

УДК 621.396.67.01

## ФОРМИРОВАНИЕ ИЗЛУЧЕНИЯ С ГОРИЗОНТАЛЬНОЙ ПОЛЯРИЗАЦИЕЙ В ЦИЛИНДРИЧЕСКОЙ МИКРОПОЛОСКОВОЙ АНТЕННЕ

*А. Е. Свеженцев*

Институт радиофизики и электроники им. А. Я. Усикова НАНУ, г. Харьков, Украина

Рассмотрена задача о возбуждении цилиндрических микрополосковых антенн с излучателями сложной формы, которые способны формировать излучение с преимущественно горизонтальной поляризацией. Задача решена методом моментов в спектральной области с использованием кусочно-заданных базисных функций. В качестве излучающих систем рассмотрены прямоугельно-цилиндрический излучатель с согласующим компланарным переходом и две пары связанных рамочных полосковых излучателей с щелями, расположенными в азимутальной плоскости. Излучатели возбуждаются цилиндрической микрополосковой линией, последняя — дельта-генератором. Достигнуто согласование излучающей системы и микрополосковой линии. Показана возможность формирования изотропного в азимутальной плоскости излучения с горизонтальной поляризацией.

### ВВЕДЕНИЕ

Множество современных систем связи, в которых используются печатные антенны, требуют расположения печатных излучателей на криволинейной поверхности, в т. ч. цилиндрической. Такие печатные антенны называются цилиндрическими микрополосковыми антеннами. От аналогов они выгодно отличаются малым весом и низкой стоимостью. Цилиндрические микрополосковые антенны изучались различными методами [1–19], особенности применения которых зависят от так называемого волнового размера антенны, определяемого отношением радиуса цилиндра  $r_1$  к длине волны  $\lambda$ . Для изучения антенн с малым волновым размером ( $r_1/\lambda < 1$ ) наиболее подходящим является метод моментов [5–19], который может применяться как в пространственной [5, 10, 11–14], так и в спектральной областях [6–9, 15–19]. В первом случае должна быть вычислена функция Грина в пространственной области, во втором вычисляется только её спектральный эквивалент. Выбор базисных функций в схеме метода моментов зависит от формы излучателя. Если форма излучателя является сложной, то его поверхность разделяется на сегменты и вводятся кусочно-заданные базисные функции, например синусоидальные [10, 15–18] или линейные остроугольные [11–14]. Изучению цилиндрических микрополосковых антенн с излучателями сложной формы посвящены статьи [8, 14–18], в которых они возбуждались цилиндрической микрополосковой линией [8, 14], коаксиальной линией [16] либо плоской волной [15–18]. К основным изученным характеристикам цилиндрических микрополосковых антенн относятся входное сопротивление, диаграммы направленности на резонансных частотах и радиолокационное сечение рассеяния.

Одним из важных вопросов при изучении цилиндрических микрополосковых антенн является формирование с помощью них излучения с заданной преобладающей поляризацией, в частности вертикальной ( $\theta$ -поляризация) либо горизонтальной ( $\varphi$ -поляризация). Для того, чтобы в дальней зоне получилось поле с  $\theta$ - либо  $\varphi$ -поляризацией, необходимо возбудить основные колебания  $z$ - либо  $\varphi$ -поляризованного излучателя соответственно. К настоящему времени наиболее полно рассматривались цилиндрические микрополосковые антенны как с  $z$ -поляризованными, так и  $\varphi$ -поляризованными излучателями прямоугельно-цилиндрической формы. В достаточной мере

*А. Е. Свеженцев*

767

изучены и цилиндрические микрополосковые антенные решётки из таких излучателей. При этом оценка уровня кросс-поляризации показала, что меньший уровень последней достигается в случае  $z$ -поляризованного излучателя, т. е. при возбуждении поля с  $\theta$ -поляризацией в дальней зоне. Отметим, что в этом случае реально достигнуть изотропной в азимутальной плоскости диаграммы направленности, расположив излучатели в  $\varphi$ -направлении [19]. Также важно отметить, что изучение уровня кросс-поляризации для цилиндрических микрополосковых антенн с излучателями сложной формы фактически не проводилось. Следовательно, этот вопрос является актуальным и требует детального исследования.

Целью данной работы является моделирование цилиндрической микрополосковой антенной решётки, которая обладает двумя полезными свойствами, а именно преобладающей  $\varphi$ -поляризацией излучения и свойством изотропности излучения в горизонтальной, или, что то же самое, азимутальной, плоскости. В статье, во-первых, будут рассмотрены характеристики цилиндрической микрополосковой антенны с излучателем прямоугольно-цилиндрической формы как без согласующего компланарного перехода, так и с ним. Во-вторых, будет рассмотрена цилиндрическая микрополосковая антенная решётка, состоящая из двух пар связанных рамочных полосковых излучателей с щелями. В таком устройстве излучатели бесконтактно возбуждаются цилиндрической микрополосковой линией. Отметим, что указанные излучатели были предложены в [17] и рассмотрены там только для случая  $\theta$ -поляризации. Для решения поставленной электродинамической задачи будет применяться метод моментов, реализованный в спектральной области [15–18] с использованием кусочно-заданных синусоидальных базисных функций. Будут рассчитаны входное сопротивление антенны, а также распределение тока на излучателях и диаграммы направленности её излучения на резонансной частоте.

## 1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ И ЕЁ РЕШЕНИЕ

Исследуемые модели цилиндрических микрополосковых антенн изображены на рис. 1 и 2. Это, во-первых, цилиндрическая микрополосковая антенна с излучателем прямоугольно-цилиндрической формы, имеющим согласующий компланарный переход (рис. 1) и цилиндрическая микрополосковая антенная решётка с двумя парами связанных рамочных полосковых излучателей (рис. 2). В обоих случаях излучатели возбуждаются с помощью цилиндрической микрополосковой линии. Обе антенны базируются на линии Губо [20] (см. рис. 1 и 2), образованной бесконечным в направлении оси  $z$  металлическим цилиндром с радиусом  $r = r_1$ , на котором расположен круговой диэлектрический слой с внешним радиусом  $r = r_0$ . Относительная диэлектрическая проницаемость слоя  $\varepsilon_r$ . На поверхности линии Губо размещены цилиндрическая микрополосковая линия и металлические излучатели сложной формы. Формы традиционного прямоугольно-цилиндрического излучателя, излучателя с компланарным согласующим переходом, а также рамочного полоскового излучателя с щелью показаны на рис. 3а–в соответственно. Здесь, как и в [5–18], задача сводится к решению интегрального уравнения, вытекающего из равенства нулю полного тангенциального электрического поля на металлической поверхности излучателя при  $r = r_0$ . Полное поле представляется в виде суммы двух полей: поля  $E_s^{\text{scat},J}(r, \varphi, z)$ , порождаемого током на излучателе, и поля возбуждения  $E_s^{p,\text{exc}}(r, \varphi, z)$ . В итоге на поверхности излучателя при  $r = r_0$  имеем

$$E_s^{\text{scat},J}(r, \varphi, z) + E_s^{p,\text{exc}}(r, \varphi, z) = 0, \quad (1)$$

