

АНТЕННО-ФИДЕРНЫЕ  
СИСТЕМЫ

УДК 621.396.67

ПЛОСКАЯ СИНФАЗНАЯ РЕШЕТКА НЕРЕГУЛЯРНЫХ *ТЕМ*-РУПОРОВ  
С МЕТАЛЛИЗАЦИЕЙ МЕЖРУПОРНОГО ПРОСТРАНСТВА© 2022 г. М. Д. Дупленкова<sup>а</sup> \*, В. А. Калошин<sup>а</sup><sup>а</sup>Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН,  
ул. Моховая, 11, стр. 7, Москва, 125009 Российская Федерация

\*E-mail: vak@cplire.ru

Поступила в редакцию 26.06.2021 г.

После доработки 12.08.2021 г.

Принята к публикации 25.09.2021 г.

Исследовано влияние геометрии *ТЕМ*-рупора в составе бесконечной синфазной решетки нерегулярных рупоров с металлизацией межрупорного пространства на полосу согласования решетки. Анализ частотных зависимостей коэффициента отражения проведен в рамках модели плавного перехода в канале Флоке для разных законов изменения волнового сопротивления с использованием двух методов теории волноводов: поперечных сечений и матриц рассеяния, а также численного моделирования с использованием метода конечных элементов.

DOI: 10.31857/S0033849422070099

## ВВЕДЕНИЕ

Регулярный (линейный) *ТЕМ*-рупор является одним из наиболее широко используемых сверхширокополосных (СШП) излучателей [1–5]. Это объясняется, с одной стороны, простотой его конструкции, а с другой – возможностью согласования с питающей линией в очень широкой полосе частот. Последнее обстоятельство объясняется тем, что волновое сопротивление (импеданс) регулярного *ТЕМ*-рупора в квазистатическом приближении зависит только от двух угловых параметров [6] и не меняется вдоль его длины. Однако при увеличении размера поперечного сечения одиночного регулярного *ТЕМ*-рупора за счет связи с окружающим пространством, а в составе решетки – за счет связи между излучателями происходит постепенное изменение его импеданса, что необходимо учитывать при оптимизации геометрии *ТЕМ*-рупоров, в том числе в составе антенных решеток.

Известно, что при использовании *ТЕМ*-рупора в качестве элемента антенной СШП-решетки возникает сильное заднее излучение [7, 8], а при подавлении его путем использования экрана – резонансы в частотной характеристике коэффициента отражения [9]. В работе [10] предложены и исследованы решетки регулярных *ТЕМ*-рупоров с металлизацией межрупорного пространства. Наличие экрана в таких решетках позволяет подавить заднее излучение, не приводя при этом к появлению частотных резонансов и в результате в конечной решетке регулярных *ТЕМ* с металлизацией межрупорного пространства удалось реализовать полосу согласования более 15 : 1 [11]. Наи-

лучшие результаты по согласованию синфазной решетки щелевых рупоров (полоса частот 12 : 1) были получены в работе [12].

Для увеличения полосы согласования при заданных габаритах антенны или антенной решетки можно использовать нерегулярные *ТЕМ*-рупоры [4, 5], в том числе симметричные [13] или несимметричные [14, 15] петлевые *ТЕМ*-рупоры, проводники которых образуют, соответственно, две или одну петлю, замыкаясь на задний экран (авторы [13] называют их “комбинированными рупорами”).

Следует отметить, что задача оптимизации закона изменения импеданса за счет изменения геометрии *ТЕМ*-рупора вдоль его длины рассматривалась только для одиночного нерегулярного *ТЕМ*-рупора [1–5] и *ТЕМ*-рупора в составе кольцевой решетки [14, 15].

Таким образом, несмотря на большое количество работ, задача поиска оптимальной геометрии нерегулярного *ТЕМ*-рупора в составе плоской двумерно-периодической антенной решетки, обеспечивающей максимальную полосу согласования при заданной длине рупора, не рассматривалась. Решению этой задачи в рамках модели бесконечной синфазной решетки посвящена данная работа.

