УДК 621.396.67 (621.37)
DOI: 10.17277/voprosy.2015.02.pp.184-194

АНТЕННАЯ РЕШЕТКА НА ОСНОВЕ ШИРОКОПОЛОСНОЙ ПЛАНАРНО-ЩЕЛЕВОЙ АНТЕННЫ С ЭКСПОНЕНЦИАЛЬНЫМ ИЗМЕНЕНИЕМ ШИРИНЫ ЩЕЛИ ДЛЯ СИСТЕМ БЕСПРОВОДНОГО ШИРОКОПОЛОСНОГО ДОСТУПА

О. А. Белоусов, Р. Ю. Курносов,
П. А. Горшков, А. Г. Рязанова

ФГБОУ ВПО «Тамбовский государственный технический университет», г. Тамбов

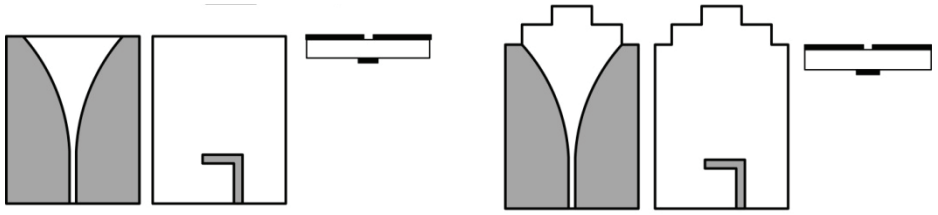
Рецензент д-р техн. наук, профессор А. В. Иванов

Ключевые слова: диаграмма направленности; излучатели Вивальди; коэффициент стоячей волны; линейная антенная решетка; планарно-щелевая антенна; системы беспроводного широкополосного доступа.

Аннотация: Рассмотрены вопросы построения линейной синфазной эквидистантной антенной решетки на основе излучателей в виде широкополосной планарно-щелевой антенны с экспоненциальным изменением ширины щели для систем беспроводного высокоскоростного широкополосного доступа в широком диапазоне частот. Отмечены важные аспекты анализа и синтеза данного типа излучателей. Разработана модель антенной решетки, позволяющая существенно расширить зону покрытия абонентов беспроводного широкополосного доступа, снизить энергетические затраты оконечного оборудования базовых станций и увеличить пропускную способность канала связи.

Широкое разнообразие видов широкополосного сервиса, такие как цифровое телевидение, видеоконференции, мультимедиа, передача данных и т.д., приводит к формированию новых видов телекоммуникационных систем, одним из которых является система беспроводного широко-

Белоусов Олег Андреевич – кандидат технических наук, доцент кафедры «Конструирование радиоэлектронных и микропроцессорных систем», e-mail: jiour314@gmail.com; Курносов Роман Юрьевич – лаборант кафедры «Конструирование радиоэлектронных и микропроцессорных систем»; Горшков Павел Андреевич – студент; Рязанова Александра Георгиевна – студентка, ТамбГТУ, г. Тамбов.



а) *б*)

Рис. 1. Разновидности излучателей Вивальди:
а – на диэлектрической подложке;
б – с двухступенчатым диэлектрическим трансформатором;
– металл; – диэлектрик

полосного доступа (**СБШД**). Для передачи более качественного контента требуется расширение рабочей полосы, зоны покрытия, скорости передачи данных, что достигается соответствующим расширением функциональных возможностей данных систем, в частности применение современных антенных решеток, работающих в широкой полосе частот [1, 2]. Поэтому актуальной задачей является синтез антенных решеток, которые обладают хорошими электродинамическими характеристиками, позволяют обеспечивать требуемое изменение коэффициента направленного действия (**КНД**) в рабочей полосе частот, иметь достаточный коэффициент усиления и сравнительно низкий коэффициент стоячей волны (**КСВ**). При этом СБШД должны обладать малыми массогабаритными показателями.

Таким требованиям удовлетворяют излучатели на основе симметричных щелевых линий. Излучатель Вивальди представляет собой экспоненциально расширяющуюся щель в тонком слое металла на диэлектрической подложке (рис. 1). Благодаря конструктивной простоте и широкой рабочей полосе, антенны Вивальди нашли применение в радиоастрономии, системах мобильной спутниковой связи, беспроводного широкополосного доступа. Излучатели Вивальди относятся к классу антенн бегущей волны. Рассмотрим принцип работы такой антенны. По экспоненциально расширяющейся щели в продольном направлении распространяется бегущая волна, которая начинает излучаться при ширине щели, близкой к половине длины волны.