где

$$\begin{pmatrix} E_z^{\text{scat},J}(r, \varphi, z) \\ E_\varphi^{\text{scat},J}(r, \varphi, z) \end{pmatrix} = \iint_{z'\varphi'} \hat{\mathbf{G}}^J(r, r_0, z, z', \varphi, \varphi') \begin{pmatrix} J_z^e(r_0, \varphi', z') \\ J_\varphi^e(r_0, \varphi', z') \end{pmatrix} dS', \quad (2)$$

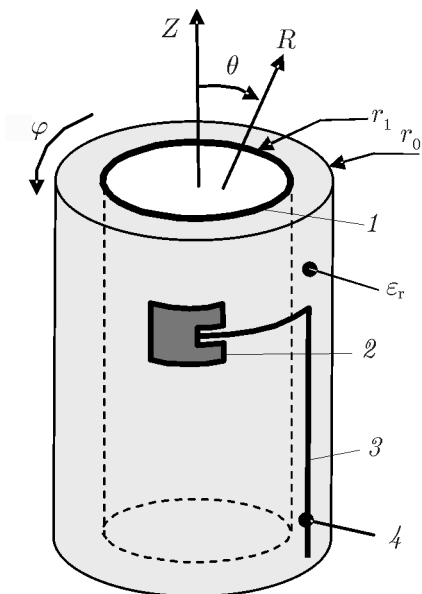


Рис. 1. Цилиндрическая микрополосковая антенна с излучателем прямоугольно-цилиндрической формы с согласующим компланарным переходом, возбуждаемая микрополосковой линией: 1 — металл, 2 — излучатель, 3 — микрополосковая линия, 4 — дельта-генератор

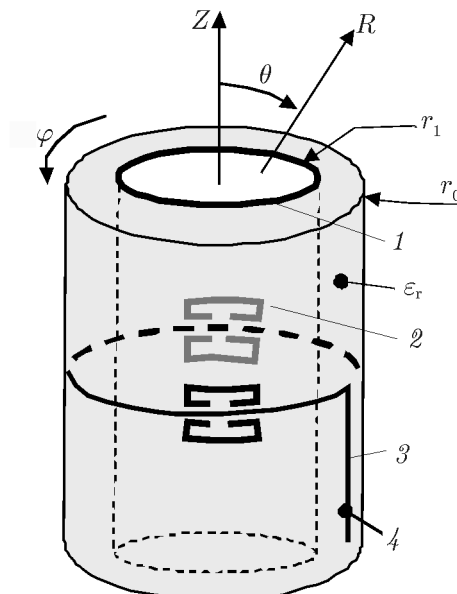


Рис. 2. Цилиндрическая микрополосковая антенна решётка с двумя парами связанных рамочных полосковых излучателей со щелями, возбуждаемая микрополосковой линией: 1 — металл, 2 — излучатель, 3 — микрополосковая линия, 4 — дельта-генератор

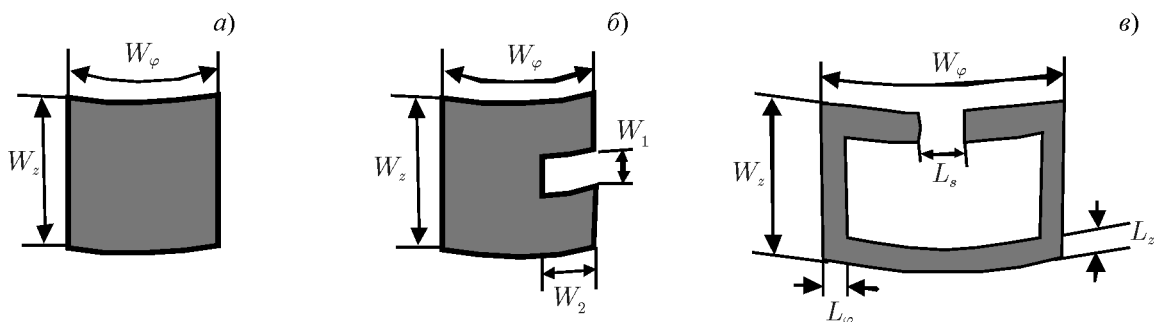


Рис. 3. Формы излучателей цилиндрической микрополосковой антенны: (а) — излучатель прямоугольно-цилиндрической формы, (б) — прямоугольно-цилиндрический излучатель с согласующим компланарным переходом, (в) — рамочный полосковый излучатель с щелью

$$\hat{\mathbf{G}}^J(r, r_0, z, z', \varphi, \varphi') = \begin{pmatrix} G_{zz}^J(r, r_0, z, z', \varphi, \varphi') & G_{z\varphi}^J(r, r_0, z, z', \varphi, \varphi') \\ G_{\varphi z}^J(r, r_0, z, z', \varphi, \varphi') & G_{\varphi\varphi}^J(r, r_0, z, z', \varphi, \varphi') \end{pmatrix}, \quad (3)$$

$s = (z, \varphi)$ ,  $\hat{\mathbf{G}}^J$  — функция Грина,  $J_s^e$  — неизвестная плотность эквивалентного поверхностного тока, индекс  $p$  обозначает принадлежность к одной из двух частичных областей:  $p = 0$  соответствует области  $r > r_0$ , а  $p = 1$  — области  $r_0 > r > r_1$ . Вывод выражения (2) приведён в статье [6]. Схема введения кусочно-заданных синусоидальных базисных функций и реализация метода моментов в спектральной области детально рассмотрены в работе [15]. В результате задача сводится к решению системы линейных алгебраических уравнений:

$$\mathbf{Z}\alpha = \mathbf{V}, \quad (4)$$

где  $\alpha = (\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots, \alpha_N)^T$  — столбец неизвестных комплексных амплитуд базисных функций,  $\mathbf{Z}$  — матрица взаимных импедансов [15],  $\mathbf{V} = (V_1, V_2, V_3, \dots, V_N)^T$  — вектор-столбец правой части, элементы которого в случае возбуждения дельта-генератором имеют вид [21]:

$$V_i = \begin{cases} -1 \text{ В}, & z = z_g; \\ 0, & z \neq z_g. \end{cases} \quad (5)$$

В результате решения системы (4) находятся распределение тока на излучателях и микрополосковой линии, а также поле в дальней зоне. Следующим шагом является нахождение коэффициента отражения в микрополосковой линии с помощью теории передающих линий и метода эквивалентных схем [14, 21].

