

УДК 621.396.67

ДВУХПОЛЯРИЗАЦИОННЫЙ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЙ МЕТАЛЛОДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ РУПОРНЫЙ ОБЛУЧАТЕЛЬ

© 2024 г. В. А. Калошин^{а,*}, Нгуен Тхе Тхань^б

^аИнститут радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН,
ул. Моховая, 11, стр. 7, Москва, 125007 Российская Федерация

^бМосковский физико-технический институт (Национальный исследовательский университет),
Институтский пер., 9, Долгопрудный, Московская обл., 141700 Российская Федерация

*E-mail: vak@cplire.ru

Поступила в редакцию 25.03.2024 г.

После доработки 03.04.2024 г.

Принята к публикации 24.04.2024 г.

Предложен и исследован двухполяризационный сверхширокополосный облучатель в виде металлического четырехреберного конического рупора с конической двухслойной диэлектрической вставкой. Электродинамическое моделирование и оптимизация параметров перехода проведены с использованием методов конечных элементов и конечных разностей во временной области. Показано, что предложенный облучатель обеспечивает согласование ниже уровня -10 дБ в полосе частот $6...40$ ГГц и коэффициент использования поверхности однозеркальной офсетной системы более 0.5 в полосе частот $6...30$ ГГц.

Ключевые слова: сверхширокополосный облучатель, металлодиэлектрический рупор, четырехреберный рупор, оптимизация параметров

DOI: 10.31857/S0033849424100036, EDN: HQLRPA

ВВЕДЕНИЕ

Разработка сверхширокополосного (СШП) облучателя является актуальной, но достаточно сложной задачей. Это связано с необходимостью реализации как согласования облучателя, так и стабильной амплитудной и фазовой диаграмм направленности (ДН), и в том числе стабильного положения фазового центра в полосе частот более 50% .

Наиболее популярными СШП-облучателями СВЧ-диапазона волн являются круглые нерегулярные четырехреберные рупоры [1–10].

Круглый нерегулярный рупор с четырьмя криволинейными ребрами, исследованный в работе [1], обеспечивает в полосе частот $2...12$ ГГц согласование по уровню -10 дБ и ширину ДН по уровню -10 дБ от 65 до 110 град.

В работе [2] аналогичный облучатель обеспечивает согласование по уровню -10 дБ в полосе частот $1.9...19$ ГГц и ширину ДН от 70 до 110 град.

В работе [3] оптимизация образующей рупора и профиля ребер обеспечила согласование по уровню -10 дБ облучателя в полосе $1...6.75$ ГГц и ширину ДН в H -плоскости от 60 до 100 град, в E -плоскости — от 80 до 100 град.

В работе [4] также проведена оптимизация профилей рупора и ребер, а в задней части рупора для улучшения согласования имеется коническая полость. Реализовано согласование по уровню -10 дБ в полосе частот $4.6...24$ ГГц. Рассчитанная величина апертурного коэффициента использования поверхности (КИП) офсетной двухзеркальной антенны (ДЗА) типа Грегори с оптимизированным облучателем в этой полосе частот более 0.6 .

Исследованный в работе [5] облучатель обеспечивает согласование по уровню -10 дБ в полосе частот от 4 до 19 ГГц, апертурный КИП офсетной ДЗА типа Грегори с этим облучателем выше 0.55 в полосе $2.4...24$ ГГц.

В работе [6] исследована конструкция круглого нерегулярного металлодиэлектрического рупора с четырьмя криволинейными продольными ребрами, криволинейной образующей стенок рупора и диэлектрической вставкой, а также гофрированным фланцем. Оптимизация профиля стенок, ребер и диэлектрической вставки позволила обеспечить согласование по уровню -14 дБ в полосе частот $0.7...4.2$ ГГц с шириной ДН в этой полосе частот от 90 до 130 град.