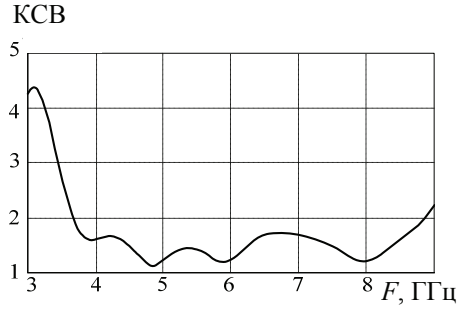


Рис. 2. Геометрические характеристики излучателя Вивальди, возбуждаемого полосковой линией [1]

На рисунке 2 приведен график зависимости КСВ от частоты излучателя Вивальди, возбуждаемого полосковой линией [1]. На рисунке 3 представлены диаграммы направленности (**ДН**) излучателей Вивальди в *E*- и *H*-плоскостях на частотах 4 и 6 ГГц.

Практическое применение находят также антенны с линейно расширяющимися щелями и щелями постоянной ширины (рис. 4) [2, 3].

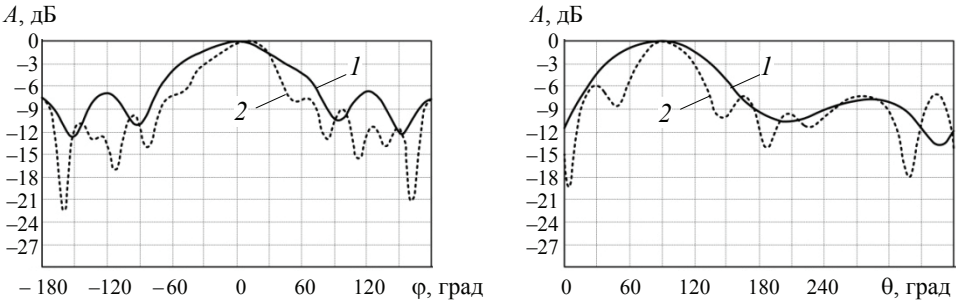


Рис. 3. Диаграммы направленности излучателей Вивальди на частотах 4 (*1*) и 6 (*2*) ГГц: *а* – *E*-плоскость; *б* – в *H*-плоскость

Геометрические размеры раскрыва антенны определяются из формул:

$$W^{\max} = \frac{c}{2f_{\min}\sqrt{\varepsilon_r}}; \qquad (1)$$

$$W^{\min} = \frac{c}{2f_{\max}\sqrt{\varepsilon_r}}, \qquad (2)$$

где c – скорость распространения электромагнитной волны в вакууме; $f_{\min}$ и $f_{\max}$ – минимальная и максимальная рабочие частоты антенны; ε_r – электрическая проницаемость материала подложки.

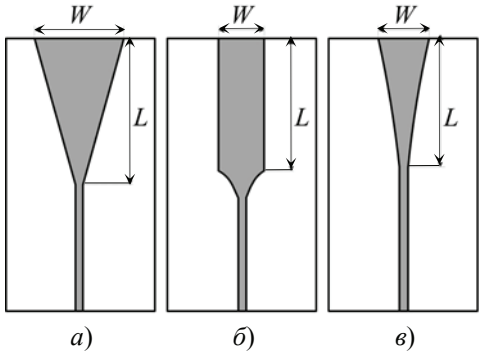


Рис. 4. Щелевые антенны с линейно расширяющейся (*а*), постоянной величины (*б*) и экспоненциально расширяющейся (*в*) щелями

Раскрыв щели антенны Вивальди является важной характеристикой, влияющей на сопротивление антенны. Форму раскрыва можно описать формулой

$$y = C_1 e^{Rz} + C_2, \qquad (3)$$

где постоянные C_1 и C_2 выбираются таким образом, чтобы экспоненциальный раскрыв проходил через точки с координатами (y_1, z_1) и (y_2, z_2), находящиеся в начале и конце раскрыва соответственно, и определяются по формулам:

$$C_1 = \frac{y_2 - y_1}{e^{Rz_2} - e^{Rz_1}}; \qquad (4)$$

$$C_2 = \frac{y_1 e^{Rz_2} - y_2 e^{Rz_1}}{e^{Rz_2} - e^{Rz_1}}, \qquad (5)$$

где Rz – коэффициент раскрыва щели [3, 4].