1. ЧИСЛЕННО-АНАЛИТИЧЕСКИЕ  
МОДЕЛИ

В квазипериодическом режиме возбуждения анализ бесконечной антенной решетки сводится к анализу одного периода (канала Флоке), на гра-

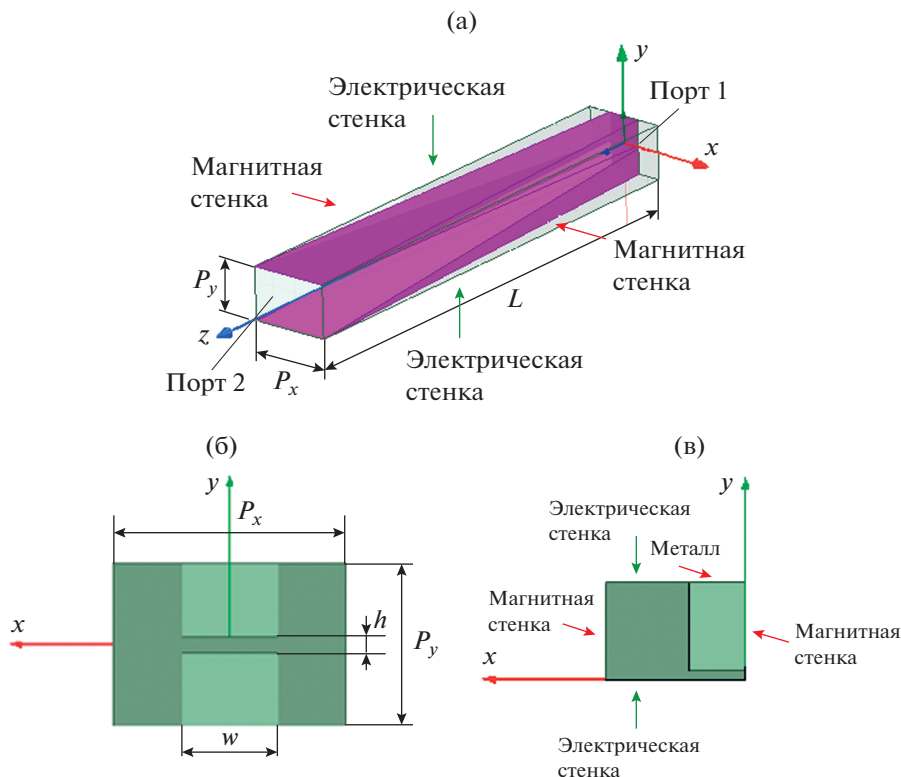


Рис. 1. Канал Флоке: а – общий вид, б – порт 1, в – эквивалентное поперечное сечение.

ницах которого установлены условия периодичности [16, 17]. В синфазной решетке из элементов с двумя плоскостями симметрии вместо условий периодичности на границах канала Флоке в зависимости от ориентации векторов поля могут быть установлены электрические или магнитные стенки [17] (рис. 1). Канал Флоке в этом случае и его входной порт показаны на рис. 1а, 1б соответственно. С учетом двух плоскостей симметрии канала Флоке его анализ сводится к анализу волновода с эквивалентным поперечным сечением (рис. 1в).

Таким образом, задача анализа бесконечной решетки *ТЕМ*-рупоров сводится к анализу нерегулярного волновода с поперечным сечением, равным четверти сечения канала Флоке, в котором распространяется *ТЕМ*-мода. Следует отметить, что в отличие от работы [10] в данной работе волновод возбуждается полубесконечной щелевой линией из проводников конечной толщины (см. рис. 1б).

Для анализа нерегулярного одномодового волновода с *ТЕМ*-модой будем использовать два известных в теории волноводов метода: поперечных сечений (МПС) для линии с медленно меняющимся импедансом и матриц рассеяния (ММР) для линии со ступенчатым изменением импеданса.