В работах [7, 8] исследован облучатель с четырьмя криволинейными продольными ребрами, криволинейной образующей стенок рупора и диэлектрической вставкой. Облучатель обеспечивает согласование на уровне -8 дБ в полосе частот $1.5...15.5$ ГГц и ширину ДН от 80 до 160 град в H -плоскости и от 140 до 200 град в E -плоскости. Рассчитанная величина апертурного КИП облучаемой осесимметричной однозеркальной антенны в этой полосе частот выше 0.43 .

В работе [9] также исследован облучатель с четырьмя криволинейными продольными ребрами, криволинейной образующей стенок рупора и диэлектрической вставкой. Облучатель обеспечивает коэффициент отражения (КО) ниже уровня -8 дБ в полосе $1...20$ ГГц. Рассчитанная величина апертурного КИП облучаемой офсетной ДЗА выше 0.55 в этой полосе частот.

Недостатком перечисленных выше облучателей является сложная конструкция.

В работе [10] предложен и исследован облучатель простой конструкции в виде конического металлического рупора с четырьмя прямолинейными продольными ребрами с конической диэлектрической вставкой и рупорным возбудителем с криволинейным профилем ребер. Недостатком облучателя является сравнительно узкая полоса частот (7.5...18.5 ГГц).

Цель данной работы — расширение полосы частот двухполяризационного облучателя в виде металлического четырехреберного конического рупора с конической диэлектрической вставкой.

1. КОНСТРУКЦИЯ ОБЛУЧАТЕЛЯ

С целью расширения полосы частот по сравнению с двухполяризационным четырехреберным коническим рупорным облучателя с однородной диэлектрической вставкой [10] рассмотрим аналогичный рупор с двухслойной конической диэлектрической вставкой (рис. 1).

Облучатель, как и в работе [10], состоит из двух частей: конического четырехреберного металлического рупора 1 длиной L_1 и радиусом апертуры s , и возбuditеля 2 в виде конического четырехреберного рупора длиной L_2 и выходным радиусом R с питающим, закороченным на конце круглым волноводом радиусом r , длиной L_3 . Внутри ру-

пора 1 вдоль его оси расположена двухслойная диэлектрическая вставка 3, которая заходит внутрь возбuditеля и касается четырех металлических ребер 4, расположенных в ортогональных плоскостях. Апертура рупора закрыта диэлектрической пластиной 5, с радиусом c и диэлектрической проницаемостью ϵ_2 . Двухслойная диэлектрическая вставка 3 состоит из внутреннего конуса, диэлектрическая проницаемость которого ϵ_1 и радиус основания a , и внешнего конуса с диэлектрической проницаемостью ϵ_2 и радиусом основания b .

Внутри рупора 1 ребра прямолинейные с прямоугольным вырезом на конце, внутри возбудителя 2 — профиль ребер экспоненциальный:

$$a(z) = c_1 \exp(Kz) + c_2, \quad (1)$$

где

$$c_1 = (a_0 - a_1) / (\exp(KL_2) - 1),$$

$$c_2 = (a_1 \exp(KL_2) - a_0) / (\exp(KL_2) - 1),$$

a_0, a_1, K — параметры оптимизации с целью минимизации величины КО.

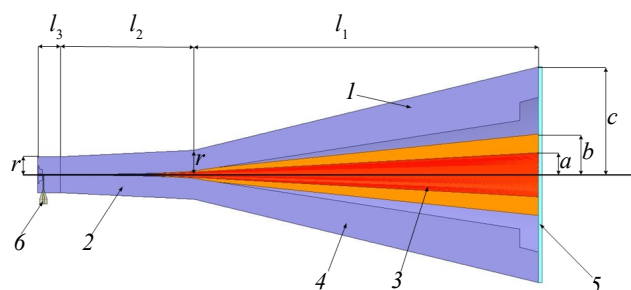


Рис. 1. Продольное сечение металлодиэлектрического рупорного облучателя.