Построим антенну Вивальди для полосы частот 2…6 ГГц, используя выражения (1) – (5).

Для описания характеристик антенны используем метод, приведенный в [5, 6], в основе которого лежит аппроксимация раскрыва антенны на регулярные участки и их последующий расчет.

Предлагается разбить экспоненциальный раскрыв антенны на несколько регулярных участков, для которых существуют расчетные модельные представления. Диаграмма направленности всей антенны будет

рассчитываться как суммарный вклад каждого регулярного участка излучателя.

Представим расширяющуюся щелевую антенну типа антенны Вивальди в виде участков регулярных щелевых антенн с постоянной шириной раскрыва. Подобного рода аппроксимация предложена в [7]. Для такой ступенчатой аппроксимации нерегулярной структуры предполагается (рис. 5), что шаг увеличения ширины щели много меньше четверти длины волны:

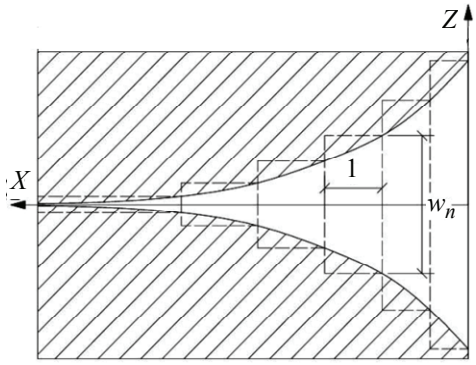


Рис. 5. Аппроксимация структуры раскрыва антенны Вивальди регулярными участками

$$w_n - w_{n-1} = w_{n+1} - w_n = \Delta w << \frac{\lambda_0}{8}, \tag{6}$$

где w_n – ширина щели n-го регулярного участка направляющей структуры антенны; λ_0 – длина волны электромагнитных колебаний на входе антенны [7].

Из [1 – 3] известно, что результирующее поле в дальней зоне будет определяться суммарным вкладом в излучение, вносимым каждым регулярным участком,

$$E(\theta,\varphi) = \sum_{n=1}^{N} E_n(\theta,\varphi), \tag{7}$$

где $E_n(\theta, \varphi)$ – вклад n-го регулярного участка направляющей структуры антенны в поле дальней зоны.

Расчетные формулы для нахождения электрической составляющей напряженности электромагнитного поля в E- и H-плоскостях в данном случае будут иметь вид соответственно:

$$E_\theta^i(\theta) = E_a^i\left(k_0 W^i \cos\theta\right)\sqrt{\frac{2}{\sin\theta}}\left[\mathrm{e}^{-jk_0c^iL}\left\{\frac{F^*\left(u_h^i\right)-F^*\left(u_l^i\right)}{\sqrt{c^i-\cos\theta}}\right\}+\right.$$
$$\left.+\Gamma\mathrm{e}^{jk_0c^iL}\left\{\frac{F^*\left(\bar{u}_h^i\right)-F^*\left(\bar{u}_l^i\right)}{\sqrt{c^i+\sin\theta}}\right\}\right]; \tag{8}$$

$$E_\theta^i(\varphi) = E_a^i(0)\left[\frac{\mathrm{e}^{-jk_0c^iL}}{\left(c^i+\cos\varphi\right)}\left\{\sin\varphi\left[F\left(p_h^i\right)\mathrm{e}^{j\nu_h^i}-F\left(p_l^i\right)\mathrm{e}^{j\nu_l^i}\right]+\sin\left(\frac{\varphi}{2}\right)\times\right.\right.$$
$$\times\sqrt{2\left(c^i-1\right)}\left[F\left(q_h^i\right)-F\left(q_l^i\right)\right]\Big\}-\Gamma\frac{\mathrm{e}^{jk_0c^iL}}{\left(c^i-\cos\varphi\right)}\Big\{\sin\varphi\left[F\left(p_h^i\right)\mathrm{e}^{j\bar{\nu}_h^i}-F\left(p_l^i\right)\mathrm{e}^{j\bar{\nu}_l^i}\right]-$$
$$\left.\left.-\sin\left(\frac{\varphi}{2}\right)\sqrt{2\left(c^i-1\right)}\left[F\left(\bar{q}_h^i\right)-F\left(\bar{q}_l^i\right)\right]\Big\}\right], \tag{9}$$

где Г – гамма-функция; x_l^i и x_h^i – нижняя и верхняя координаты i-го участка; $F(\bullet)$ – интеграл Френеля, определяемый из соотношения

$$F(v)=\int_0^v \frac{e^{-jt}}{\sqrt{2\pi t}}dt; \tag{10}$$

$F^*(\bullet)$ – комплексное сопряженное.

