

## АНТЕННО-ФИДЕРНЫЕ СИСТЕМЫ

УДК 621.396.67

# ШИРОКОПОЛОСНАЯ АНТЕННА ВЫТЕКАЮЩЕЙ ВОЛНЫ С ФИКСИРОВАННЫМ ЛУЧОМ

© 2021 г. В. А. Калошин<sup>а, \*</sup>, К. Т. Нгуен<sup>б, \*\*</sup>

<sup>а</sup>Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН,  
ул. Моховая, 11, стр. 7, Москва, 125009 Российская Федерация

<sup>б</sup>Московский физико-технический институт (национальный исследовательский университет),  
Институтский пер., 9, Долгопрудный, Московской обл., 141701 Российская Федерация

\*E-mail: vak@cplire.ru

\*\*E-mail: mrthenguyenpk@gmail.com

Поступила в редакцию 08.11.2019 г.

После доработки 08.11.2019 г.

Принята к публикации 15.01.2020 г.

Предложена и с использованием численного моделирования на основе метода конечных элементов в программном продукте Ansys HFSS исследована линейная антенна вытекающей волны с фиксированным лучом, содержащая волновод с полупрозрачной узкой стенкой из металлических цилиндров и призму с принудительным преломлением из 15 металлических волноводов. Предложен и исследован компактный волноводный делитель мощности на три канала в  $E$ -плоскости. С использованием численного моделирования исследованы характеристики антенной решетки, содержащей делитель и три линейные антенны вытекающей волны с призмами. Показано, что в полосе частот более 15% величина коэффициента использования поверхности антенной решетки более 0.65.

DOI: 10.31857/S0033849421030098

### ВВЕДЕНИЕ

Линейные антенны вытекающей волны (АВВ) и решетки из таких антенн широко используются в радиолокационных системах. В последнее время для их изготовления используются технологии волновода, интегрированного в подложку (SIW-технология) [1–5]. Благодаря планарной конструкции и низким потерям решетки АВВ представляют интерес для базовых станций 5-го и следующих поколений систем беспроводной связи. Однако в отличие от радиолокационных систем в базовых станциях беспроводной связи частотное сканирование не используется и является нежелательным. Вместе с тем резонансные АВВ с фиксированным лучом не представляют большого интереса для использования в системах беспроводной связи из-за узкой полосы рабочих частот.

Для уменьшения углового сектора частотного сканирования АВВ используются подложки из анизотропного метаматериала [6], невзаимные [7] и активные приемные схемы [8, 9]. Эти решения являются сложными и дорогими. Альтернативным решением для компенсации частотного сканирования АВВ в широкой полосе частот является использование диэлектрических линз [10, 11]. Однако у этого решения есть несколько

важных недостатков, одним из которых является требование отсутствия частотной дисперсии волноводной моды. Чтобы уменьшить отклонение луча в АВВ при изменении частоты, в работе [12] было предложено использовать метаповерхность Гюйгенса. Основная идея работы состоит в том, что дисперсионная характеристика метаповерхности компенсирует дисперсию угла наклона луча в АВВ. В работе [13] предложен иной метод компенсации частотной дисперсии угла наклона луча – с использованием призмы из дисперсионного метаматериала, выполненной на одной подложке с АВВ. В результате в полосе частот 33...38 ГГц сектор сканирования луча не превышает 1 град. При этом другие важные характеристики антенны, в частности коэффициенты усиления (КУ) и использования поверхности (КИП) в указанной работе не представлены.

В работах [14, 15] исследована фазированная антенная решетка излучателей в виде двух расположенных под углом друг к другу линейных АВВ на основе волновода с полупрозрачной стенкой из металлических цилиндров. Антенна обеспечивает высокую величину (до 0.9) КИП, полоса рабочих частот составляет около 5%. Однако такая полоса частот в ряде приложений является недостаточной.