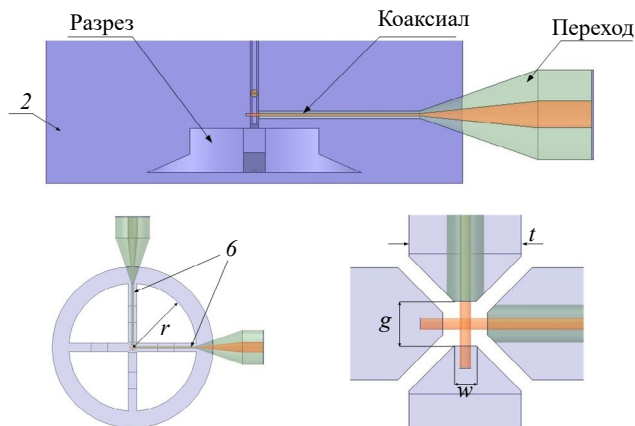


Рис. 2. Возбуждающий узел.

Круглый волновод возбуждается двумя питающими коаксиальными линиями диаметром 1.66 мм, расположенными внутри соседних ребер (рис. 2). Внутренние жилы коаксиальных линий диаметром 0.5 мм соединены с противоположными ребрами. Коаксиальные линии через линейные переходы соединены с разъемами (на рисунке не показаны).

Образующие ребер имеют прямоугольную форму с кромками в форме равнобедренной трапеции. На концах ребер выполнены пазы с ломаной образующей (см. рис. 2).

2. ИССЛЕДОВАНИЕ И ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ МЕТАЛЛОДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО РУПОРНОГО ОБЛУЧАТЕЛЯ

С использованием электродинамического моделирования методом конечных элементов (МКЭ) в программной среде ANSYS HFSS сначала были исследованы частотные зависимости ширины главного лепестка ДН рупорного облучателя. В процессе исследования проводилась оптимизация параметров для заданной длины облучателя 270 мм с целью максимизации полосы частот,

в которой уровень главного лепестка ДН находится в интервале $-9 \dots -18$ дБ. В результате оптимизации для угла отклонения от оси 28° были найдены следующие оптимальные значения параметров, которые обеспечивают стабильность ширины главного лепестка ДН: $L_1 = 186$ мм, $L_2 = 72$ мм, $a = 15.25$ мм, $b = 28$ мм, $c = 64$ мм, $R = 22.3$ мм, $\varepsilon_1 = 1.4$, $\varepsilon_2 = 1.15$.

Диаграммы направленности облучателя с указанными параметрами в E - и H -плоскостях на пяти частотах, рассчитанные с использованием МКЭ, представлены на рис. 3. Из рисунка видно, что ширина ДН по уровню -10 дБ как в E -, так и в H -плоскости меняется от 36 до 60 град.

На рис. 4 представлены частотные зависимости полуширины (ПШ) главного лепестка ДН облучателя по уровням -9 и -18 дБ. Из рисунка видно, что в полосе частот $6 \dots 30$ ГГц при отклонении от оси облучателя на угол 28° уровень главного лепестка ДН находится в пределах $-10 \dots -18$ дБ. Также видно, что изменения ПШ ДН в полосе частот в E - и H -плоскости коррелированы, т.е. форма главного лепестка ДН остается осесимметричной.

Далее с использованием МКЭ было исследовано отклонение положения фазового центра облу-