Множителем $E_a^i(\bullet)$ является функция вида

$$E_a^i(\bullet)=\sqrt{Z_0^i}J_0(\bullet), \tag{11}$$

где J_0 – функция Бесселя; Z_0^i – сопротивление i-го участка,

$$Z_0^i=60+3,69\sin\left(\frac{(\varepsilon_r-2,22)}{2}\cdot 36\right)+135,5\ \ln(10\varepsilon_r)\sqrt{\frac{W^i}{\lambda_0}}+$$

$$+2,81\left(1-0,011\,\varepsilon_r\left(4,48+\ln(\varepsilon_r)\right)\right)\left(\frac{W^i}{d}\right)\ln\left(\frac{100\,d}{\lambda_0}\right)+$$

$$+131,1\left(1,028-\ln(\varepsilon_r)\right)\sqrt{\frac{d}{\lambda_0}}+\frac{12,48\left(1+0,18\ln(\varepsilon_r)\left(\frac{W^i}{d}\right)\right)}{\sqrt{\varepsilon_r-2,06+0,85\left(\frac{W^i}{d}\right)^2}}, \tag{12}$$

где d – толщина диэлектрической подложки; W^i – ширина i-го участка.

Приведем составляющие, необходимые для вычислений:

$$c^i=(\lambda_0/\lambda')_i;\quad k_0=2\pi/\lambda_0;$$

$$u_{h,l}^i=k_0x_{h,l}^i\left(c^i-\sin\theta\right);\quad \bar{u}_{h,l}^i=k_0x_{h,l}^i\left(c^i+\sin\theta\right);$$

$$v_{h,l}^i=k_0x_{h,l}^i\left(c^i+\cos\varphi\right);\quad \bar{v}_{h,l}^i=k_0x_{h,l}^i\left(c^i-\cos\varphi\right);$$

$$q_{h,l}^i=k_0x_{h,l}^i\left(c^i-1\right);\quad \bar{q}_{h,l}^i=k_0x_{h,l}^i\left(c^i+1\right);$$

$$p_{h,l}^i=k_0x_{h,l}^i\left(1+\cos\varphi\right),$$

где λ' – длина волны в пределах i-го регулярного участка антенны.

Результаты расчетов характеристик антенны приведены на рис. 6. Значения КСВ данного излучателя с рефлектором приведены на рис. 7.

На основании расчетных данных построим излучатель (рис. 8) в среде для моделирования антенных структур и произведем его моделирование в полосе частот от 2…6 ГГц. На рисунке 9 приведены графики ДН и коэффициента усиления (**КУ**) антенны на частоте 2 ГГц.