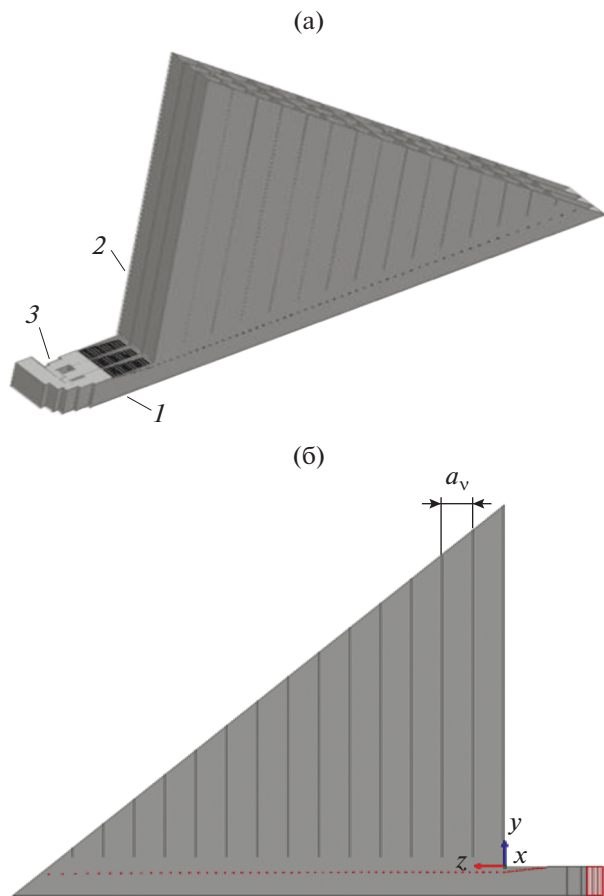


Рис. 1. Широкополосная антенна вытекающей волны: а – общий вид, б – продольное сечение.

Цель данной работы – расширение полосы частот АВВ с фиксированным лучом за счет использования призмы с принудительным преломлением.

### 1. СИНТЕЗ И АНАЛИЗ ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННЫ ВЫТЕКАЮЩЕЙ ВОЛНЫ С ПРИЗМОЙ

На рис. 1а представлен общий вид антенной решетки, содержащей три линейных АВВ (1), три волноводные призмы с принудительным преломлением (2) и делитель мощности на три канала (3), а на рис. 1б – продольное сечение линейной АВВ с призмой. Каждая призма с принудительным преломлением содержит 15 прямоугольных металлических волноводов.

Линейная АВВ (рис. 2) представляет собой прямоугольный металлический волновод, одна из узких стенок которого выполнена полупрозрачной (в виде решетки круглых металлических цилиндров). Расстояние от цилиндров до другой узкой стенки волновода  $a(z)$  и период расположения цилиндров вдоль волновода  $p(z)$  – переменные, что позволяет синтезировать заданное ам-

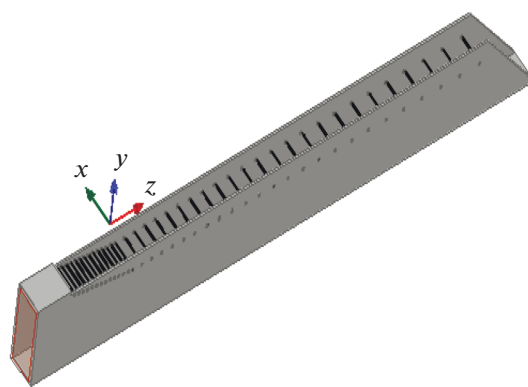


Рис. 2. Общий вид линейной антенны вытекающей волны.

плитудно-фазовое распределение излученного поля вдоль антенны. В работах [16, 17], соответственно, развита численно-аналитическая и аналитическая методики синтеза таких АВВ. В данной работе мы воспользуемся полученными в этих статьях результатами синтеза АВВ с почти постоянным амплитудным распределением излученного поля вдоль антенны и линейным фазовым фронтом.

Зависимость расстояния от цилиндров до другой узкой стенки волновода при этом определяется формулой

$$a(p) = (\pi / (k\sqrt{1 - C^2})) - (d/2k), \quad (1)$$

где  $d = (2p/\lambda)\ln(p/2\pi\rho)$ ,  $\beta/k = C = \text{const}$ ,  $\beta$  – постоянная распространения в волноводе вытекающей волны,  $\rho$  – радиус металлического цилиндра,  $k = 2\pi/\lambda$  – волновое число,  $\lambda$  – длина волны в свободном пространстве.

Зависимость величины периода от координаты  $z$  определяется формулой

$$P(z) = 2\pi\rho \times \left[ 0.0047 \left( \frac{\alpha(z)}{M} \right) + 0.4859 \sqrt{\frac{\alpha(z)}{M}} + 1.3177 \right], \quad (2)$$

где

$$M = \frac{4k\pi\rho^2(1 - C^2)^2}{C\lambda^2},$$

$$\alpha(z) = \frac{0.5(P(0) - P(L))}{P(0)L_\lambda - z(P(0) - P(L))}$$

– постоянная затухания вытекающей моды,  $L_\lambda = 10$  – нормированная на длину волны в свободном пространстве длина волновода,  $z_\lambda$  – аналогично нормированная координата,  $P(0) = 1$  – входная мощность,  $P(L) = 0.04$  – выходная мощность.