## 2. ЧИСЛЕННЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

### 2.1. Цилиндрическая микрополосковая антенна с $\varphi$ -поляризованным прямоугольно-цилиндрическим излучателем

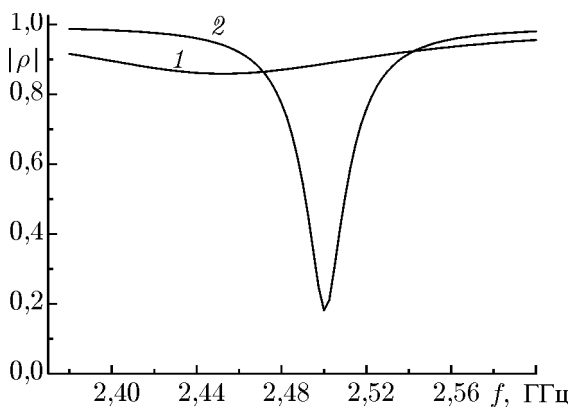


Рис. 4. Зависимости модуля коэффициента отражения  $|\rho|$  от частоты  $f$  для цилиндрической микрополосковой антенны с излучателями двух типов: кривая 1 соответствует прямоугольно-цилиндрическому излучателю, 2 — прямоугольно-цилиндрическому излучателю с согласующим компланарным переходом

Вначале обратимся к цилиндрической микрополосковой антенне с прямоугольно-цилиндрическим излучателем (рис. 1), имеющим согласующий переход (рис. 3б). Благодаря симметричной запитке излучатель является  $\varphi$ -поляризованным и в нём возбуждается соответствующая основная мода [15, 18]. Пусть цилиндрическая микрополосковая антенна имеет такие же параметры, как и в статье [4], а именно  $W_z = 3$  см,  $W_\varphi = 4$  см,  $r_1 = 5$  см,  $\epsilon_r = 2,32$ ,  $r_0/r_1 = 1,0159$ . Отметим, что в [4] рассмотрен  $\varphi$ -поляризованный излучатель прямоугольно-цилиндрической формы при возбуждении штырём. Здесь же, в отличие от [4], излучатель возбуждается с помощью цилиндрической микрополосковой линии, один отрезок которой с длиной  $L_{1\text{str}} = 19,035$  см расположен вдоль оси  $z$ , а другой отрезок с длиной  $L_{2\text{str}} = 9,87$  см развёрнут на  $90^\circ$  и расположен в  $\varphi$ -направлении так, что он примыкает к середине излучателя.

Также отметим, что для согласования микрополосковой линии и излучателя применён так называемый согласующий переход на компланарную линию. Ширина микрополосковой линии  $W_{\text{str}} = 0,235$  см. Излучатель разбит на  $13 \times 17$  сегментов в  $z$ - и  $\varphi$ -направлениях соответственно. Размеры выемки на излучателе  $W_1 = 0,705$  см и  $W_2 = 1,41$  см. На рис. 4 изображены зависимости модулей коэффициентов отражения для цилиндрической микрополосковой антенны с излучателями двух типов. Кривая 1 соответствует прямоугольно-цилиндрическому излучателю, а кривая 2 — излучателю с согласующим компланарным переходом. Видно, что для прямоугольно-цилиндрического излучателя согласование плохое, поскольку коэффициент  $|\rho|$  равен 0,86 в слабо выраженном минимуме на частоте  $f = 2,45$  ГГц. Отметим, что согласно результатам статьи [4], где вычислялось входное сопротивление цилиндрической микрополосковой антенны при её возбуждении коаксиальной линией, резонансная частота при возбуждении основной моды для

$\varphi$ -поляризованного излучателя равна 2,449 ГГц. Сравнение этих резонансных частот говорит об их хорошем совпадении. Результаты расчёта для излучателя с согласующим переходом (кривая 2) показывают, что в этом случае согласование линии и излучателя значительно лучше, поскольку коэффициент  $|\rho|$  принимает минимальное значение 0,18 на резонансной частоте  $f = 2,5$  ГГц, что соответствует обратным потерям  $S_{11} = -14,89$  дБ. Положительный сдвиг резонансной частоты на 2 % для излучателя с согласующим переходом по отношению к излучателю прямоугольно-цилиндрической формы объясняется уменьшением площади металлического излучателя.

Распределение модуля  $\varphi$ -компоненты плотности тока на излучателе показано на рис. 5. Из него видно, что вариация амплитуды плотности тока в микрополосковой линии по сравнению с её средним значением невелика, что говорит о близости падающей волны к бегущей волне, т.е. о

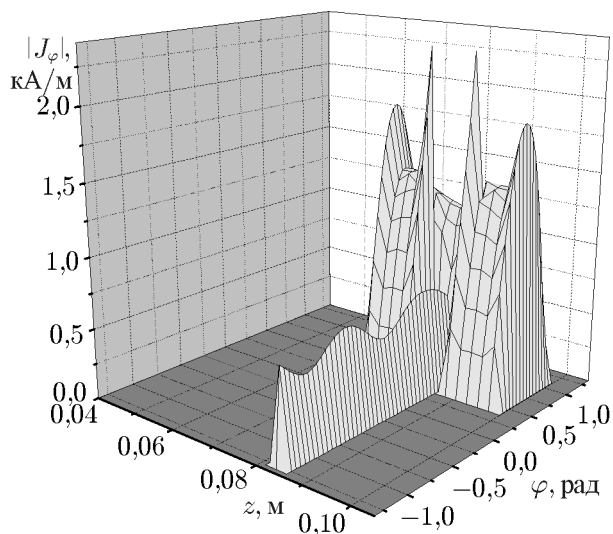


Рис. 5. Распределение модуля  $\varphi$ -компоненты электрического тока, вычисленное на резонансной частоте  $f = 2,5$  ГГц, на прямоугольно-цилиндрическом излучателе с согласующим компланарным переходом и на питающей цилиндрической микрополосковой линии