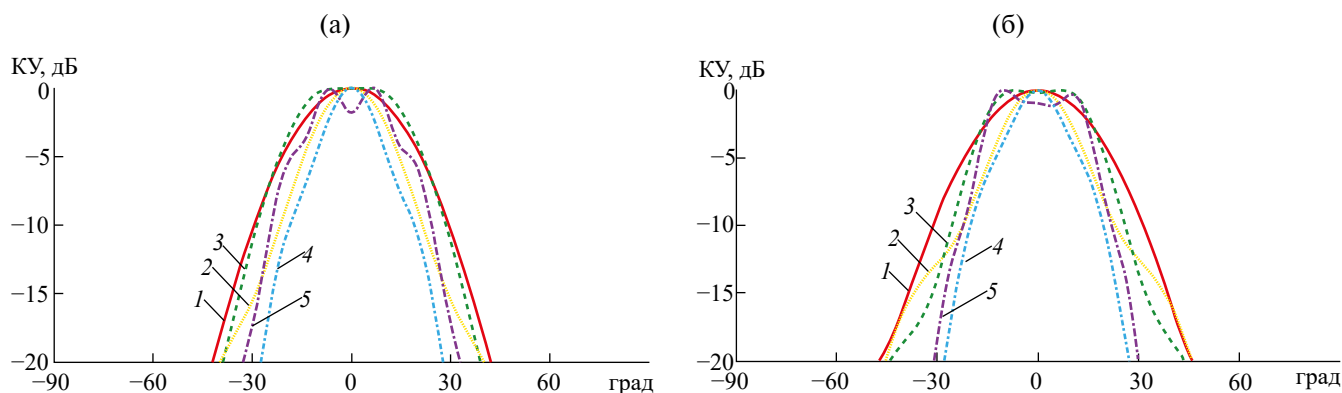


Рис. 3. Нормированные диаграммы направленности облучателя в E - (а) и H -плоскости (б) на частотах 6 (1), 12 (2), 18 (3), 24 (4), 30 ГГц (5).

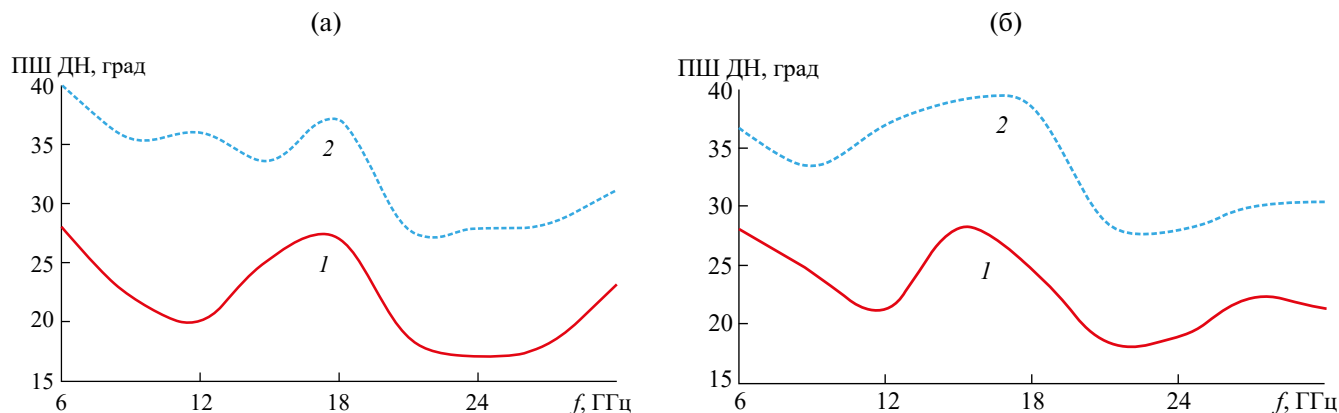


Рис. 4. Зависимость полуширины главного лепестка ДН облучателя от частоты по уровню -9 (1) и -18 дБ (2) в E - (а) и H -плоскости (б).

чателю (Δz) от плоскости апертуры в зависимости от частоты по следующей методике. Фазовые ДН облучателя вычисляли относительно начала координат в центре его апертуры. Далее находили сдвиг фаз $\Delta\varphi$ между значением фазовой ДН на оси облучателя и под углом θ_m , величина которого определялась из условия справедливости аппроксимации фазовой ДН для углов $\theta < \theta_m$ в виде $\Delta\varphi = k\delta\cos\theta$, где $k = 2\pi/\lambda$ (λ — длина волны). Отклонение положения фазового центра облучателя (Δz) от плоскости апертуры определяли по формуле

$$\delta = (\Delta\varphi\lambda) / (2\pi\cos\theta_m). \quad (2)$$

Рассчитанные с использованием МКЭ частотные зависимости отклонения положения фазового центра облучателя (Δz) от среднего положения приведены на рис. 5. Как видно из рисунка, его среднее положение — в апертуре облучателя ($\Delta z = 0$), а разброс положений фазового центра в полосе частот 6...30 ГГц от среднего положения в обеих плоскостях не превышает 8 мм.

