



DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2025.3.16>

УДК: 621.396.67

СВЕРХШИРОПОЛОСНАЯ ДВУХЗЕРКАЛЬНАЯ АНТЕННА С МЕТАЛЛОДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ОБЛУЧАЮЩЕЙ СИСТЕМОЙ

А.С. Венецкий¹, В.А. Калошин¹, Нгуен Тхе Тхань²

¹Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН,
125009, Москва, ул. Моховая, 11, стр. 7

²Московский физико-технический институт (национальный исследовательский
университет), 141700, г. Долгопрудный, Институтский пер., 9

Статья поступила в редакцию 4 марта 2025 г.

Аннотация. Разработана и исследована сверхширокополосная осесимметричная двухзеркальная система с металлодиэлектрической облучающей системой. В результате численного моделирования методами конечных элементов, моментов и конечных разностей во временной области и оптимизации параметров показано, что оптимизированная двухзеркальная антенна в полосе частот более 5:1 обеспечивает величину коэффициента пользования поверхности более 0.5, а в полосе частот более 3:1 – более 0.7.

Ключевые слова: двухзеркальная антенна, сверхширокополосная антенна, металлодиэлектрический облучатель, линза Микаэляна.

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

Автор для переписки: Нгуен Тхе Тхань, nguen.t@phystech.edu

Введение

В связи с развитием радиоастрономии, радиомониторинга и систем связи новых поколений стала актуальной задача создания сверхширокополосных (СШП) зеркальных антенн.

Поскольку полоса рабочих частот зеркальных антенн определяется в первую очередь облучателем, основные усилия были направлены на разработку и исследование СШП облучателей. Следует отметить, что разработка СШП облучателя представляет сложную задачу, так как требуется обеспечить не только его согласование с линией передачи, но и стабилизировать в относительной полосе частот более 50% как амплитудную, так и фазовую диаграммы направленности (ДН) и, в частности, положение фазового центра.

Наиболее популярной конструкцией в качестве СШП облучателя зеркальных антенн являются нерегулярные металлические и металлодиэлектрические рупоры с продольными ребрами [1-17].

В работах [1-4] проведено моделирование апертурного КИПа осесимметричных однозеркальных антенн с СШП облучателем. Наибольшая полоса частот (1.5 – 15.5 ГГц) исследована в работах [1, 2]. Рассчитанная величина апертурного КИПа в этой полосе частот не менее 0.43. Максимальная рассчитанная величина апертурного КИПа (0.55) получена в работе [4] в полосе частот 6 – 18 ГГц.

Офсетные однозеркальные с СШП облучателями исследованы в работах [5, 6]. Рассчитанные величины полного КИПа в работе [5] выше 0.6 в полосе частот 6.5 – 15 ГГц, а в работе [6] – выше 0.5 в полосе частот 6 – 30 ГГц.

В работах [7 – 10] проведено моделирование апертурного КИПа осесимметричных двухзеркальных антенн с СШП облучателем. Наибольшая полоса частот (8 – 50 ГГц) исследована в работе [7]. Рассчитанная величина апертурного КИПа в этой полосе частот не менее 0.45. Максимальная рассчитанная величина апертурного КИПа (0.6) получена в работе [9] в полосе частот 2 – 14 ГГц.

Офсетные двухзеркальные с СШП облучателями исследованы в работах [7, 11 – 17]. Рассчитанные величины апертурного КИПа в работе [7, 13] выше 0.6 в полосе частот 8 – 50 ГГц, 0.35 – 1.05 ГГц, соответственно. Наибольшая полоса частот (1 – 20 ГГц) получена в работе [17] при рассчитанном уровне апертурного КИПа больше 0.4.

Таким образом, наиболее широкую полосу частот обеспечивают офсетные двухзеркальные антенны. При этом следует отметить, что офсетные двухзеркальные антенны требуют использования более сложной технологии изготовления и обладают существенно большими габаритами чем осесимметричные. Также следует отметить, что во всех работах по двухзеркальным антеннам приведена величина расчетного апертурного КИП, который не учитывает потери на отражение на входе облучателя, дифракцию и рассеяние на главном и вспомогательном зеркале. Кроме того, в цитированных выше работах рассмотрены, как правило, антенны с большими электрическими размерами главного зеркала.

Цель данной работы – разработка и исследование СШП осесимметричной двухзеркальной антенны с высоким значением величины полного КИПа.

1. Конструкция осесимметричной двухзеркальной антенны

Продольное сечение с осесимметричной двухзеркальной антенны с металлодиэлектрической облучающей системой показано на рис. 1.

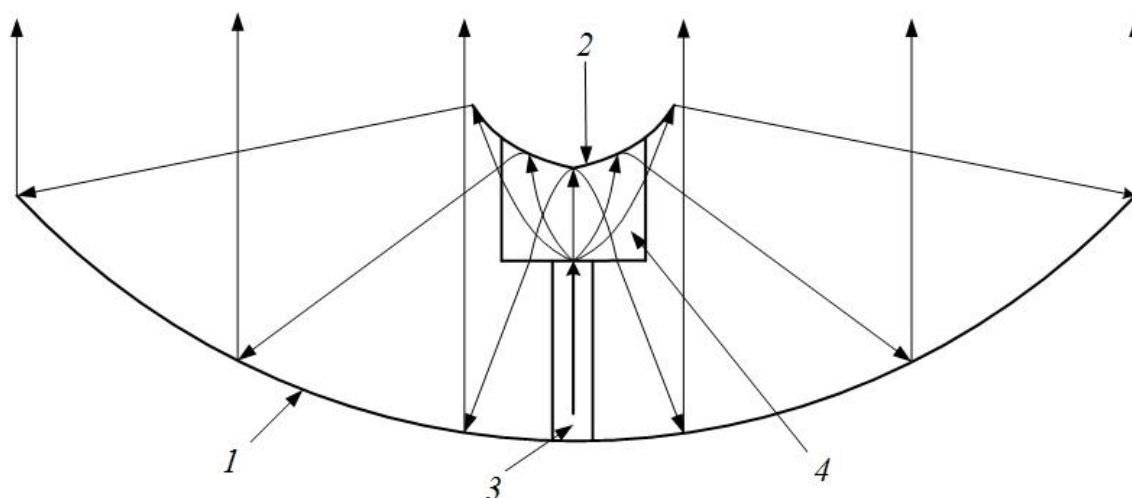


Рис. 1. Продольное сечение осесимметричной двухзеркальной антенны.