В приближении МПС коэффициент отражения определяется известной [18] формулой

$$\rho = \rho_1 + \rho_2 \exp(-2j\beta L) + \int_0^L \frac{Z_c'(t)}{2Z_c(t)} \exp(-2j\beta L) dt, \quad (1)$$

где  $L$  – длина волновода,  $\rho_1$  и  $\rho_2$  – коэффициенты отражения на краях перехода,  $Z_c(z)$  и  $\beta(z)$  – импеданс и волновое число в сечении волновода с координатой  $z$  соответственно. Так как в канале Флоке распространяется *ТЕМ*-мода, то  $\beta = 2\pi/\lambda$ , где  $\lambda$  – длина волны в свободном пространстве;

$$\rho_i = \frac{Z_{c(i+1)} - Z_{ci}}{Z_{c(i+1)} + Z_{ci}}, \quad i = 1, 2.$$

Выражение (1) справедливо при предположении о плавности перехода  $Z_c'(z)/Z_c(z) \ll 1$  и малости коэффициента отражения ( $|\rho^2| \ll 1$ ).

Пусть импеданс входного сечения волновода равен импедансу питающей щелевой линии  $Z_{c1} = 25$  Ом, длина волновода  $L = 180$  мм, а величины периодов решетки в  $E$ - и  $H$ -плоскости равны соответственно  $P_y = 20$  мм и  $P_x = 30$  мм. Импеданс пустого канала (волновода Флоке) при этом  $Z_{c2} = 120\pi P_y/P_x = 251$  Ом.

Рассмотрим четыре закона изменения импеданса вдоль длины нерегулярного *ТЕМ*-рупора (формулы (2)–(5) соответственно): линейный, косинусоидальный, экспоненциальный и закон Клопфенштейна, описывающий предельный по малости величины скачков импеданса чебышевский переход [19]:

$$Z(z) = Z_{c1} + \frac{z}{L}(Z_{c2} - Z_{c1}), \quad (2)$$

$$Z(z) = -\cos\left(\frac{\pi z}{L}\right)\left(\frac{Z_{c2} - Z_{c1}}{2}\right) + \left(\frac{Z_{c2} + Z_{c1}}{2}\right), \quad (3)$$

$$Z(z) = a + be^{cz}, \quad a = Z_{c1} - b, \\ b = \frac{Z_{c2} - Z_{c1}}{e^{cL} - 1}, \quad c = 0.015, \quad (4)$$

$$\ln[Z(z)] = \frac{1}{2} \ln(Z_{c1}Z_{c2}) + \frac{Z_{c2} - Z_{c1}}{(Z_{c2} + Z_{c1}) \operatorname{ch}(Az)} \times \\ \times \left\{ A^2 \int_0^L \frac{I_1(A\sqrt{1-y^2})}{(A\sqrt{1-y^2})} dy + U(z) + U(z-L) \right\}, \quad (5)$$

где  $I_1$  – модифицированная функция Бесселя 1-го порядка,  $U(x)$  – функция Хевисайда, а параметр  $A$  выбирается из условия максимально допустимого коэффициента отражения в полосе частот. В случае задания этого уровня равным  $-10$  дБ,  $A = 1.59$ . Зависимости импеданса от продольной координаты, рассчитанные по формулам (3)–(6), приведены на рис. 2. Отметим, что реализация закона Клопфенштейна (кривая 4 на рис. 2) требует скачков импеданса на границах плавного перехода.

При использовании ММР заменим непрерывный закон изменения импеданса ступенчатым. Элементы матрицы рассеяния  $i$ -й ступеньки с малым перепадом импеданса длиной  $\Delta l$  имеют вид [18]

$$S11_i = \frac{Z_{c(i+1)} - Z_{ci}}{Z_{c(i+1)} + Z_{ci}}, \\ S22_i = -e^{-2j\beta\Delta l} \frac{Z_{c(i+1)} - Z_{ci}}{Z_{c(i+1)} + Z_{ci}}, \quad (6) \\ S12_i = S21_i = e^{-j\beta\Delta l} \frac{2\sqrt{Z_{c(i+1)}Z_{ci}}}{Z_{c(i+1)} + Z_{ci}}.$$