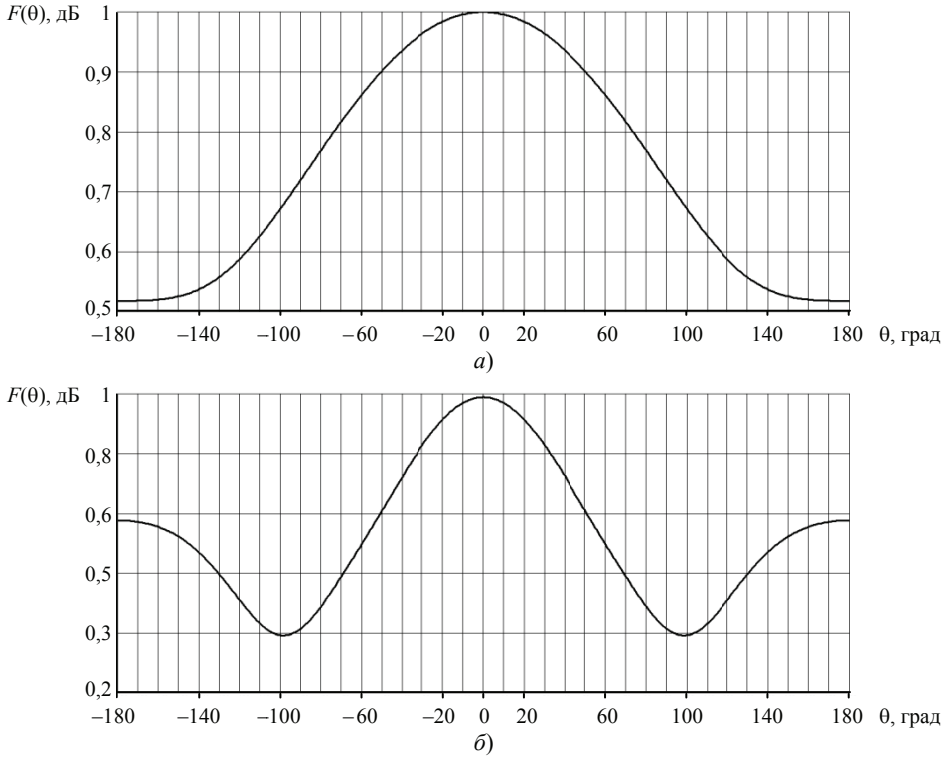


Рис. 6. Диаграммы направленности антенны Вивальди на частотах 2 (*а*) и 4 (*б*) ГГц

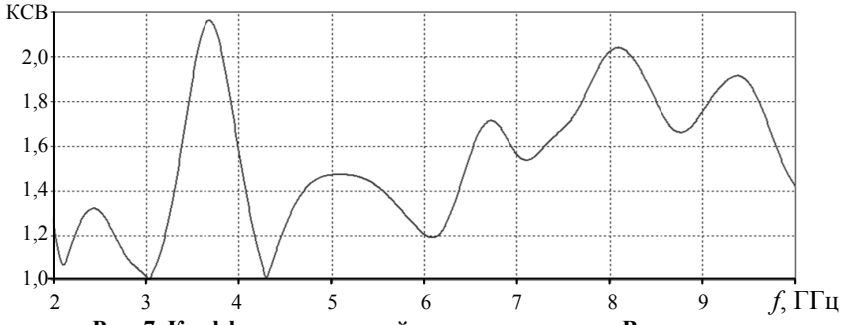


Рис. 7. Коэффициент стоячей волны излучателя Вивальди

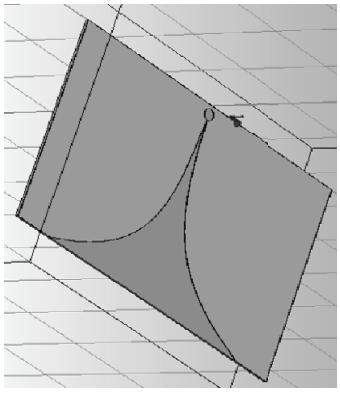


Рис. 8. Модель излучателя Вивальди антенны

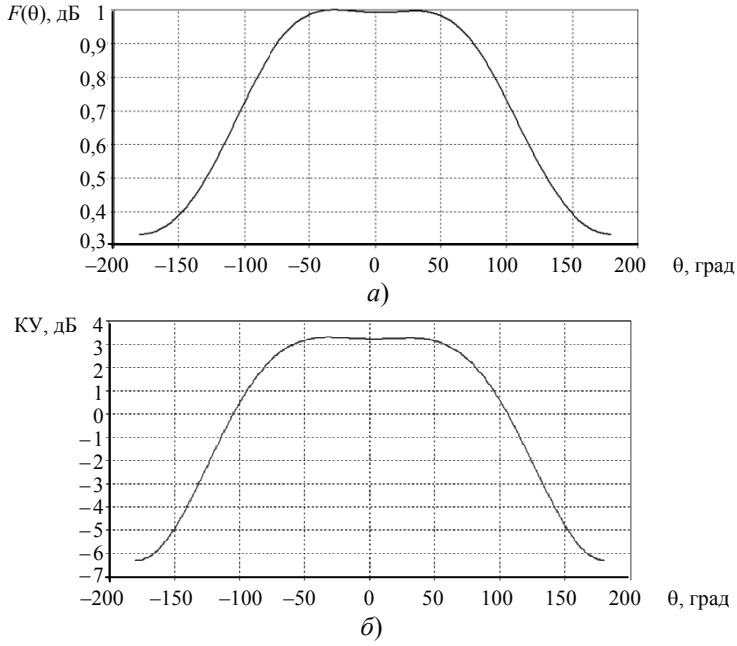


Рис. 9. Графики ДН антенны в *E*-плоскости (*а*) и коэффициента усиления антенны (*б*) на частоте 2 ГГц

На основе полученных данных можно судить о пригодности данного вида излучателя при использовании его в качестве элемента антенной решетки. Электродинамические характеристики показывают, что антенна Вивальди может успешно применяться для систем беспроводного широкополосного доступа.