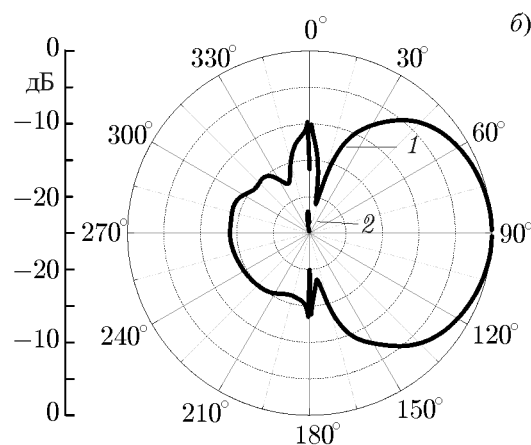
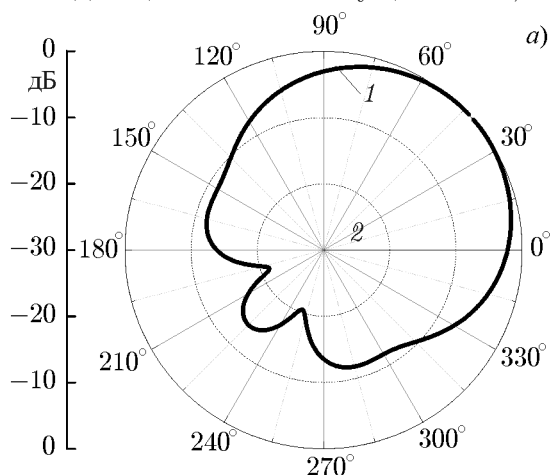
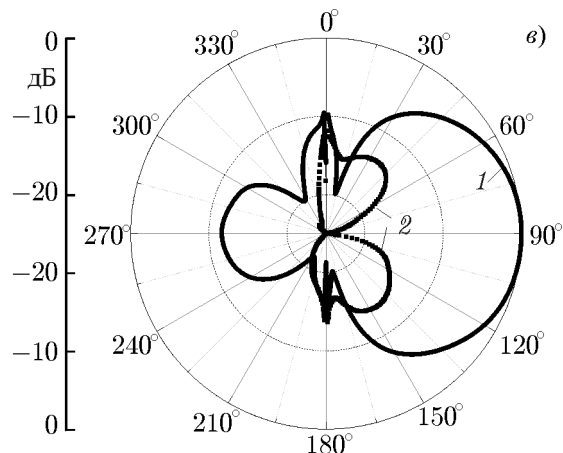


Рис. 6. Диаграммы направленности излучения цилиндрической микрополосковой антенны с прямоугольно-цилиндрическим излучателем, имеющим согласующий компланарный переход на резонансной частоте  $f = 2,5$  ГГц: (а) — зависимости модулей компонент  $E_\varphi$  и  $E_\theta$  от угла  $\varphi$  при  $\theta = 90^\circ$ ; (б) — зависимости модулей компонент  $E_\varphi$  и  $E_\theta$  от угла  $\theta$  при  $\varphi = 42^\circ$ ; (в) — зависимость модулей компонент  $E_\varphi$  и  $E_\theta$  от угла  $\theta$  при  $\varphi = 0^\circ$ . Кривая 1 соответствует основной поляризации (модуль компоненты  $E_\varphi$ ), 2 — кросс-поляризации (модуль компоненты  $E_\theta$ )



режиме согласования. На рис. 6 представлены диаграммы направленности антенны, изображённой на рис. 1, на резонансной частоте  $f = 2,5$  ГГц в виде зависимостей модулей компонент поля  $E_\varphi$  и  $E_\theta$  от угла  $\varphi$  при  $\theta = 90^\circ$  (см. рис. 6а) и от угла  $\theta$  при  $\varphi = 42^\circ$  и  $\varphi = 0^\circ$  (см. рис. 6б и 6 в соответственно). Система координат введена таким образом, что полуплоскость  $\varphi = 42^\circ$  проходит примерно через середину излучателя, а полуплоскость  $\varphi = -79^\circ$  — примерно через расположенный в  $z$ -направлении отрезок цилиндрической микрополосковой линии. Из рис. 6а видно, что ширина диаграммы направленности в горизонтальной плоскости по уровню 0,7 примерно равна  $90^\circ$ , а при  $\theta = 90^\circ$  уровень кросс-поляризации не превышает  $-30$  дБ. Сравнение результатов, представленных на рис. 6а и б показывает, что в случаях  $\varphi = 42^\circ$  (см. рис. 6б) и  $\varphi = 0^\circ$  (см. рис. 6в) максимальные уровни кросс-поляризации составляют  $-22$  дБ и  $-10$  дБ соответственно. Расчёты показали, что при  $\varphi = -79^\circ$  уровень кросс-поляризации составляет  $-6$  дБ. Это объясняется тем, что в этом случае вклад в излучение  $z$ -компоненты тока в питающей линии проявляется сильнее, чем в предыдущих случаях.