По матрицам рассеяния известным образом, например в соответствии с [18], определяем волновые матрицы передачи ступенек:

$$T11_i = S12_i - \frac{S11_i S22_i}{S12_i}, \quad T22_i = \frac{1}{S12_i}, \\ T12_i = \frac{S11_i}{S12_i}, \quad T21_i = \frac{S22_i}{S12_i}, \quad (7)$$

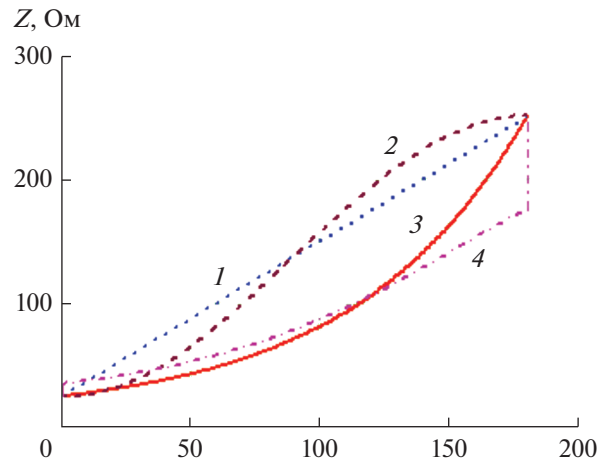


Рис. 2. Зависимости импеданса от продольной координаты, найденные в соответствии с законами: линейным (1), косинусоидальным (2), экспоненциальным (3), Клопфенштейна (4).

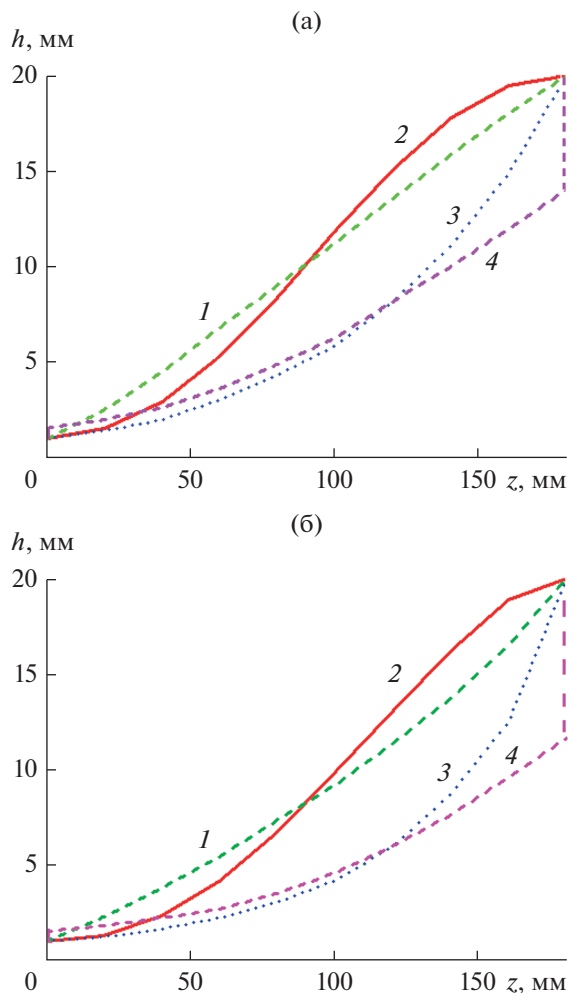
и находим результирующую матрицу передачи всего перехода:

$$[T_\Sigma] = \prod_{i=1}^N [T_i], \quad (8)$$

где  $N$  – количество ступенек. Отметим, что точность аппроксимации плавного изменения импеданса ступенчатым повышается при увеличении количества ступенек. В данной работе в процессе расчета число ступенек увеличивалось до тех пор, пока (при 100 ступеньках) результат расчета коэффициента отражения не стабилизировался в пределах  $10^{-3}$ . После этого искомый коэффициент отражения плавного перехода был найден по формуле