Для того чтобы зафиксировать лучи АВВ в одном направлении, при изменении частоты будем использовать металлическую призму с принуди-

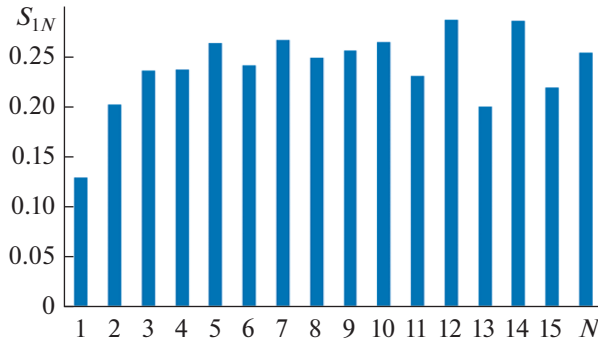


Рис. 3. Амплитуды мод в волноводах призмы.

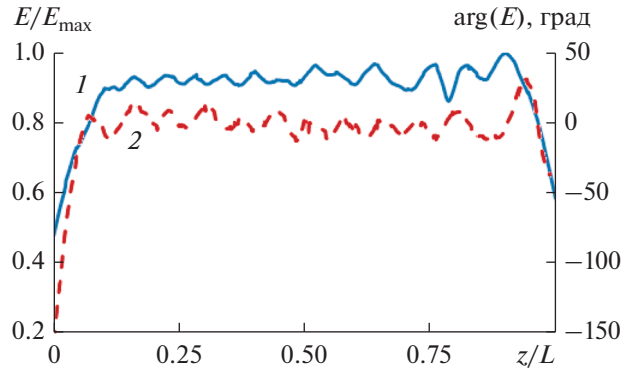


Рис. 4. Амплитуда (кривая 1) и фаза поля (кривая 2) на расстоянии  $\lambda/4$  от апертуры антенной решетки.

тельным преломлением из прямоугольных волноводов с размером широкой стенки  $a_v$  (см. рис. 1б). Волноводы призмы расположены на расстоянии от АВВ для уменьшения отражения.

Фазовая скорость в АВВ определяется формулой  $v_{\phi 1} = 2\pi f/\beta$ , а в прямоугольном волноводе –  $v_{\phi 2} = c/\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{кр})^2}$ , где  $f$  – частота,  $c = 3 \times 10^8$  м/с – скорость света,  $\lambda_{кр} = 2a$  – критическая длина волны основной моды ( $H_{10}$ ) прямоугольного волновода.

Чтобы компенсировать частотную дисперсию фазового распределения поля вдоль АВВ с призмой, фазовые скорости  $v_{\phi 1}$  и  $v_{\phi 2}$  должны быть равны. Приравнявая их, получаем

$$a_v = \frac{\lambda}{2\sqrt{1 - (c\beta/2\pi f)^2}}. \quad (3)$$

Подставляя в формулу (3) значения  $f = 9$  ГГц,  $\beta/k = 0.5$ , получаем  $a_v = 19.25$  мм.

На рис. 3 показаны амплитуды мод в волноводах призмы возбужденных АВВ на частоте 9 ГГц, полученные в результате электродинамического моделирования. На рисунке видно, что амплитудное распределение имеет спад в первом волноводе, а в остальных наблюдаются небольшие колебания вокруг средней величины, амплитуда которых увеличивается при увеличении номера волновода. При этом средняя величина близка к заданному (постоянному) значению.

На рис. 4 показаны амплитудное (кривая 1) и фазовое распределение (кривая 2) поля на расстоянии  $\lambda/4$  от апертуры АВВ с призмой на частоте 9 ГГц. Видно, что амплитудное распределение почти повторяет распределение в волноводах (см. рис. 3). Фазовое распределение также имеет колебательный характер, при этом отличие от среднего значения больше 30 градусов имеет место только на краях апертуры.