## 2.2. Цилиндрическая микрополосковая антенная решётка с $\varphi$ -поляризованными рамочными полосковыми излучателями с щелями

Обратимся к структуре, изображённой на рис. 2. В ней на поверхности линии Губо расположены два излучающих элемента, каждый из которых состоит из пары связанных рамочных полосковых излучателей, расположенных по обе стороны от цилиндрической микрополосковой линии с шириной проводника  $W_{\text{str}} = 0,229$  см. В свою очередь, цилиндрическая микрополосковая линия устроена таким образом, что одна её часть с длиной  $L_{1\text{str}} = 28,167$  см расположена вдоль  $z$ -направления, а другая часть с длиной  $L_{2\text{str}} = 30,746$  см развёрнута на угол  $90^\circ$  и образует незамкнутое кольцо в азимутальной плоскости. Именно в этой части линии и находятся излучающие элементы. Последние расположены таким образом, что расстояние между ними вдоль дуги окружности равно половине длины окружности с радиусом  $r = r_0$ . Каждый рамочный полосковый излучатель с щелью (см. рис. 3в) размещён на сетке с  $8 \times 16$  сегментами в  $z$ - и  $\varphi$ -направлениях соответственно. Параметры цилиндрической микрополосковой антенной решётки таковы, что  $r_1 = 0,05$  м,  $\epsilon_r = 2,2$ ,  $r_0/r_1 = 1,0159$ ,  $W_z = 1,832$  см,  $W_\varphi = 3,664$  см,  $L_z = L_\varphi = 0,458$  см,  $L_s = 0,916$  см. Зазор между излучателем и микрополосковой линией равен 2,29 мм. На рис. 7а представлена зависимость модуля коэффициента отражения в микрополосковой линии от частоты. Из хода кривой видно, что на резонансной частоте  $f = 1,365$  ГГц коэффициент отражения достигает минимального значения 0,05, что соответствует уровню величины обратных потерь  $S_{11} = -25,85$  дБ. Распределение модуля  $\varphi$ -компоненты тока на излучателях и примыкающему к ним отрезке цилиндрической микрополосковой линии на резонансной частоте представлено на рис. 7б.

Изучение амплитудных и фазовых распределений  $\varphi$ - и  $z$ -компонент тока показало, что в системе из двух связанных излучателей  $\varphi$ -компоненты тока являются синфазными и имеют максимальное значение на сторонах, расположенных напротив щелей, а  $z$ -компоненты на боковых стенках излучателей являются противофазными. Важно отметить, что  $\varphi$ -компоненты тока являются синфазными на двух излучающих элементах. Объясняется это тем, что расстояние между центрами излучающих элементов 16,06 см, что близко к значению длины волны  $\lambda_g = 15,81$  см в отрезке микрополосковой линии. На рис. 8 представлены рассчитанные на резонансной частоте диаграммы направленности излучения исследуемой цилиндрической микрополосковой антенной решётки в виде зависимостей модулей компонент  $E_\varphi$  и  $E_\theta$  от угла  $\varphi$  при  $\theta = 90^\circ$  (см. рис. 8а) и от угла  $\theta$  при  $\varphi = 114^\circ$  и  $\varphi = 0^\circ$  (см. рис. 8б и 8 в соответственно). Из рис. 8а видно, что диаграмма направленности в горизонтальной плоскости близка к изотропной, и максимальные отклонения

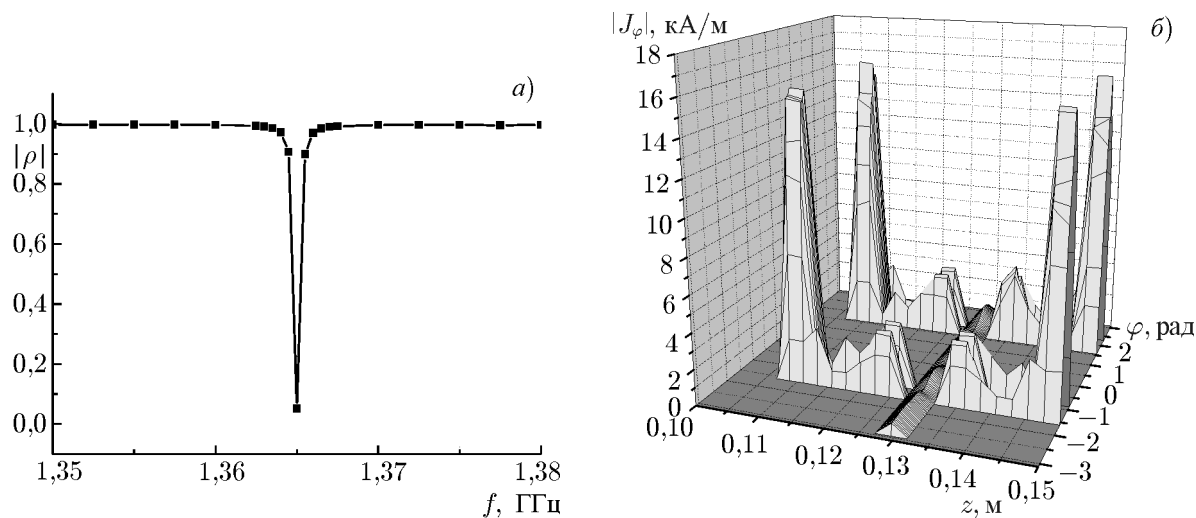


Рис. 7. Зависимость модуля коэффициента отражения от частоты для цилиндрической микрополосковой антенной решётки с двумя парами связанных рамочных полосковых излучателей с щелями (а) и распределение модуля  $\varphi$ -компоненты электрического тока, вычисленное на резонансной частоте  $f = 1,365$  ГГц на излучателях цилиндрической микрополосковой антенной решётки и на питающей цилиндрической микрополосковой линии (б)