$$\rho = T12_\Sigma / T22_\Sigma.$$

Для определения геометрии *ТЕМ*-рупора по зависимости его импеданса от продольной координаты воспользуемся результатами работы [8], в которой эта связь была найдена методом Галеркина. Отметим, что каждому значению импеданса соответствует континуум значений взаимосвязанных параметров – ширины проводников  $w(z)$  и величина зазора между ними  $h(z)$ , т.е. каждому значению импеданса соответствует бесконечное число вариантов геометрии рупора. Далее для каждого закона изменения импеданса будем исследовать вариант 1 и 2 геометрии рупоров. У всех рупоров входная ширина проводника  $w(0) = 12.5$  мм, т.е. равна ширине проводника питающей линии. Входной зазор  $h(0) = 1$  мм также равен зазору между проводниками питающей линии с импедансом  $Z_{c1} = 25$  Ом. В варианте 1 ширина проводников *ТЕМ*-рупора линейно растет с ростом  $z$  от 12.5 до 30 мм, а в варианте 2 (щелевого рупора) – остается



**Рис. 3.** Изменение величины зазора между проводниками  $h(z)$  для варианта 1 (а) и 2 (б) геометрии рупора, определенное для линейного закона изменения импеданса (1), косинусоидального (2), экспоненциального (3) и закона Клопфенштейна (4).

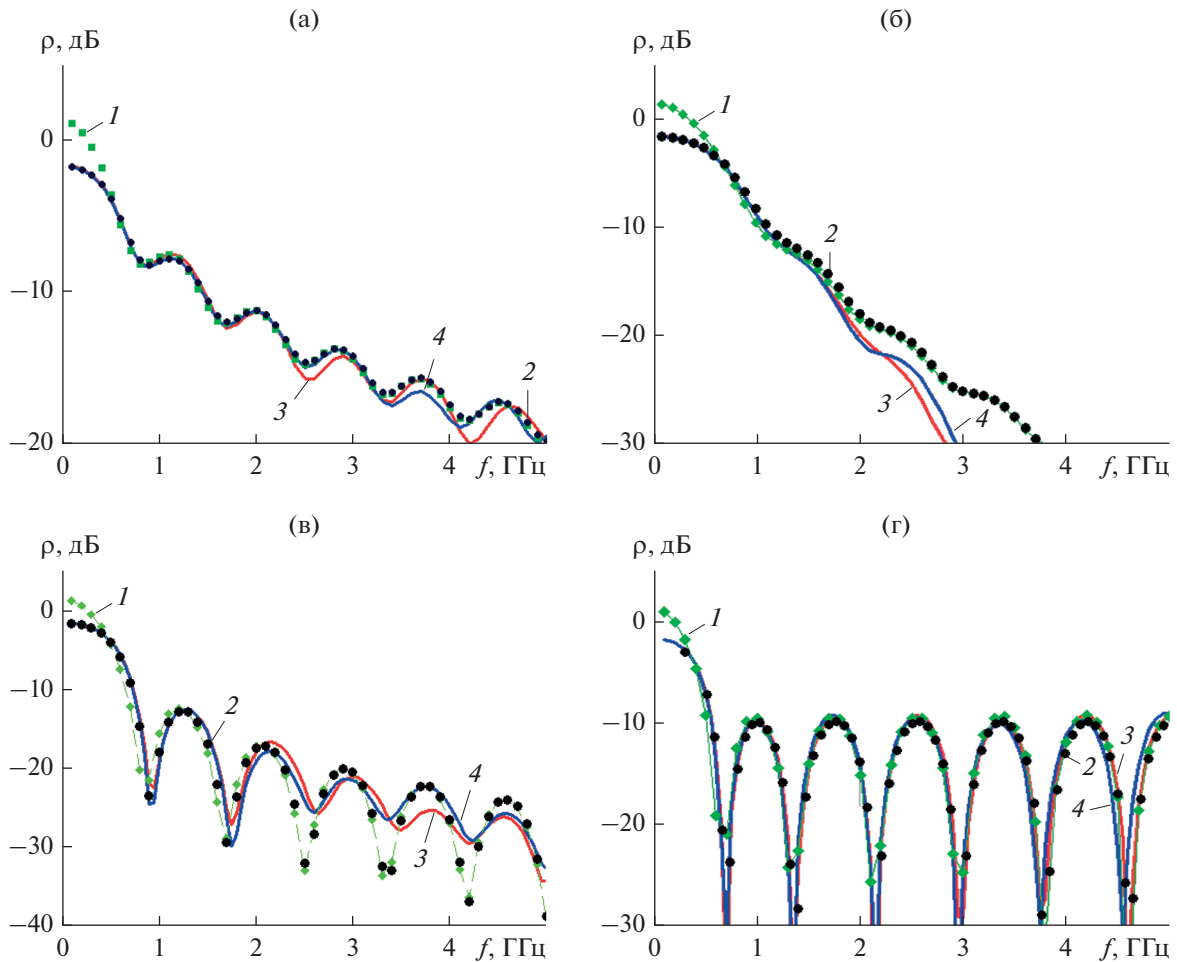
ся постоянной. Рассчитанные зависимости  $h(z)$  для четырех описанных выше законов изменения импеданса показаны на рис. 3а, 3б для вариантов 1 и 2 *ТЕМ*-рупора соответственно.