Осесимметричная двухзеркальная антенна содержит главное зеркало (1) диаметром 1000 мм, вспомогательное зеркало (2) и металлодиэлектрическую облучающую систему, которая состоит из металлодиэлектрического волновода (3) и цилиндрической осесимметричной диэлектрической линзы Микаэляна (4).

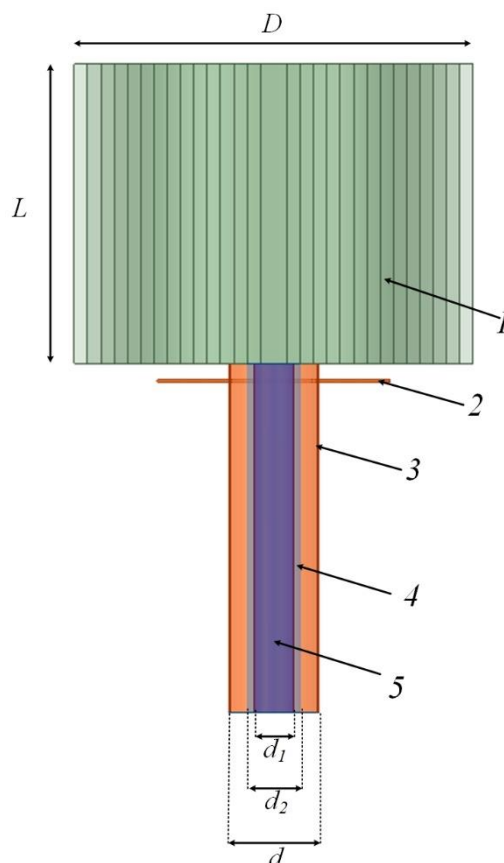


Рис. 2. Металлодиэлектрическая облучающая система.

Линза Микаэляна (1) диаметром D и толщиной L выполнена в виде коаксиальных однородных кольцевых диэлектрических слоев (рис. 2) толщиной 4 мм, коэффициент преломления которых меняется от слоя к слою в соответствии с их расстоянием r до оси по закону [18]

$$n(r) = n(0)/\text{ch}(\pi r/2L). \quad (1)$$

Зависимость диэлектрической проницаемости слоев линзы толщиной $L = 90$ мм от радиуса, рассчитанная по формуле (1) для $n_0 = n(0) = 1.6$, приведена на рис. 3.

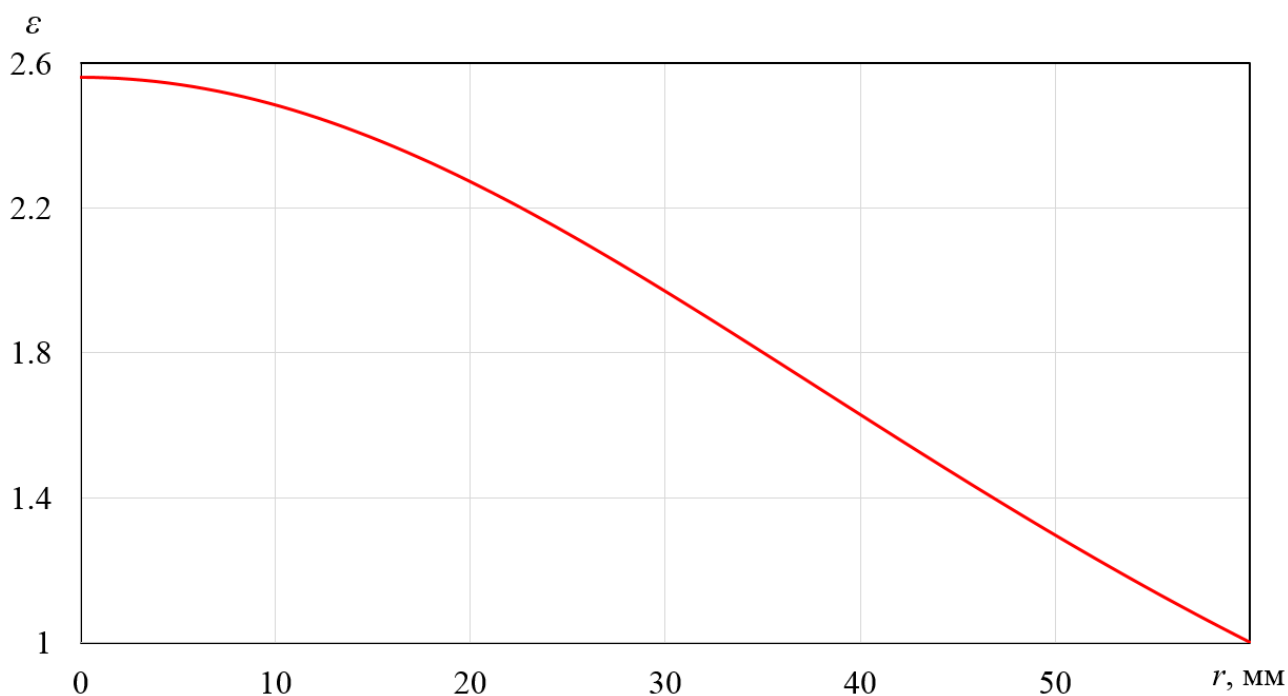


Рис. 3. Зависимость диэлектрической проницаемости в линзе от радиуса слоя.