## 2. ДЕЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ В E-ПЛОСКОСТИ

Общий вид трехканального делителя мощности в E-плоскости и его поперечное сечение представлены на рис. 5а и 5б соответственно. В результате электродинамического моделирования методом конечных элементов и оптимизации конструкции делителя мощности с целью реализации максимальной полосы согласования были получены следующие величины параметров, представленных на рис. 5б:  $t = 0.5$  мм,  $b = 10$  мм,  $b_1 = 2b/3$ ,  $l_1 = 11.38$  мм,  $l_2 = 4.2$  мм,  $r_1 = r_2 = 2.45$  мм,  $r_3 = 2.73$  мм и  $r_4 = 3.83$  мм.

На рис. 6 приведены соответствующие частотные зависимости коэффициента отражения от входа делителя  $R$  (кривая 1) и коэффициента передачи  $S$  (кривые 2–4) в каждый из трех выходных каналов. Видно, что коэффициент отражения в полосе частот 8.8...11 ГГц менее –20 дБ, причем разница в коэффициентах передачи менее 0.25 дБ в этой полосе частот.

Аналогичным методом были исследованы фазы мод на трех выходах делителя в зависимости от частоты (рис. 7). На рисунке видно, что в широком диапазоне частот фазы отличаются на величину менее  $\pm 10$  град.

## 3. АНАЛИЗ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ВЫТЕКАЮЩЕЙ ВОЛНЫ

Электродинамическое моделирование антенной решетки (см. рис. 1) также было проведено с использованием метода конечных элементов.

На рис. 8 показана зависимость коэффициента отражения антенной решетки от частоты. При увеличении расстояния от АВВ до волноводов призмы коэффициент отражения от входа антенны уменьшается, но при этом растет неравномерность амплитудного распределения. Из компромиссных соображений это расстояние выбрано

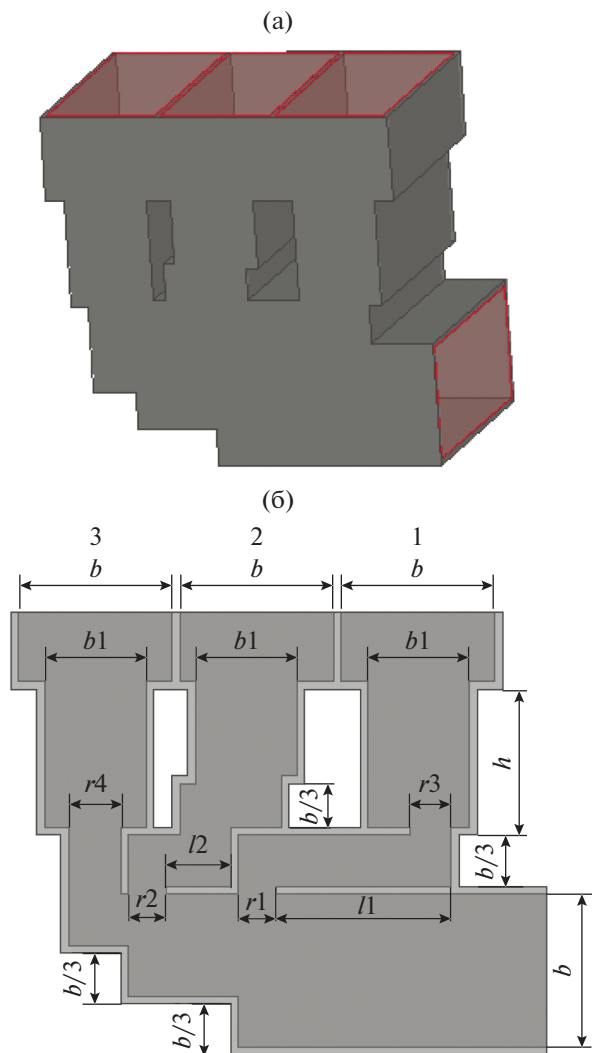


Рис. 5. Трехканальный делитель мощности: а – общий вид, б – продольное сечение; 1–3 – каналы.

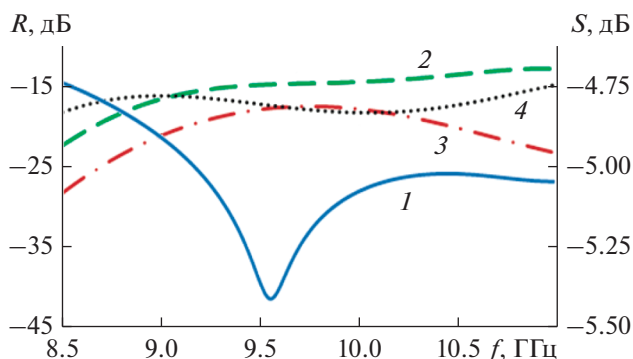


Рис. 6. Частотные зависимости коэффициентов отражения  $R$  (кривая 1) и передачи  $S$  (2–4) трехканального делителя.