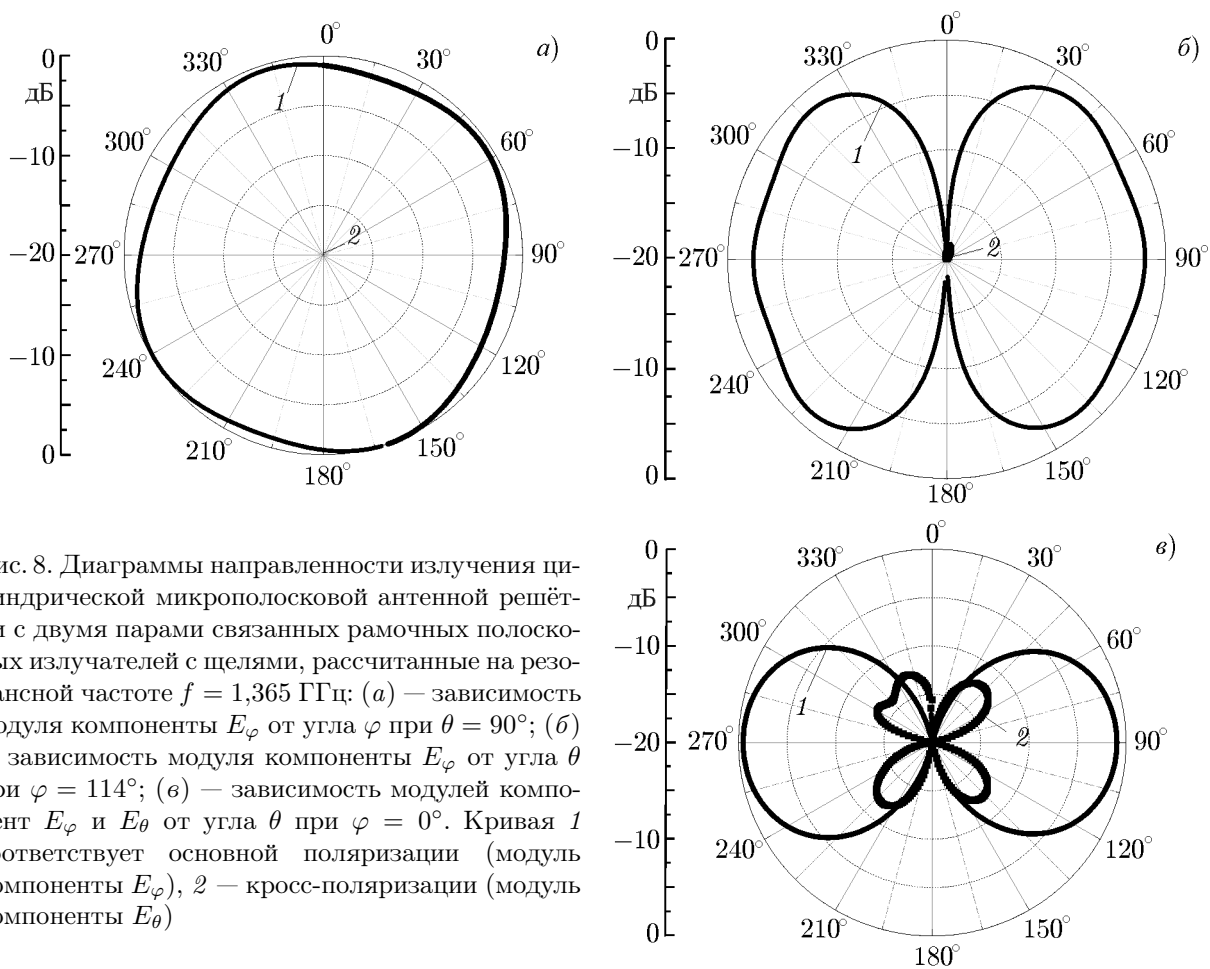


Рис. 8. Диаграммы направленности излучения цилиндрической микрополосковой антенной решётки с двумя парами связанных рамочных полосковых излучателей с щелями, рассчитанные на резонансной частоте  $f = 1,365$  ГГц: (а) — зависимость модуля компоненты  $E_\varphi$  от угла  $\varphi$  при  $\theta = 90^\circ$ ; (б) — зависимость модуля компоненты  $E_\varphi$  от угла  $\theta$  при  $\varphi = 114^\circ$ ; (в) — зависимость модулей компонент  $E_\varphi$  и  $E_\theta$  от угла  $\theta$  при  $\varphi = 0^\circ$ . Кривая 1 соответствует основной поляризации (модуль компоненты  $E_\varphi$ ), 2 — кросс-поляризации (модуль компоненты  $E_\theta$ )

от неё лежат в пределах  $-2,5$  дБ. В этом случае уровень кросс-поляризации не превышает  $-30$  дБ. На рис. 8б диаграмма направленности в виде зависимости модуля компоненты  $E_\varphi$  от угла  $\theta$  построена в плоскости  $\varphi = 114^\circ$ , проходящей через середину одного из излучателей. В этом случае уровень кросс-поляризации не превышает  $-20$  дБ. Отметим, что в других плоскостях  $\varphi = \text{const}$  уровень кросс-поляризации может заметно повышаться. В частности, в плоскости  $\varphi = 0^\circ$ , проходящей примерно между двумя излучающими элементами, уровень кросс-поляризации максимален и не превышает  $-12,5$  дБ во всём диапазоне изменения угла  $\theta$ , как это следует из рис. 8в. Учитывая, что в данном случае (см. рис. 2) ось  $z$  цилиндрической микрополосковой антенной решётки расположена в вертикальном направлении и  $\theta = 90^\circ$  соответствует направлению, параллельному земной поверхности, отметим тот факт, что в диапазоне углов места  $75^\circ < \theta < 90^\circ$  уровень кросс-поляризации не превышает  $-18,8$  дБ. Важно также подчеркнуть, что резонансная частота  $\varphi$ -поляризованного прямоугольно-цилиндрического излучателя с размерами  $W_z = 1,832$  см и  $W_\varphi = 3,664$  см, которые аналогичны внешним размерам рассмотренного рамочного полоскового излучателя, принимает значение  $2,75$  ГГц, что существенно выше значения  $f = 1,365$  ГГц, полученного для рамочного полоскового излучателя.

### 3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в статье рассмотрена задача о формировании излучения горизонтальной поляризации цилиндрической микрополосковой антенной с излучателями сложной формы при её возбуждении цилиндрической микрополосковой линией. Решение данной задачи получено методом моментов в спектральной области с применением кусочно-заданных синусоидальных базисных функций. В качестве излучателей сложной формы рассмотрены, во-первых,  $\varphi$ -поляризованный прямоугольно-цилиндрический излучатель как с согласующим компланарным переходом, так и без него, во-вторых, расположенные в азимутальной плоскости две пары рамочных полосковых излучателей с щелями. Получено хорошее совпадение резонансной частоты основной  $\varphi$ -поляризованной моды цилиндрической микрополосковой антенны, возбуждаемой линией с прямоугольно-цилиндрическим излучателем, с имеющимися в литературе результатами для резонансной частоты аналогичной цилиндрической микрополосковой антенны при её возбуждении штырём.

Показано, что рассмотренная цилиндрическая микрополосковая антенная решётка с рамочными полосковыми излучателями обладает рядом интересных и полезных свойств. Во-первых, рамочные полосковые излучатели не имеют непосредственного электрического контакта с возбуждающей их цилиндрической микрополосковой линией. Связь излучателей и линии можно регулировать, например, путём изменения расстояния между ними. Во-вторых, у данной цилиндрической микрополосковой антенной решётки электрическое поле в дальней зоне является в основном горизонтально поляризованным, т. е. обладающим в основном  $\varphi$ -поляризацией, с невысоким уровнем кросс-поляризации, а диаграмма направленности близка к изотропной. В-третьих, рассмотрено применение в цилиндрических микрополосковых антенных решётках рамочных полосковых излучателей, резонансная частота которых лежит в существенно более низкочастотной области, чем резонансная частота прямоугольно-цилиндрического излучателя.