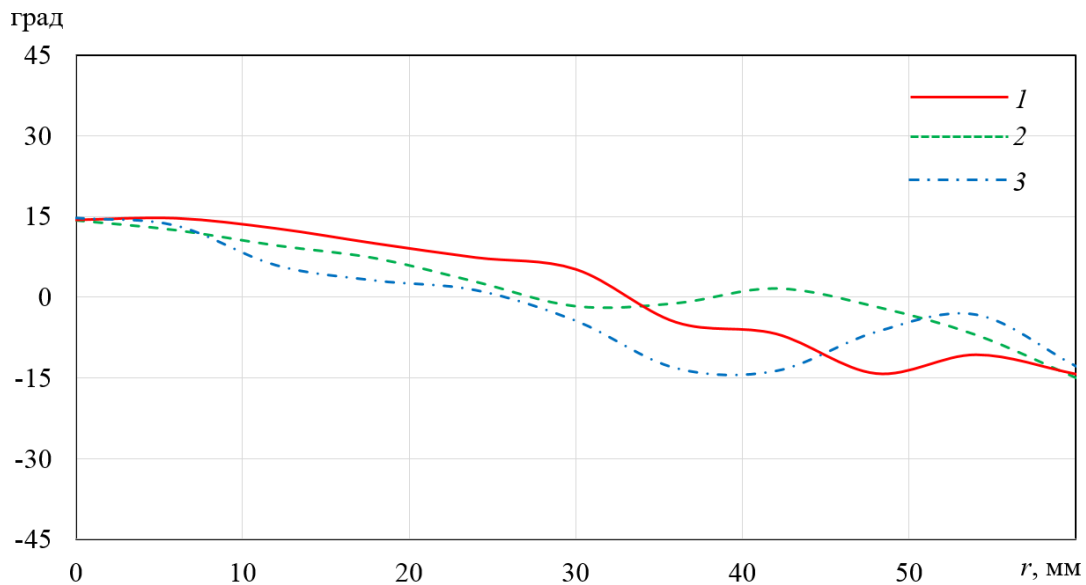
Металлодиэлектрический волновод выполнен в виде круглого металлического волновода (3) диаметром d с фланцем (2) и кольцевой диэлектрической вставкой диэлектрической проницаемостью ϵ_1 и внешним диаметром d_1 (4), а также соосной цилиндрической вставкой диаметром d_2 с диэлектрической проницаемостью ϵ_2 (5).

2. Моделирование и оптимизация параметров облучающей системы

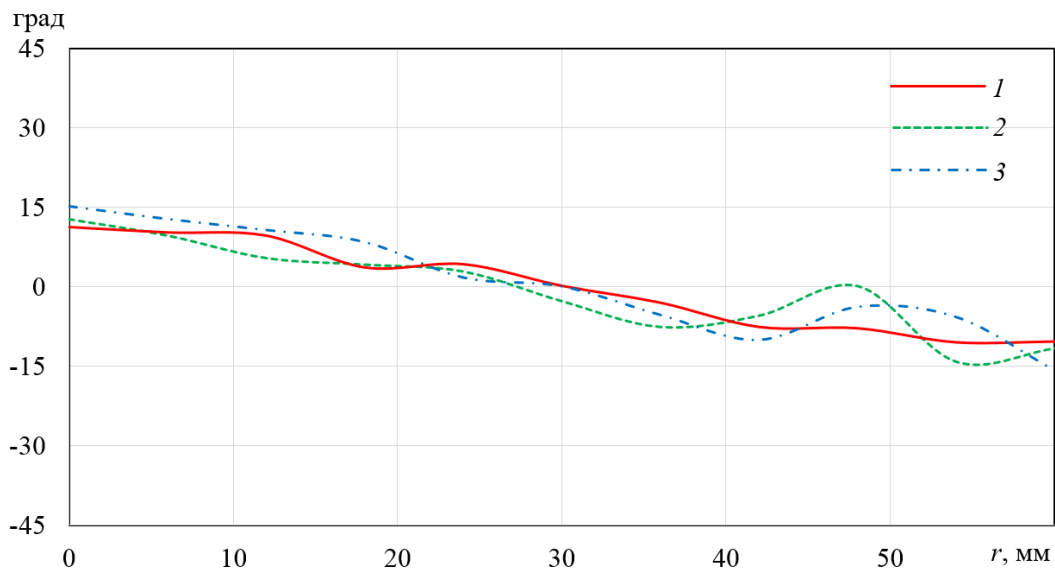
Сферический фронт излучения из открытого конца металлодиэлектрического волновода линза Микаэляна преобразует в плоский фронт. Для уменьшения дифракции на краях вспомогательного зеркала уровень облучения кромок зададим на уровне 15 – 20 дБ.

С использованием электродинамического моделирования методом конечных элементов (МКЭ) в программной среде *ANSYS HFSS* были исследованы частотные зависимости уровня спада поля в апертуре линзы. В процессе исследования проводилась оптимизация параметров металлодиэлектрического волновода с целью максимизации полосы частот, в которой уровень спада поля в апертуре находится в интервале $-15\dots-20$ дБ. В результате оптимизации были найдены оптимальные значения параметров

линзы: $d = 26$ мм, $d_1 = 12$ мм, $d_2 = 16$ мм, $\varepsilon_1 = 2.1$, $\varepsilon_2 = 3.9$, которые обеспечивают заданный уровень спада амплитуды поля и минимизацию разброса фазы поля в апертуре.