На рис. 6 приведены рассчитанные с использованием МКЭ на пяти частотах фазовые ДН в E - и H -плоскости относительно среднего положения фазового центра. Как видно из рисунка, фазовые искажения ДН в угле 56° не превышают 25° .

В результате оптимизации с целью максимизации полосы частот, в которой облучатель обеспечивает уровень КО ниже -10 дБ были найдены оптимальные значения следующих параметров: $r = 11$, $t = 1$ мм, $g = 0.4$ мм, $w = 0.2$ мм, $a_0 = 40.48$ мм, $a_1 = 0.2$ мм, $K = 0.04$.

На рис. 7 представлена частотная зависимость КО рупорного облучателя с указанными параметрами, рассчитанная с использованием МКЭ и метода конечных разностей во временной области (МКРВО).

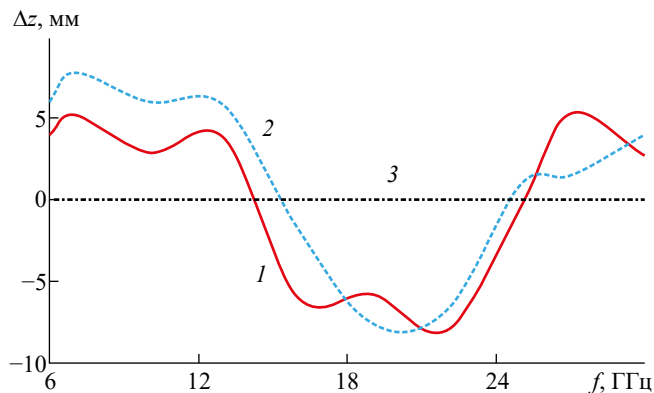


Рис. 5. Частотная зависимость отклонения положения фазового центра облучателя от среднего положения в E - (1) и H -плоскости (2) и его среднее положение (3).

Из рисунка видно, что КО облучателя в полосе 6...40 ГГц не превышает -10 дБ при возбуждении с обоих входов.

На рис. 8 представлена частотная зависимость развязки между входами рупорного облучателя, рассчитанная с использованием МКЭ и МКРВО. Как видно из рисунка, эта величина в полосе частот 5...49 ГГц не превышает -30 дБ.

Рассчитанные с использованием МКЭ и МКРВО частотные зависимости коэффициента усиления