Для линейного закона изменения импеданса в варианте 1 зависимость  $h(z)$  близка к линейной (см. рис. 3а, кривая 1), откуда следует, что импеданс регулярного *ТЕМ*-рупора в решетке меняется по закону, близкому к линейному. При этом реализация линейного закона изменения импеданса в варианте 2 приводит к нелинейной зависимости  $h(z)$  (см. рис. 3б, кривая 1).

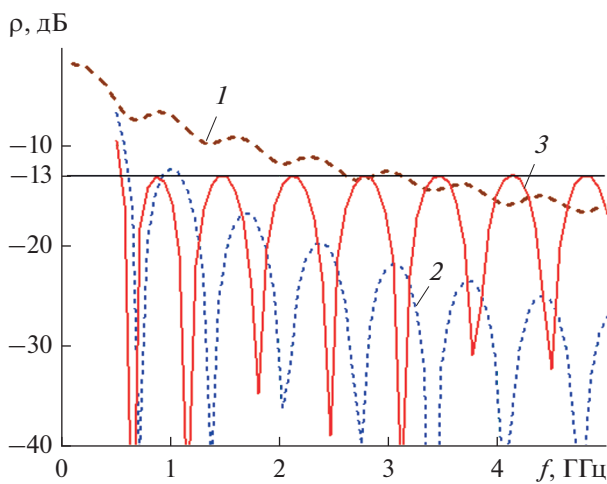
Далее тремя методами: МПС, ММР и конечных элементов (МКЭ) в программной среде ANSYS HFSS было проведено численное моделирование частотных зависимостей коэффициента отражения для восьми решеток *ТЕМ*-рупоров (с четырьмя законами изменения импеданса, каждому из которых соответствовали два варианта геометрии рупора). Результаты моделирования приведены на рис. 4.

Как видно из рис. 4а–4г, кривые 3 и 4 практически совпадают, т.е. коэффициент отражения в исследованном диапазоне частот определяется законом изменения импеданса и практически не зависит от конкретных геометрических параметров *ТЕМ*-рупора. При этом наибольшую ширину полосы согласования по уровню –10 дБ обеспечивает закон Клопфенштейна, а наименьшую – линейный закон. Следует также отметить, что МПС и ММР хорошо описывают коэффициент отражения от нижней границы полосы согласования до уровня –20 дБ, а ММР – также и области более низких частот. При этом ММР более сложен при использовании по сравнению с МПС.

Разница в нижней частоте полосы согласования на рис. 4 для экспоненциального закона (0.7 МГц) и закона Клопфенштейна (0.55 МГц) небольшая, однако она увеличивается с уменьшением уровня отражения (например, до уровня –13 дБ) путем увеличении длины рупоров, когда нижняя частота для



**Рис. 4.** Зависимости коэффициента отражения от частоты для рупора длиной  $L = 180$  мм при численном моделировании по методам МПС (1), ММР (2) и МКЭ вариант 1 (3), вариант 2 (4): а – линейный закон, б – косинусоидальный, в – экспоненциальный, г – Клопфенштейна.