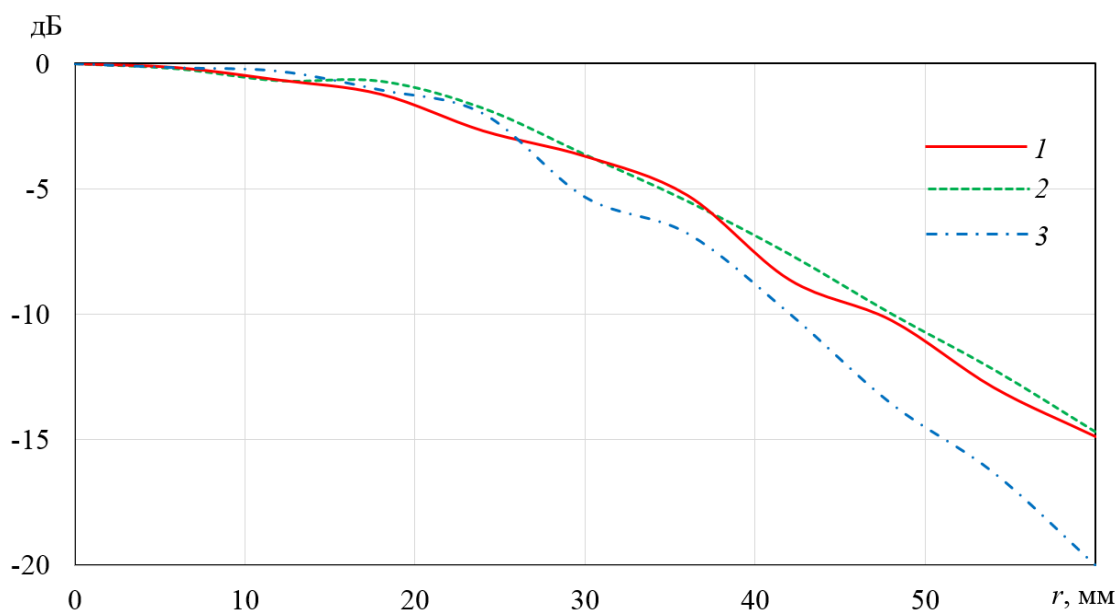


а)

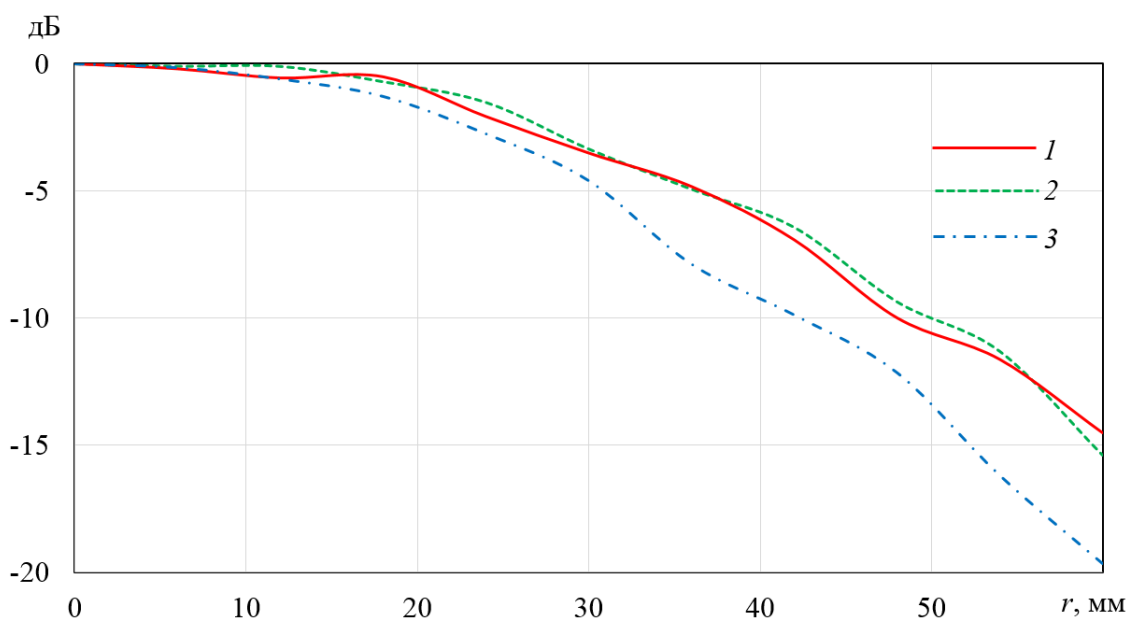


б)

Рис. 4. Зависимости фазы в апертуре линзы от радиуса в E (а) и H (б) плоскости на частотах 10 (1), 20 (2) и 30 ГГц (3).



а)



б)

Рис. 5. Зависимости амплитуды поля в апертуре линзы от радиуса в E (а) и H (б) плоскости на частотах 10 (1), 20 (2) и 30 ГГц (3).

На рис. 4 и рис. 5, соответственно, приведены зависимости фазы и амплитуды в апертуре линзы от радиуса.

На рис. 4 видно, что разброс фазы в апертуре линзы на всех трех частотах не превышает 30 градусов.

На рис. 5 видно, что уровень спада поля в апертуре линзы меняется в пределах от -15 дБ до -20 дБ.