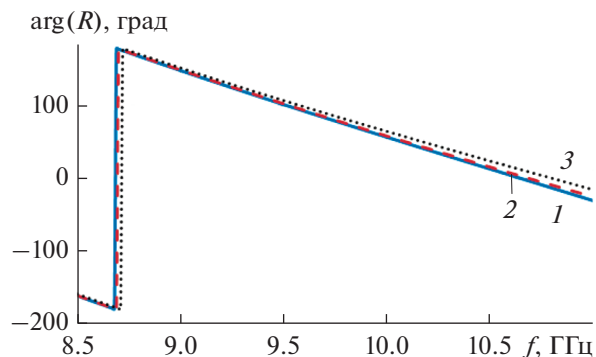


Рис. 7. Частотные зависимости (кривые 1–3) фазы моды на выходах 1–3 трехканального делителя (см. рис. 5).

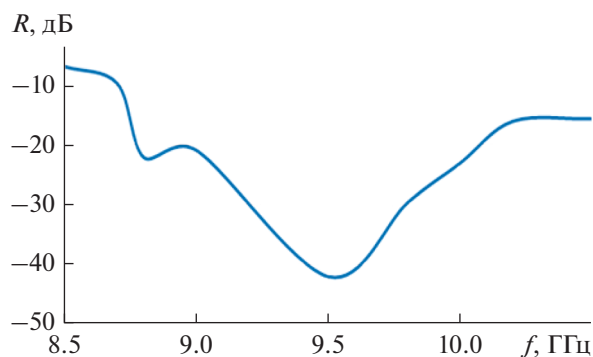


Рис. 8. Зависимость коэффициента отражения антенной решетки от частоты.

равным 8.25 мм. Видно, что коэффициент отражения при этом в полосе частот 8.8...10.2 не превышает уровня  $-20$  дБ.

Диаграммы направленности антенной решетки на пяти частотах в  $H$ -плоскости представлены на рис. 9а. Видно, что при увеличении частоты меняется уровень боковых лепестков, при этом ширина диаграммы направленности и коэффициент усиления почти не меняются. Положение максимума диаграммы направленности также практически не меняется. Диаграммы направленности антенной решетки в  $E$ -плоскости на тех же частотах представлены на рис. 9б. На рисунке видно, что, так же как и в  $H$ -плоскости, при увеличении частоты меняется только уровень боковых лепестков.

На рис. 10 показаны частотные зависимости коэффициента усиления антенной решетки (кривая 1) и величины КИП (кривая 2). Видно, что в диапазоне частот 8.8...9.3 ГГц антенная решетка обеспечивает очень высокий КИП (больше 0.9). При дальнейшем увеличении частоты коэффициент усиления растет, а величина КИП падает.

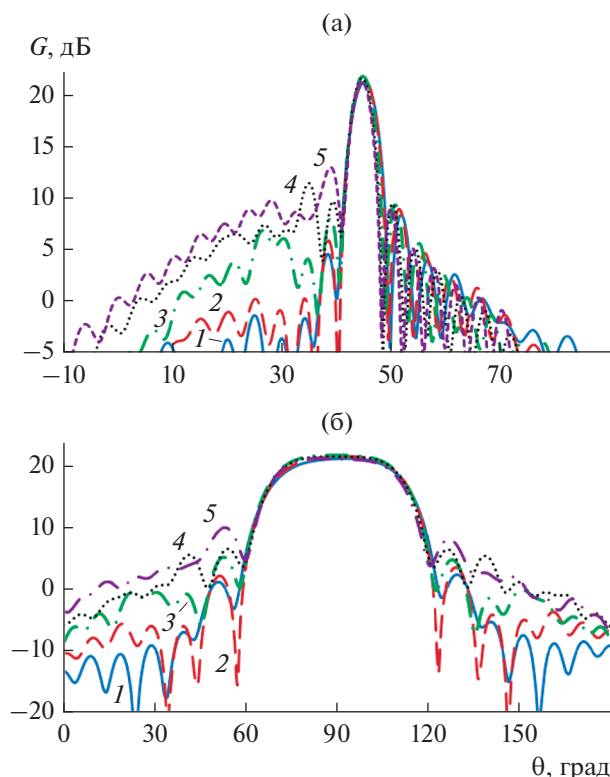


Рис. 9. Диаграммы направленности антенной решетки в  $H$ -плоскости (а) и в  $E$ -плоскости (б) на пяти частотах: 8.8 (1), 9 (2), 9.5 (3), 10 (4) и 10.3 ГГц (5).