Используя такой тип излучателя, построим антенную решетку. Предположим, что ДН излучателя, находящегося в решетке, не отличается от ДН изолированного излучателя. Возбуждение излучателей при остронаправленном излучении обеспечивает синфазное сложение полей в заданном направлении и зависит от положения излучателя в решетке

$$\Phi_{nq}\left(\theta_{\text{гл}},\varphi_{\text{гл}}\right)=-k\left(x_{nq}\cos\varphi_{\text{гл}}+y_{nq}\sin\theta_{\text{гл}}\right)\sin\theta_{\text{гл}}, \qquad (13)$$

где $k=2\pi/\lambda$ – волновое число; x_{nq}, y_{nq} – координаты излучателей; $\theta_{\text{гл}}, \varphi_{\text{гл}}$ – углы сферической системы координат, определяющие направление главного максимума (луча) в пространстве [1 – 3, 8].

При размещении излучателей в узлах координатной сетки с двойной периодичностью синфазное сложение полей отдельных излучателей решетки возможно не только в направлении глазного максимума ДН, но и в других направлениях, которым соответствует пространственный фазовый сдвиг, компенсирующий сдвиг фазы между излучателями за счет возбуждения. В этом случае, помимо главного максимума, существуют еще и дифракционные максимумы высших порядков, пространственная ориентация которых зависит от расстояния между излучателями. При уменьшении этого расстояния число дифракционных максимумов, находящихся в области действительных углов, уменьшается. Для нормальной работы решетки необходимо, чтобы в области действительных углов находился лишь один главный максимум, а дифракционные отсутствовали [8].

При этом на расстояние между элементами накладывается условие существования в множителе решетки только одного главного лепестка нулевого порядка:

– для прямоугольной координатной сетки:

$$d_x \le \frac{\lambda_{\min}}{1+\left|\sin\theta_{x\ \max}\right|}; \quad d_y \le \frac{\lambda_{\min}}{1+\left|\sin\theta_{y\ \max}\right|} \tag{14}$$

где $\theta_{x\max}$ и $\theta_{y\max}$ – максимальные углы отклонения луча фазовой антенной решетки (**ФАР**) от нормали к ее плоскости; $\lambda_{\min}$ – минимальная длина волны рабочего диапазона ФАР;

– для треугольной координатной сетки:

$$d \le \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{\lambda_{\min}}{1+\left|\sin\theta_{\max}\right|}. \tag{15}$$

Более предпочтительной является треугольная координатная сетка, так как она обеспечивает бóльшее допустимое расстояние между элементами, что уменьшает их общее число и взаимное влияние между элементами.

Для решетки, состоящей из одинаковых излучателей, ДН будет иметь следующий вид

$$F(\theta,\varphi) = f(\theta,\varphi) f_\varepsilon(\theta,\varphi), \tag{16}$$

где $f(\theta,\varphi)$ – диаграмма направленности изолированного излучателя; $f_\varepsilon(\theta,\varphi)$ – множитель антенной решетки, определяемый по формуле:

$$f_\varepsilon(\theta,\varphi) = \sum_{m,n=1}^{M,N} A_{mn} \exp\left[i\left(\Phi_{mn} + \Phi_{mn}^{\text{п}}\right)\right], \tag{17}$$

где A_{mn} – амплитуда возбуждения элемента решетки; $\Phi_{mn}^{\text{п}}$ – пространственный фазовый сдвиг для направления наблюдения (θ,φ), $\Phi_{mn}^{\text{п}} = k\left(x_{mn}\cos\varphi + y_{mn}\sin\varphi\right)\sin\theta$.

Используя вышеприведенные формулы, получим ДН всей антенной решетки на рис. 10.

На рисунке 11 приведена трехмерная модель антенной решетки, состоящая из 25 излучателей (5×5).