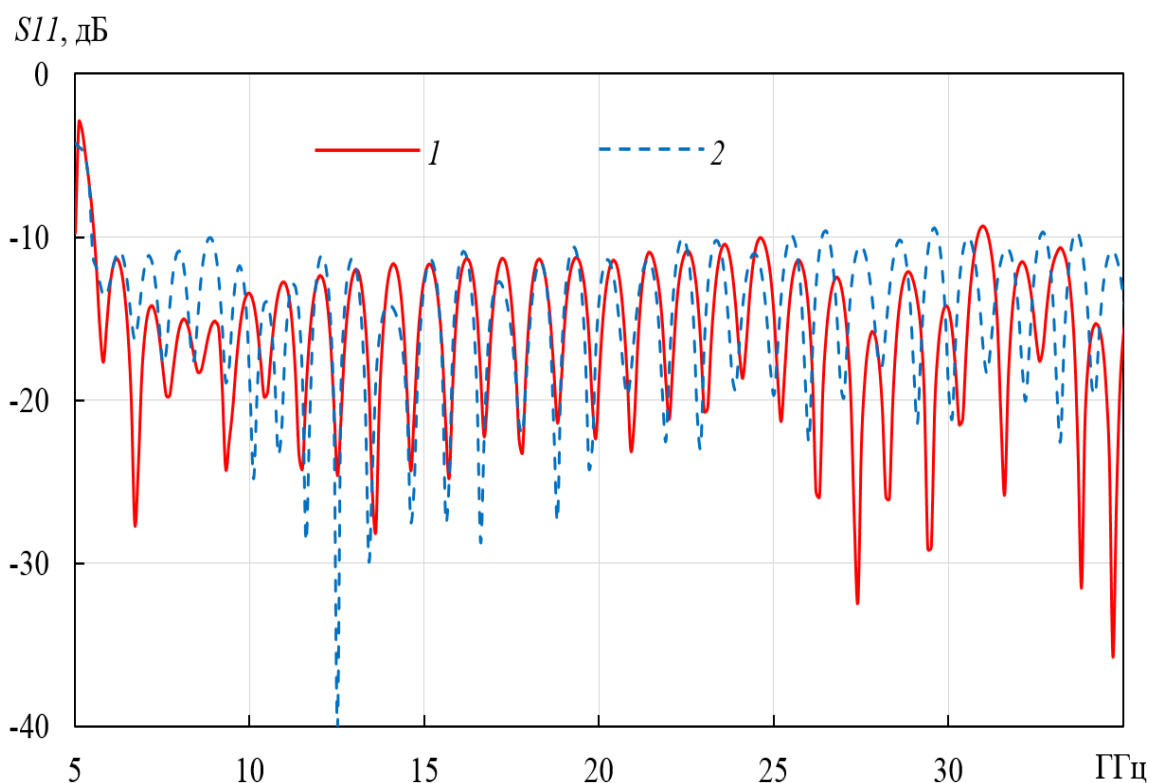


Рис. 6. Зависимость от частоты коэффициента отражения S_{11} облучающей системы, рассчитанная МКЭ (1) и МКРВО (2).

На рис. 6 приведена частотная зависимость коэффициента отражения облучающей системы, рассчитанная с использованием МКЭ и методом конечных разностей во временной области (МКРВО). На рисунке видно, что данная облучающая система обеспечивает величину коэффициента отражения ниже уровня -9.5 дБ в полосе $5.5 - 35$ ГГц.

3. Синтез образующих зеркал осесимметричной двухзеркальной антенны

Далее проведем синтез зеркально-линзовой системы с целью получения максимального коэффициента усиления (КУ) и коэффициента пользования поверхности (КИП). Прежде всего найдем закон отображения радиальных координаты r точки на плоском фронте на выходе облучающей системы и координаты R точки в апертуре главного зеркала. Для синтеза зеркально-линзовой системы с высокими величинами КУ и КИП зададим трапецеидальное амплитудное распределение (рис. 7) в апертуре главного зеркала.

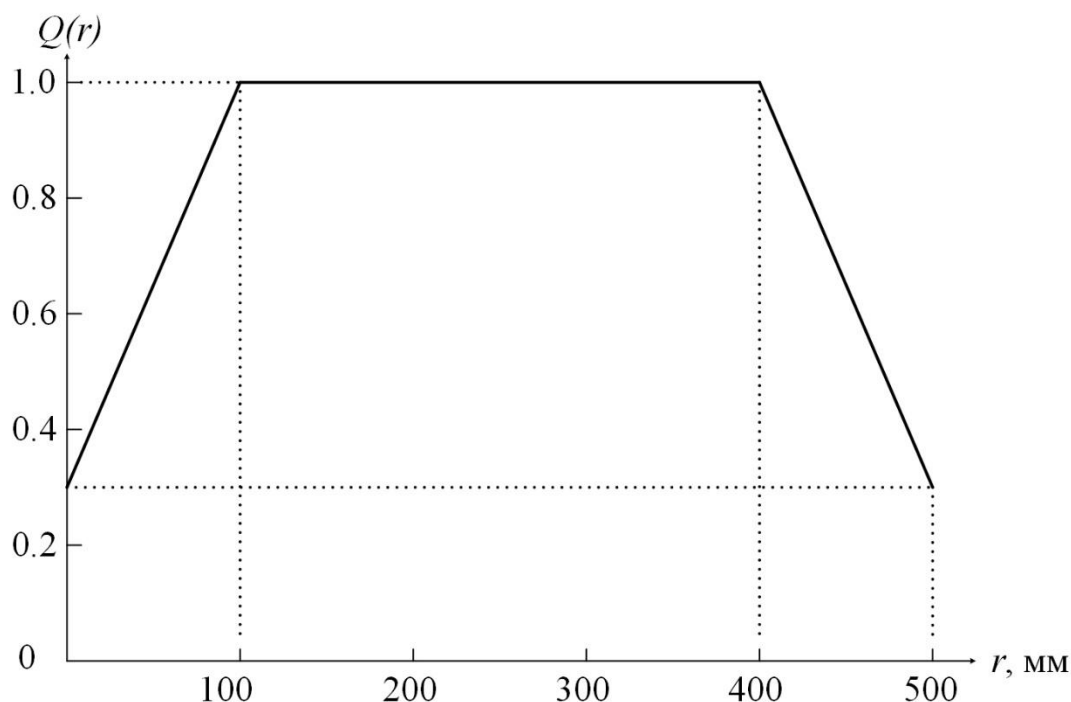


Рис. 7. Распределение амплитуды поля в апертуре главного зеркала.

Для элементарной лучевой трубки излучения из источника в точке О закон сохранения потока мощности имеет вид

$$D^2(r)n^2(r)rdr = Q_0Q^2(R)RdR, \quad (2)$$

где $D(r)$ распределение поля в апертуре линзы, а $Q(R)$ – требуемое распределение поля в раскрыве главного зеркала.

Потребуем, чтобы уровень спадающей требуемой мощности в центре и крае раскрыва главного зеркала составил -10 дБ, при этом спадание амплитуды поля составляет 0.3 (рис. 7).

Нормировочная постоянная Q_0 может быть найдена путем приравнивая полных потоков мощности

$$Q_0 = \int_0^H D^2(r)rdr / \int_H^{R_M} Q^2(R)RdR, \quad (3)$$

где H – радиус вспомогательного зеркала, R_M – радиус главного зеркала.

Для любой точки r из уравнения

$$\int_0^r D^2(r)n^2(r)rdr = Q_0 \int_H^R Q^2(R)RdR \quad (4)$$

можно найти закон отображения $R = M(r)$, и обратный закон $r = M^{-1}(R)$.

Рассмотрим произвольную точку $A(R, Z)$ на главном зеркале (рис. 8).