**Рис. 5.** Зависимости коэффициента отражения от частоты рупора длиной  $L = 220$  мм: регулярный рупор (1), с экспоненциальным законом (2), с законом Клопфенштейна (3).

экспоненциального закона (кривая 2) определяется первым частотным максимумом (рис. 5).

На рис. 5 приведена также частотная зависимость коэффициента отражения регулярного (линейного) рупора (кривая 1). Как и следовало ожидать, его полоса согласования серьезно уступает рупору с экспоненциальным законом изменения импеданса и, тем более, с законом Клопфенштейна.

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основании полученных результатов можно сделать следующие выводы.

1. Методы поперечных сечений и матриц рассеяния в импедансном приближении можно применять для оценки нижней частоты согласования по уровню  $-10$  дБ для решеток ТЕМ-рупоров с металлизацией межрупорного пространства вне зависимости от геометрии рупора.

2. Метод матриц рассеяния более трудоемок, чем метод поперечных сечений, однако позволяет более точно вычислять величину коэффициента отражения на частотах ниже полосы согласования.

3. Наибольшую ширину полосы согласования решетки *ТЕМ*-рупоров при заданных габаритах элемента обеспечивает *ТЕМ*-рупор с законом изменения импеданса Клопфенштейна, а наименьшую – с законом, близким к линейному, в частности, регулярный *ТЕМ*-рупор.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

#### ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена в рамках государственного задания по теме 0030-2019-006.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Jamali A.A., Marklein R.* // XXX URSI General Assembly and Scientific Symposium, 2011. P. 1.
2. *Wang Z.P., Hall P.S., Kelly J., Gardner P.* // Electron. Lett. 2011. V. 47. № 25. P. 1357.
3. *Ascama H.D.O., Hiramatsu R.K., de Oliveira A.M. et al.* // J. Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Appl. 2013. V. 12. № 2. P. 655.
4. *Bassam S., Rashed-Mohassel J.* // Progress in Electromagnetics Research Symposium Online. 2006. V. 2. № 6. P. 474.
5. *Ефимова Н.А., Калошин В.А.* // РЭ. 2014. Т. 59. № 1. С. 60.
6. *Maloney J.G., Smith G.S.* // IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp. 1995. V. 1. P. 182.
7. *Калошин В.А., Нгуен К.З.* // Журн. радиоэлектроники. 2017. № 5. <http://jre.cplire.ru/jre/may17/14/text.pdf>.
8. *Банков С.Е., Калошин В.А., Нгуен К.З.* // РЭ. 2018. Т. 63. № 7. С. 702.
9. *McGrath D.T.* // IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp. 1998. Atlanta. 21–26 Jun. V. 2 P. 1024.
10. *Банков С.Е., Калошин В.А., Ле Н.Т.* // РЭ. 2018. Т. 63. № 12. С. 1263.
11. *Калошин В.А., Ле Н.Т.* // Журн. радиоэлектроники. 2020. № 3. <http://jre.cplire.ru/jre/mar20/8/text.pdf>.
12. *Kindt R.W., Pickles W. R.* // IEEE Trans. 2010. V. AP-58. № 11. P. 3568.
13. *Koshelev V.I., Plisko V.V.* // J. Phys.: Conf. Ser. 2021. V. 1843. № 1. P. 012002.
14. *Бирюков В.Л., Ефимова Н.А., Калинин В.И. и др.* // Журн. радиоэлектроники. 2013. № 1. <http://jre.cplire.ru/jre/jan13/20/text.pdf>.
15. *Elmansouri M.A., Ha J., Filipovic D.S.* // IEEE Trans. 2017. AP-65. № 3. P. 1374.
16. *Банков С.Е., Курушин В.Д., Гутцайт Э.М.* Решение оптических и СВЧ задач с помощью HFSS. М.: Оркада, 2012.
17. *Амитей Н., Галиндо В., Ву Ч.* Теория и анализ фазированных антенных решеток. М.: Мир, 1974.
18. *Сазонов Д.М.* Антенны и устройства СВЧ. М.: Высш. школа, 1988.
19. *Klopfenstein R.W.* // Proc. IRE. 1956. № 1. P. 31.