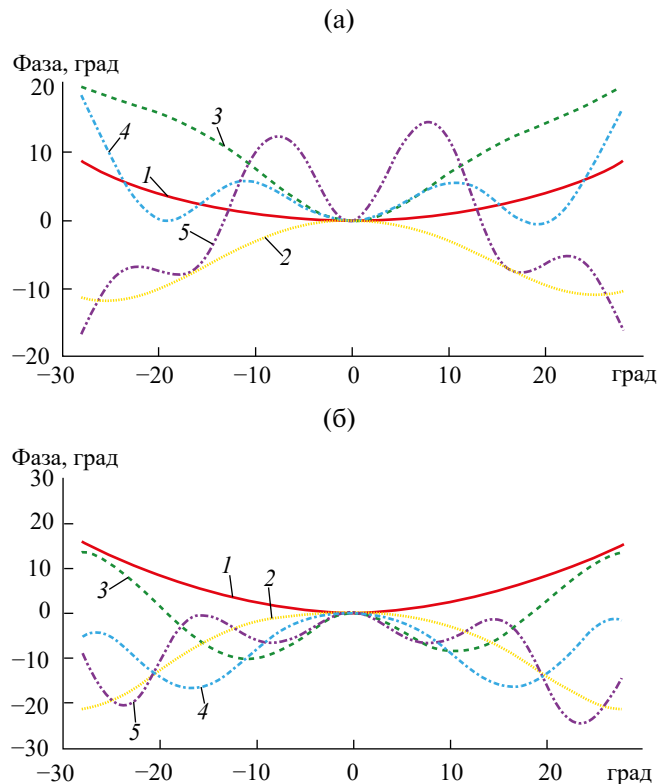


Рис. 6. Фазовые диаграммы направленности в E - (а) и H -плоскости (б) на частотах 6 (1), 12 (2), 18 (3), 24 (4) и 30 ГГц (5).

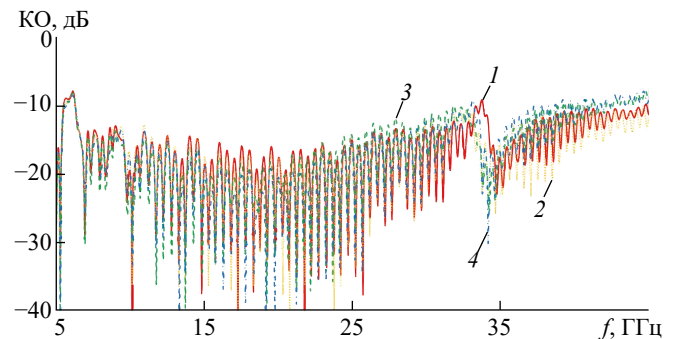


Рис. 7. Частотная зависимость коэффициента отражения облучателя с первого (1, 2) и второго входа (3, 4), рассчитанная с использованием МКЭ (1, 3) и МКРВО (2, 4).

(КУ) и величины КИП параболической офсетной зеркальной антенны с угловым размером 60° и апертурой диаметром 600 мм приведены на рис. 9.

Видно, что результаты, рассчитанные с использованием МКЭ и МКРВО, практически совпадают, при этом КУ антенны монотонно возрастает при увеличении частоты, а величина КИП выше 0.5 в полосе частот 6...30 ГГц.

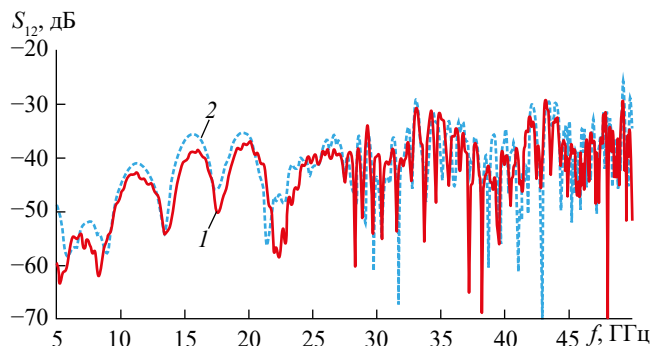


Рис. 8. Частотная зависимость коэффициента развязки по входу облучателя с использованием МКЭ (1), МКРВО (2).

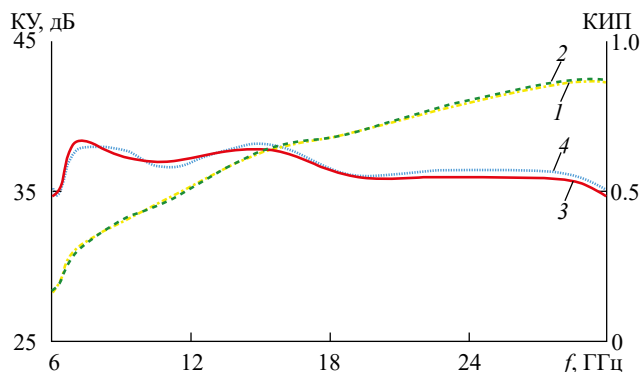


Рис. 9. Зависимость коэффициента усиления (1, 2) и величины КИП (3, 4) зеркальной антенны от частоты, рассчитанная с использованием МКЭ (1, 3) и МКРВО (2, 4).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основании полученных результатов можно сделать следующие выводы.