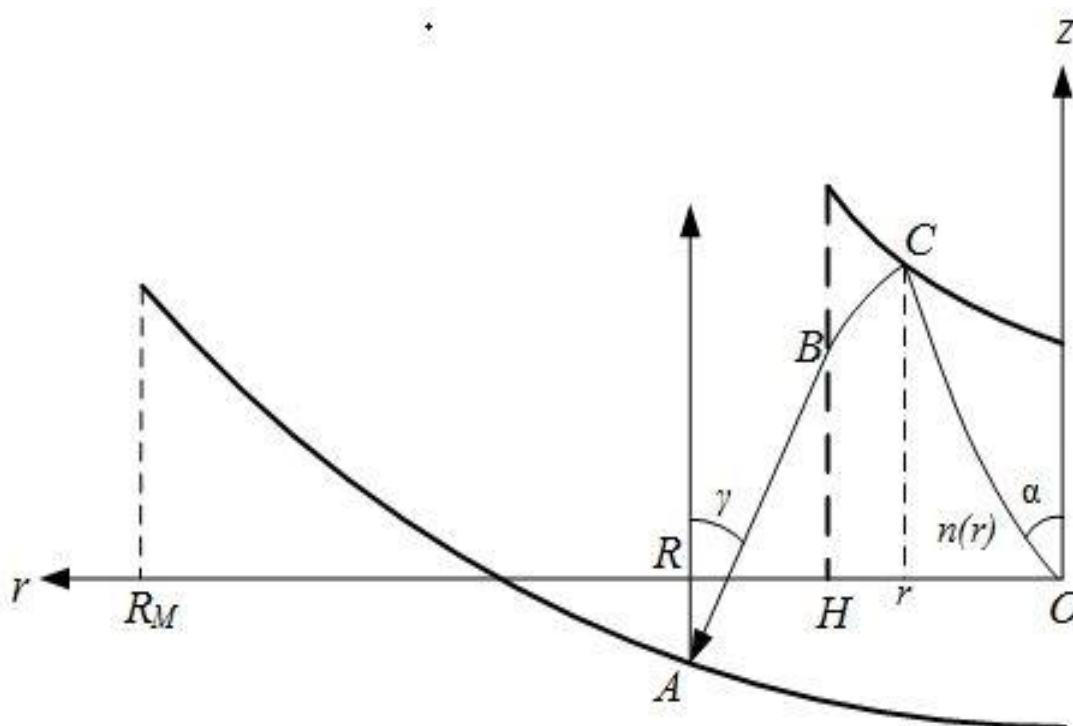


Рис. 8. Геометрия луча в двухзеркальной антенне.

Из закона отображения точке A соответствует точка r_A на выходной поверхности линзы. Уравнение луча внутри линзы, проходящего через эту точку имеет вид

$$z(r) = \int_0^r \frac{adr}{\sqrt{n^2(r) - a^2}}, \quad (5)$$

где $a = n(r_A)$.

Уравнение луча внутри линзы, проходящего через точку B (рис. 8) имеет вид:

$$z_2(r) = z_B + \int_r^H \frac{a_2 dr}{\sqrt{n^2(r) - a_2^2}}, \quad (6)$$

где $a_2 = n(H) \cos \gamma$, γ – угол выхода луча из линзы (рис. 8).

Найдем точку пересечения кривых $C(r_C, z_C)$ кривых $z(r)$ и $z_2(r)$, т.е. корень уравнения

$$z(r) - z_2(r) = 0. \quad (7)$$

Эйконал луча, падающего на главное зеркало определяется формулой

$$L(\gamma) = -Z + |AB| + BC + OC,$$

$$\text{где } OC = \int_0^{r_c} \sqrt{n^2(r) - a^2} dr + az_c, \quad BC = \int_{r_c}^H \sqrt{n^2(r) - a_2^2} dr + a_2(z_c - z_B). \quad (8)$$

Потребуем, чтобы эйконал любого луча, равен эйконалу центрального луча, т.е. $L(\gamma) = L_0$. Из уравнения (8) можно найти величину угла γ , которая зависит от координат (R, Z) точки А на главном зеркале. Из условия равенства углов падения и отражения на главном зеркале следует

$$\frac{dZ}{dR} = \operatorname{tg} \frac{\gamma}{2}. \quad (9)$$

В результате решения этого дифференциального уравнения находим образующую главного зеркала, после чего образующая вспомогательного зеркала, т.е. координаты (r_c, z_c) , определяются из уравнения (7).

4. Анализ осесимметричной двухзеркальной антенны

Анализ характеристик осесимметричной двухзеркальной антенны проведен с использованием двух численных методов: МКРВО и метода моментов (ММ). Диаграммы направленности (ДН) осесимметричной двухзеркальной антенны, рассчитанные двумя методами на четырех частотах представлены на рис. 9.

