їх з лініями живлення.

*Результати:* За допомогою розробленої методики досліджено двошарову мікροстрічкову антену, на кожному шарі якої розташована решітка з чотирьох прямокутних випромінювачів. Побудовано алгоритм розрахунку її характеристик, та досліджено такі характеристики, як діаграма спрямованості та коефіцієнт підсилення. Виконано конструктивний синтез її елементів, визначено розміри випромінювачів решітки, за яких вони узгоджуються з лініями живлення. Розглянуто вплив товщини шару між решітками на характеристики антени. Показано, що застосування двошарових структур дозволяє розширити робочу смугу частот антени, що має важливе практичне значення.

*Висновок:* Розроблена методика дає можливість досліджувати електродинамічні характеристики та виконувати конструктивний синтез двошарових мікροстрічкових антенних решіток з прямокутних випромінювачів, що мають задані покращені параметри, зокрема розширену робочу смугу частот.

*Ключові слова:* випромінювання, двошарова мікροстрічкова антена, спектральний метод, щільність поверхневого струму, смуга частот

Статья поступила в редакцию 03.07.2018