Автор выражает глубокую благодарность В. В. Крыжановскому, безвременно ушедшему в расцвете творческих сил, за плодотворные дискуссии, впоследствии послужившие толчком к написанию данной статьи.



## ПРИЛОЖЕНИЕ 1

## Выражения для расчёта функции Грина в спектральной области

Компоненты функции Грина в спектральной области  $\hat{G}^J(n, h)$  имеют вид

$$\hat{G}^J(n, h) = \begin{pmatrix} \chi_{nzz}(\bar{h}) & \chi_{nz\varphi}(\bar{h}) \\ \chi_{n\varphi z}(\bar{h}) & \chi_{n\varphi\varphi}(\bar{h}) \end{pmatrix},$$

$$\chi_{nzz}(\bar{h}) = -\frac{\Delta_n^H(\bar{h})}{\Delta_n(\bar{h})} \frac{w_0}{k_0 r_0}, \quad \chi_{nz\varphi}(\bar{h}) = \chi_{n\varphi z}(\bar{h}) = iw_0 \bar{F}_n \frac{\bar{\Delta}_n(\bar{h})}{\Delta_n(\bar{h})} + \frac{n\bar{h}w_0}{x_1^2} \frac{\Delta_n^H(\bar{h})}{\Delta_n(\bar{h})}; \quad (\text{П1.1})$$

$$\chi_{n\varphi\varphi}(\bar{h}) = -\frac{iw_0 n \bar{h} k_0 r_0}{x_0 x_1} \frac{\bar{\Delta}_n(\bar{h})}{\Delta_n(\bar{h})} \left[ \frac{x_0}{x_1} \bar{F}_n(\bar{h}) + \frac{x_1}{x_0} \Phi_n(\bar{h}) \right] -$$

$$-\frac{(n\bar{h})^2 w_0 k_0 r_0}{(x_0 x_1)^2} \frac{\Delta_0^H(\bar{h})}{\Delta_n(\bar{h})} + k_0 r_0 w_0 \Phi_n(\bar{h}) \bar{F}_n \frac{\Delta_n^E(\bar{h})}{\Delta_n(\bar{h})},$$

где

$$\bar{\Delta}_n(\bar{h}) = n\bar{h}(x_1^{-2} - x_0^{-2}), \quad \Delta_n^E(\bar{h}) = -i[\Phi_n(\bar{h}) - \varepsilon_{r1} F_n(\bar{h})],$$

$$\Delta_n^H(\bar{h}) = i[\Phi_n(\bar{h}) - \bar{F}_n(\bar{h})], \quad F_n(\bar{h}) = \frac{\gamma_1'(r_0)}{x_1 \gamma_1(r_0)}, \quad \bar{F}_n(\bar{h}) = \frac{\bar{\gamma}_1'(r_0)}{x_1 \bar{\gamma}_1(r_0)},$$

$$\Phi_n(\bar{h}) = \frac{\gamma_0'(r_0)}{x_0 \gamma_0(r_0)}, \quad \Delta_n(\bar{h}) = \bar{\Delta}_n(\bar{h}) - \Delta_n^E(\bar{h}) \Delta_n^H(\bar{h}), \quad \gamma_{n0}(r, \bar{h}) = \frac{H_n^{(2)}(\tilde{k}_0 r)}{H_n^{(2)}(\tilde{k}_0 r_0)},$$

$$\gamma_{n1}(r, h) = \frac{H_n^{(2)}(\tilde{k}_1 r)}{H_n^{(2)}(\tilde{k}_1 r_1)} + \Gamma_1 \frac{J_n(\tilde{k}_1 r)}{J_n(\tilde{k}_1 r_1)}, \quad \bar{\gamma}_{n1}(r, \bar{h}) = \frac{H_n^{(2)}(\tilde{k}_1 r)}{H_n^{(2)}(\tilde{k}_1 r_1)} + \bar{\Gamma}_1 \frac{J_n(\tilde{k}_1 r)}{J_n(\tilde{k}_1 r_1)},$$

$$\Gamma_1 = -\frac{J_n(\bar{x}_1)}{J_n(x_1)} \frac{H_n^{(2)}(x_1)}{H_n^{(2)}(\bar{x}_1)}, \quad \bar{\Gamma}_1 = -\frac{J_n'(\bar{x}_1)}{J_n'(x_1)} \frac{H_n^{(2)}(x_1)}{H_n^{(2)}(\bar{x}_1)},$$

$$\bar{k}_i^2 = k_0^2 (\varepsilon_{ri} - \bar{h}^2), \quad x_i^2 = (k_0 r_0)^2 (\varepsilon_{ri} - \bar{h}^2), \quad \bar{x}_1^2 = (k_0 r_1)^2 (\varepsilon_{r1} - \bar{h}^2),$$

где  $J_n(x)$  — функция Бесселя,  $H_n^{(2)}(x)$  — функция Ганкеля второго рода,  $\varepsilon_{ri}$  — относительная диэлектрическая проницаемость.