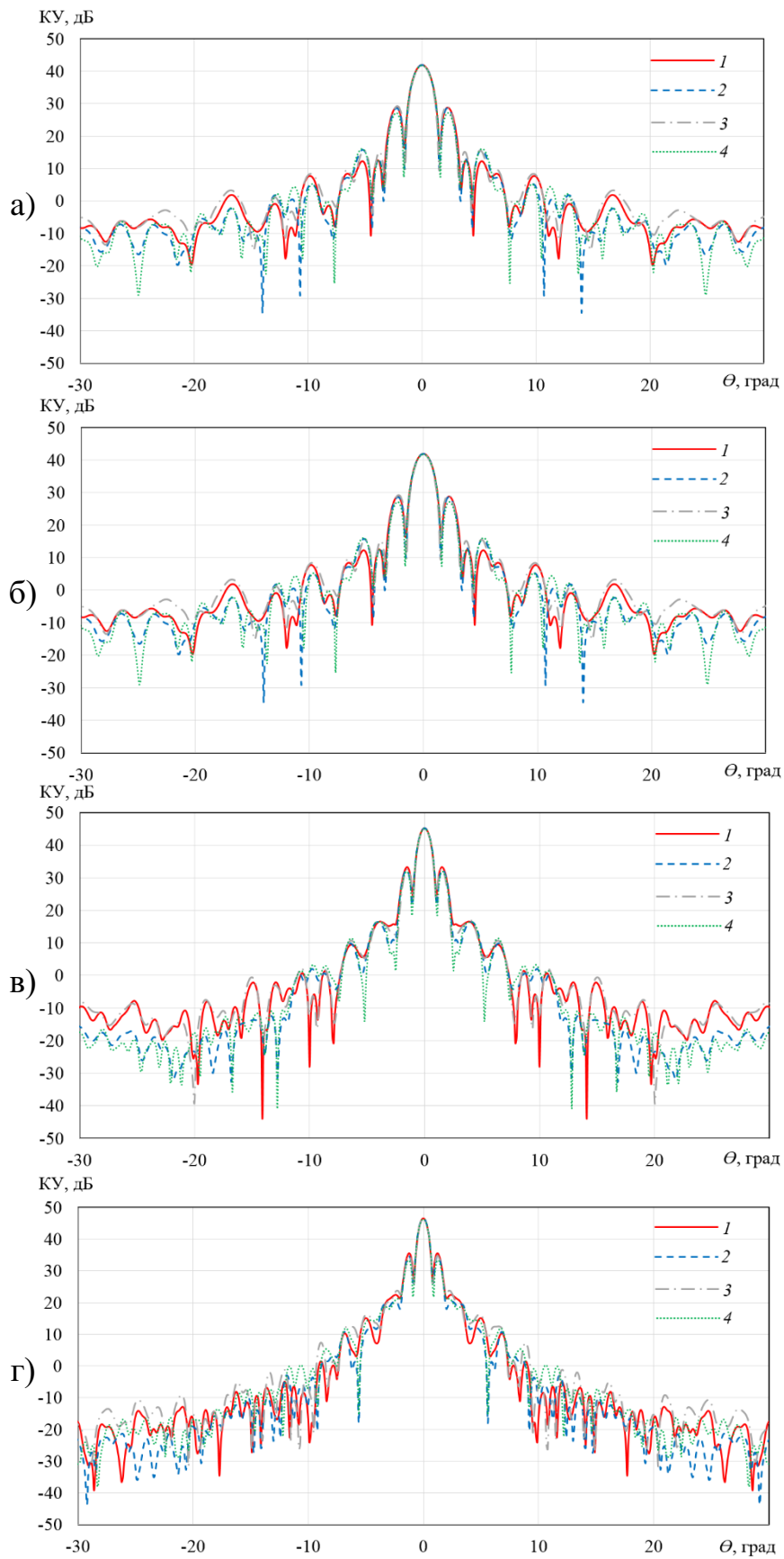


Рис. 9. Диаграммы направленности осесимметричной двухзеркальной антенны в H (1,3) и E (2,4) плоскости на частотах 6 (а), 14 (б), 22 (в) и 30 ГГц (г), рассчитанные с использованием ММ (1,2) и МКРВО (3,4).

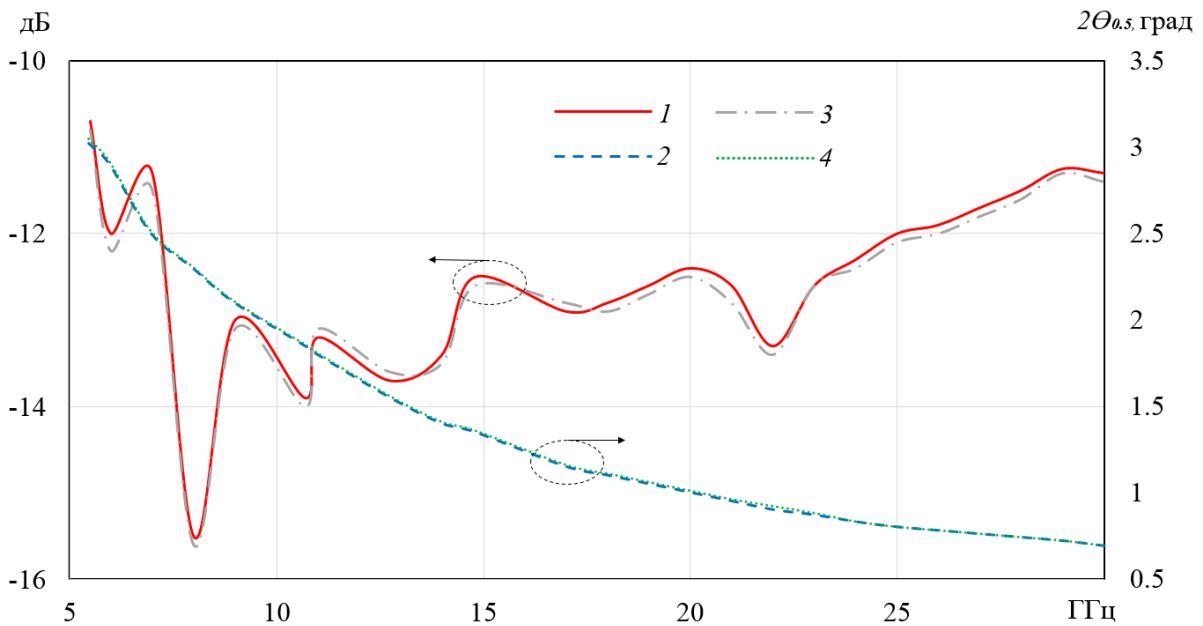


Рис. 10. Зависимость от частоты уровня первого бокового лепестка (1,3) и ширины главного лепестка ДН (2,4), рассчитанная с использованием ММ (1,2) и МКРВО (3,4).

На рис. 10 приведена частотная зависимость максимального уровня бокового излучения и ширины главного лепестка ДН по уровню -3 дБ, рассчитанные с использованием ММ и МКРВО. Видно, что уровень первого бокового лепестка меняется в диапазоне -11...-15.5 дБ.