1. Разработанный и оптимизированный облучатель в полосе частот 6...40 ГГц согласован по уровню -10 дБ при уровне развязки по входу ниже -30 дБ.

2. Разработанный и оптимизированный облучатель обеспечивает на угле 28° от оси уровень спада ДН в E - и H -плоскостях от -9 до -18 дБ в полосе частот 6...30 ГГц.

3. Разработанный и оптимизированный облучатель при облучении офсетного параболического зеркала с угловым размером 60° обеспечивает величину КИП более 0.5 в полосе частот 6...30 ГГц.

ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена за счет бюджетного финансирования в рамках государственного задания (тема 0030-2019-006).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Akgiray A., Weinreb S., Imbriale W. // Proc. 2011 IEEE Int. Symp. on Antennas and Propagation. Spokane. 03-08 Jul. N.Y.:IEEE, 2011. P. 1135.
2. Akgiray A., Weinreb S. // Proc. 2012 IEEE Int. Conf. on Ultra-Wideband. Syracuse. 17-20 Sept. N.Y.: IEEE, 2012. P. 518.
3. Solak B., Secmen M., Tekin A. // Appl. Comp. Electromagnetics Soc. J. 2018. V. 33. № 9. P. 1009.
4. Dong Bin, Yang Jian, Dahlstrom J. et al. // IEEE Trans. 2019. V. AP-67. № 1. P. 585.
5. Ma Yue, Hwang C.S., Pang F. et al. // IEEE Access. 2020. V. 8. Article No. 81101.
6. Dunning A., Bowen M., Bourne M. et al. // Proc. 2015 IEEE-APS Topical Conf. on Antennas and Propagation for Wireless Commun. (APWC). Turin. 07-11 Sept. N.Y.:IEEE, 2015. P. 787.
7. Flygare J., Pantaleev M., Olvhammar S. // Proc. 12th Europ. Conf. on Antennas and Propagation (EuCAP 2018). London. 09-13 Apr. N.Y.:IEEE, 2018. Paper No. 0817.
8. Flygare J., Pantaleev M. // IEEE Trans. 2020. V. AP-68. № 1. P. 207.
9. Flygare J., Jang Jian., Pollak A.W. et al. // IEEE Trans. 2023. V. AP-71. № 3. P. 2110.
10. Калошин В.А., Фам В.Ч. // РЭ. 2021. Т. 66. № 7. С. 649.

DUAL-POLARIZATION ULTRA-WIDEBAND METAL-DIELECTRIC HORN FEED

V. A. Kaloshin^{a,*}, Nguyen The Thanh^b

^a*Kotelnikov Institute of Radio Engineering and Electronics of the Russian Academy of Sciences,
ul. Mokhovaya, 11, building 7, Moscow, 125007 Russian Federation*

^b*Moscow Institute of Physics and Technology (National Research University),
Institutsky per., 9, Dolgoprudny, Moscow region, 141700 Russian Federation*

**E-mail: vak@cplire.ru*

Received March 25, 2024, revised April 03, 2024, accepted April, 24, 2024

A dual-polarization ultra-wideband feed in the form of a metal four-ridge conical horn with a conical two-layer dielectric insert is proposed and investigated. Electrodynamics modeling and optimization of the transition parameters are carried out using finite element and finite difference methods in the time domain. It is shown that the proposed feed provides matching below the level of -10 dB in the frequency band of 6...40 GHz and the efficiency of a single-mirror offset system of more than 0.5 in the frequency band of 6...30 GHz.

Keywords: ultra-wideband feed, metal-dielectric horn, four-ridge horn, parameter optimization