## ПРИЛОЖЕНИЕ 2

## Задание базисных функций

В предложенной в данной работе схеме Галёркина в качестве базисных функций использованы кусочно-заданные синусоидальные функции [22]. Плотность тока для  $z$ - и  $\varphi$ -ориентированных таких базисных функций с центрами в точках  $(z_i^b, \varphi_i^b)$  и  $(z_k^b, \varphi_k^b)$  соответственно имеет вид

$$\mathbf{J}_{iz}^b(z) = J_{iz}^b(z) \mathbf{z}^0 = \frac{\sin[p_z (\Delta_z - |z - z_i^b|)]}{\sin(p_z \Delta_z)} \mathbf{z}_0, \quad (\text{П2.1})$$

$$\mathbf{J}_{k\varphi}^b(\varphi) = J_{k\varphi}^b(\varphi)\varphi^0 = \frac{\sin[p_\varphi(\Delta_\varphi - |\varphi - \varphi_k^b|)]}{\sin(p_\varphi\Delta_\varphi)}\varphi_0, \quad (\text{П2.2})$$

где  $\mathbf{z}^0$  и  $\varphi^0$  — орты в  $z$ - и  $\varphi$ -направлениях,  $p_z = k_0 p_0$ ,  $p_\varphi = k_0 r_0 p_z$ ,  $p_0 = \sqrt{(\varepsilon_r + 1)/2}$ . Фурье-преобразование для  $z$ -ориентированных кусочно-заданных базисных функций можно представить как

$$\tilde{\mathbf{J}}_{zi}^{b(t)}(r_0, n, h) = \tilde{J}_{zi}^{b(t)}(r_0, n, h)\mathbf{z}_0 = \exp(iz_i^{(b,t)}h) \exp(in\varphi_i^{(b,t)})a_z^n(n)a_z^h(h)\mathbf{z}_0, \quad (\text{П2.3})$$

где

$$a_z^h(\bar{h}) = \frac{4}{A_z} \sin[\Delta_z(h + p_z)/2] \sin[\Delta_z(h - p_z)/2] \frac{p_z}{h^2 - p_z^2},$$

$$a_z^n(n) = 2 \sin[\Delta_\varphi n/2]/n, \quad A_z = \sin(p_z\Delta_z),$$

а для  $\varphi$ -ориентированных кусочно-заданных синусоидальных базисных функций как

$$\tilde{\mathbf{J}}_{\varphi k}^{b(t)}(r_0, n, h) = \tilde{J}_{\varphi k}^{b(t)}(r_0, n, h)\varphi_0 = \exp(iz_k^{(b,t)}h) \exp(in\varphi_k^{(b,t)})a_\varphi^n(n)a_\varphi^h(h)\varphi_0, \quad (\text{П2.5})$$

где

$$a_\varphi^n(n) = \frac{4}{A_\varphi} \sin[\Delta_\varphi(n + p_\varphi)/2] \sin[\Delta_\varphi(n - p_\varphi)/2] \frac{p_\varphi}{n^2 - p_\varphi^2},$$

$$a_\varphi^h(n) = 2 \sin[\Delta_\varphi h/2]/h, \quad A_\varphi = \sin(p_\varphi\Delta_\varphi).$$

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Proc. 5th European Workshop on Conformal Antennas, September 10–11, Bristol, United Kingdom, 2007.
2. Proc. 6th European Conference on Antennas and Propagation, 23–27 March, Berlin, Germany, 2009.
3. Wu K.-Y., Kaufman J. F. // Digest IEEE Anten. Propagat. Soc. Int. Symp. New York: IEEE, 1983. P. 39.
4. Luk K.-M., Lee K.-F., Dahele J. S. // IEEE Trans. Anten. Propagat. 1989. V. 37, No. 2. P. 143.
5. Silva F. C., Fonseca S. B. A., Soares A. J. M., Giarola A. J. // IEEE Trans. Anten. Propagat. 1991. V. 39, No. 9. P. 1398.
6. Habashy T. M., Ali S. M., Kong J. A. // IEEE Trans. Anten. Propagat. 1990. V. 38, No. 6. P. 722.
7. Vecchi G., Bertuch T., Orefice M. // Proc. Int. Conf. on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA96), Torino, 1996. P. 301.
8. Bertuch T., Vecchi G., Orefice M. // Proc. Millennium Conf. Anten. Propag., Davos, Switzerland, 2000.
9. Raffaelli S., Sipus Z., Kildal P.-S. // IEEE Trans. Anten. Propagat. 2005. V. 53, No. 3. P. 1105.
10. Erturk V. B., Rojas R. G. // IEEE Trans. Anten. Propagat. 2003. V. 51, No. 4. P. 739.
11. Свеженцев А. Е. // Изв. вузов. Радиофизика. 2005. Т. 48, № 6. С. 523.
12. Svezhentsev A. Ye., Vandenbosch G. A. E. // IEE Proc. Microwaves, Anten. Propagat. 2006. V. 153, No. 4. P. 376.
13. Свеженцев А. Е. // Изв. вузов. Радиофизика. 2007. Т. 50, № 2. С. 134.
14. Свеженцев А. Е. // Изв. вузов. Радиофизика. 2008. Т. 51, № 3. С. 223.
15. Svezhentsev A. Ye., Kryzhanovskiy V. V. // Prog. Electromag. Res. (PIERB). 2009. No. 15. P. 307.
16. Svezhentsev A. Ye. // Proc. 3rd European Conf. Anten. Propagat. (Eucap), 23–29 March 2009, Berlin, Germany. P. 2477.

17. Свеженцев А. Е., Крыжановский В. В. // Радиофизика и электроника. 2010. Т. 15, № 1. С. 30.
18. Свеженцев А. Е., Крыжановский В. В. // Радиотехника и электроника. 2011. Т. 56, № 7. С. 1.
19. Loffer D., Rostan F., Wiesbeck W. // Digest IEEE Anten. Propagat. Soc. Int. Symp. Montreal: IEEE, 1997. V. 3. P. 1533.
20. Goubau G. // J. Appl. Phys. 1950. V. 21, No. 11. P. 1119.
21. Davidovitz M., Lo Y. T. // IEEE Trans. Anten. Propagat. 1989. V. 37, No 8, P. 949.
22. Pozar D. M. // IEEE Trans. Anten. Propagat. 1982. V. 30, No. 11. P. 1191.

Поступила в редакцию 29 июня 2011 г.; принята в печать 26 октября 2011 г.

## FORMATION OF HORIZONTALLY POLARIZED RADIATION IN A CYLINDRICAL MICROSTRIP ANTENNA

*A. E. Svezhentsev*

We consider the problem of excitation of cylindrical microstrip antennas with complex-shaped radiators, which are capable of producing radiation mainly with horizontal polarization. The problem is solved by the method of moments in the spectral region by using the piecewise-specified basic functions. The radiating systems under consideration are a rectangular-cylindrical radiator with a matching coplanar transition and two pairs of coupled loop strip radiators with slots located in the azimuthal plane. The radiators are excited by a cylindrical microstrip line, and the line, with a delta generator. Coupling of the radiating system and the microstrip line is achieved. The possibility to produce the horizontally polarized radiation, which is isotropic in the azimuthal plane, is demonstrated.