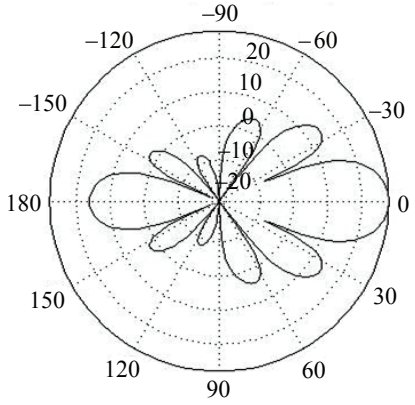


Рис. 10. Диаграмма направленности антенной решетки

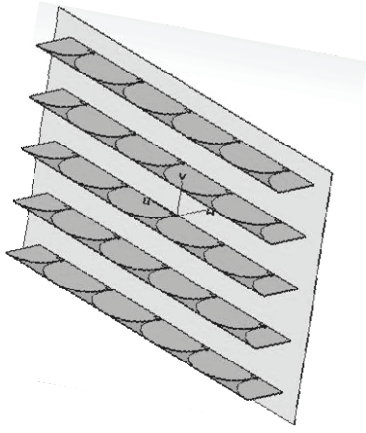


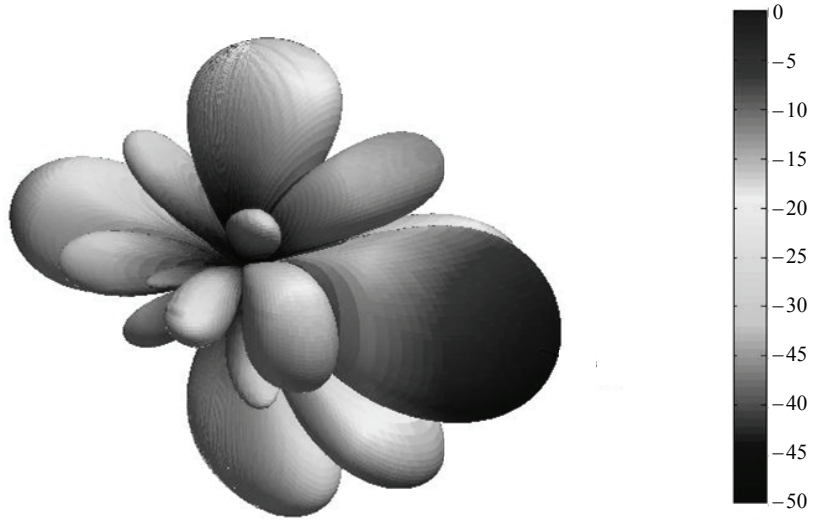
Рис. 11. Трехмерная модель антенной решетки

На рисунке 12 представлены трехмерная ДН антенной решетки и ДН в логарифмическом масштабе.

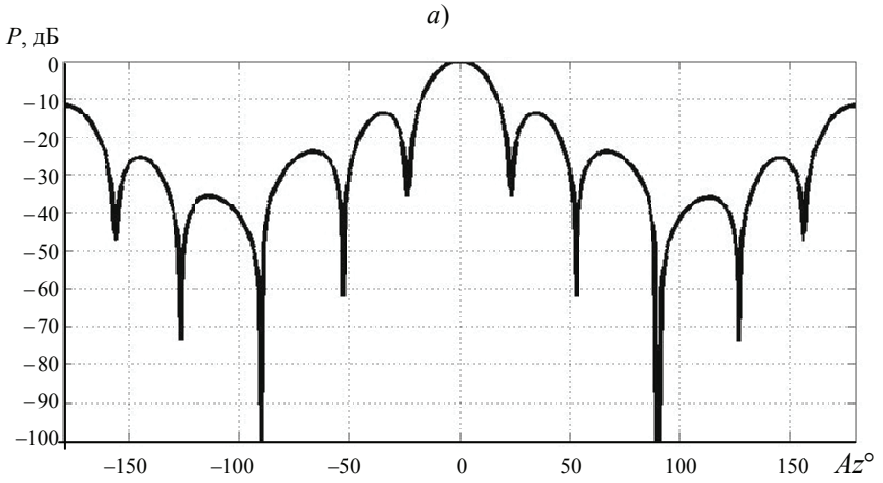
Анализируя полученные данные, можно сказать, что построенная антенная решетка имеет максимальное усиление порядка 22 дБ на частоте 3 ГГц.

Данная антенная решетка будет являться базовым излучателем для трехсекторной антенной системы, которая послужит основой для базовых станций беспроводных сетей связи. Заметим, что угловое разрешение одной антенной решетки составит 120° как в *Az*-, так и в *El*-плоскостях.

Таким образом, применение данного типа антенных решеток на основе планарно-щелевой антенны с экспоненциальным изменением ширины щели для систем беспроводного широкополосного доступа позволит



а)



б)

Рис. 12. Диаграммы направленности антенной решетки:
а – трехмерная модель; *б* – в логарифмическом масштабе

значительно расширить полосу пропускания, увеличить зону покрытия, скорость передачи, а также снизить энергетические параметры оконечного оборудования как базовых станций, так и оконечных терминалов абонентов, то есть даст возможность построения сверхширокополосных интегрированных антенных систем с электрическим управлением луча.