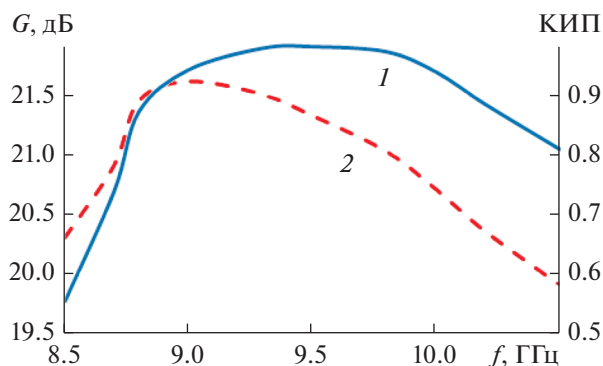


Рис. 10. Зависимости от частоты коэффициента усиления антенной решетки (кривая 1) и величины КИП (кривая 2).

При этом по уровню величины КИП 0.65 полоса частот антенной решетки более 2 ГГц.

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основании полученных результатов можно сделать следующие выводы.

Предложенная антенна вытекающей волны обеспечивает фиксированное положение луча во всей исследованной полосе частот (8.8...10.3 ГГц).

В исследованной полосе частот коэффициент отражения антенны ниже уровня  $-20$  дБ, КИП – более 0.65, а в полосе частот более 5% величина КИП превышает 0.9.

### ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена за счет бюджетного финансирования в рамках государственного задания по теме 0030-2019-006.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Xu F., Wu K. // IEEE Trans. MTT-53. 2005. № 1. P. 66.
2. Xu J., Wei H., Tang H. et al. // IEEE Antenn. Wireless Propag. Lett. 2008. V. 7. P. 85.
3. Yu J.C., Wei H., Wu K. // IEEE Trans. 2010. V. AP-58. № 6. P. 1848.
4. Deslandes D., Wu K. // Asia-Pacific Microwave Conf. Proc. 2005. Suzhou, China. V. 1. P. 4.
5. Javier A.M.-R., José Luis G.-T., Goussetis G. // IEEE Trans. 2012. V. AP-60. № 3. P. 1625.
6. Shahvarpour A., Alvarez-Melcon A., Caloz C. // IEEE Antennas and Propag. Soc. Intern. Symp. 2010. Toronto. 2010. N.Y.: IEEE, 2010. P. 14.
7. Porokhnyuk A., Tetsuya U., Yuichi K., Tatsuo I. // IEEE Antennas and Propag. Soc. Int. Symp. (APSURSI). Orlando. 2013. N.Y.: IEEE, 2013. P. 2289.
8. Hassan M., Eleftheriades G.V. // Proc. 41st Europ. Microwave Conf. (EuMC), 2011, Manchester. 2011. P. 503.
9. Hassan M., Eleftheriades G.V. // IEEE Trans. 2015. V. AP-63. № 5. P. 1997.
10. Neto A., Bruni S., Gerini G., Sabbadini M. // IEEE Trans. 2005. V. AP-53. № 10. P. 3240.
11. Neto A. // IEEE Trans. 2010. V. AP-58. № 7. P. 2238.
12. Mehdipour A., Wong J.W., Eleftheriades G.V. // IEEE Trans. 2015. V. AP-63. № 3. P. 978.
13. Wang L., Gómez-Tornero J.-L., Quevedo-Teruel O. // IEEE Int. Workshop on Antenna Technol., 2018 (iWAT). Nanjing. 2018.
14. Калошин В.А., Нгуен К.Т. // Докл. VI Всеросс. микроволн. конф. Москва, ИРЭ им. В.А.Котельникова РАН. 2018. С. 214.
15. Калошин В.А., Нгуен К.Т. // Журн. радиоэлектроники. 2019. № 1. <http://jre.cplire.ru/jre/jan19/14/text.pdf>.
16. Калошин В.А., Нгуен К.Т. // РЭ. 2020. Т. 65. № 3. С. 250.
17. Калошин В.А., Нгуен К.Т. // РЭ. 2020. Т. 65. № 11. С. 1083.