Работа выполнена при частичной поддержке грантов РФФИ № 14-08-00198, № 14-08-00489.

Список литературы

1. Устройства СВЧ и антенны / Д. И. Воскресенский [и др.] ; под ред. Д. И. Воскресенского. – М. : Радиотехника, 2008. – 384 с.

2. Широкополосные беспроводные сети передачи информации / В. М. Вишневский [и др.]. – М. : Техносфера, 2005. – 592 с.

3. Виноградов, А. Ю. Усторойства СВЧ и малогабаритные антенны : учеб. пособие для вузов / А. Ю. Виноградов, Р. В. Кабетов, А. М. Сомов ; под ред. А. М. Сомова. – М. : Горячая линия – Телеком, 2012. – 440 с.

4. Фролов, А. А. Моделирование характеристик антенн СВЧ-диапазона / А. А. Фролов, С. В. Гирич, В. П. Заярный // Изв. Волгоград. гос. техн. университета. – 2008. – № 4. – С. 112 – 114.

5. Газизов, Т. Р. Широкополосная антенная решетка для абонентской станции «WiMic-6000» / Т. Р. Газизов, Е. В. Дмитриченко // Инфокоммуникац. технологии. – 2012. – Т. 10, № 1. – С. 66 – 69.

6. Janaswamy, R. Analysis of the Tapered Slot Antenna / R. Janaswamy, D. Schaubert // IEEE Trans. AP. – 1987. – Vol. 35. – P. 1058–1065.

7. Gross, F. G. Frontiers in Antennas: Next Generation Design & Engineering / Frank B. Gross. – The McGraw-Hill Companies, 2011. – 526 p.

8. Сысоев, А. Н. Математическая модель передающей КФАР / А. Н. Сысоев // Антенны. – 2010. – № 11. – С. 28–29.

References

1. Voskresenskii D.I., Gostyukhin V.L., Maksimov V.M., Ponomarev L.I. *Ustroistva SVCh i antenny* (Microwave devices and antennas), Moscow: Radiotekhnika, 2008, 384 p.

2. Vishnevskii V.M., Lyakhov A.I., Portnoi S.L., Shakhnovich I.V. *Shirokopolosnye besprovodnye seti peredachi informatsii* (Broadband wireless information network), Moscow: Tekhnosfera, 2005, 592 p.

3. Vinogradov A.Yu., Kabetov R.V., Somov A.M. *Ustoroistva SVCh i malogabaritnye antenny* (Microwave devices and compact antennas), Moscow: Goryachaya liniya – Telekom, 2012, 440 p.

4. Frolov A.A., Girich S.V., Zayarnyi V.P. *Izvestiya Volgogradskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta*, 2008, no. 4, pp. 112-114.

5. Gazizov T.R., Dmitrichenko E.V. *Infokommunikacionnye tekhnologii*, 2012, vol. 10, no. 1, pp. 66-69.

6. Janaswamy R., Schaubert D. *IEEE Trans. AP*, 1987, vol. 35, pp. 1058-1065.

7. Gross Frank B. *Frontiers in antennas: next generation design & engineering*, The McGraw-Hill Companies, 2011, 526 p.

8. Sysoev A.N. *Antenny*, 2010, no. 11, pp. 28-29.

Antenna Array for Broadband Planar Slot Antenna with an Exponential Change in the Slot Width for Broadband Wireless Access Systems

O. A. Belousov, R. Yu. Kurnosov, P. A. Gorshkov, A. G. Ryazanova

Tambov State Technical University, Tambov

Keywords: linear array; planar slot antenna; radiation pattern; standing wave ratio; Vivaldi emitters; wireless broadband system.

Abstract: The authors considered the problems of constructing linear in-phase equidistant antenna array based on emitters of a broadband planar slot antenna with an exponential change in the slot width for high-speed broadband wireless systems to access a wide range of frequencies. We studied the important aspects of the analysis and synthesis of this type of emitters, and developed a model of the antenna array that can significantly extend the coverage of wireless broadband subscribers, reduce energy costs of the terminal equipment of base stations and increase the capacity of the link.

© О. А.Белоусов, Р. Ю. Курносов,
П. А. Горшков, А. Г. Рязанова, 2015