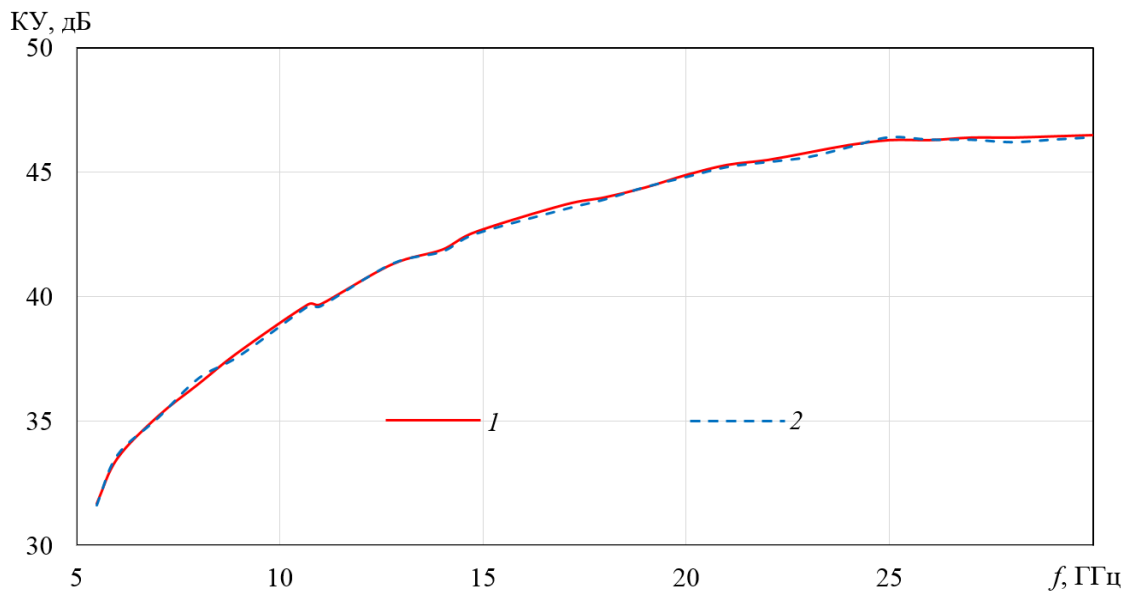


Рис. 11. Зависимость от частоты коэффициента усиления (КУ) двухзеркальной антенны, рассчитанная с использованием ММ (1) и МКРВО (2).

На рис. 11. приведена частотная с использованием зависимость КУ осесимметричной двухзеркальной антенны, рассчитанная ММ и МКРВО. На рисунке видно, что КУ монотонно растет при увеличении частоты.

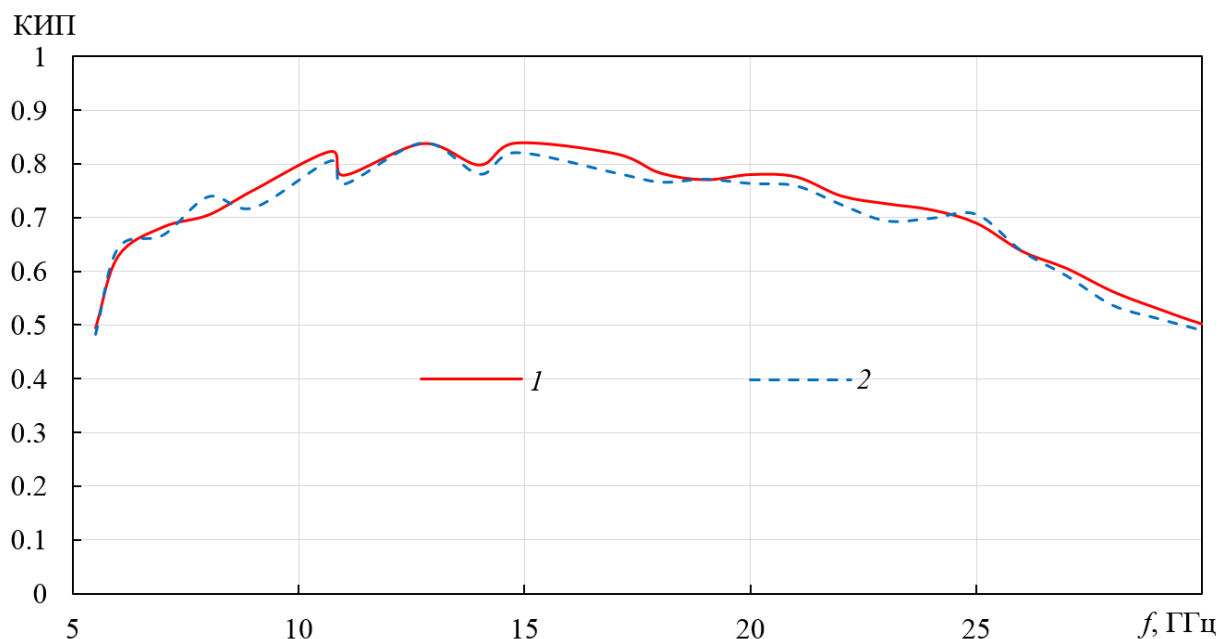


Рис. 12. Зависимость от частотны величины КИП двухзеркальной антенны системы, рассчитанная с использованием ММ (1) и МКРВО (2).

На рис. 12. приведена частотная зависимость величины КИП осесимметричной двухзеркальной антенны, рассчитанная с использованием ММ и МКРВО. На рисунке видно, что исследованная антенна с оптимизированными параметрами обеспечивает значение величины КИП выше 0.7 в полосе частот 8 – 25 ГГц и выше 0.5 в полосе частот 6 – 30 ГГц.

Отметим, что двухзеркальная антенна сохраняет свою эффективность даже при небольшом электрическом размере диаметра вспомогательного зеркала (три длины волны на частоте 6 ГГц).

Заключение

На основании полученных результатов можно сделать следующие выводы:

1) Разработанная и оптимизированная металлодиэлектрическая облучающая система согласована по уровню -10 дБ в полосе частот 5 – 40 ГГц.

2) Разработанная и оптимизированная двухзеркальная антенна обеспечивает величину КИП более 0.7 в полосе частот 8 – 25 ГГц и более 0.5 в полосе частот 6 – 30 ГГц.

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

Литература

1. Jonas Flygare, Mirolav Pantaleev, Simon Olvhammar et al. BRAND: Ultra-wideband feed development for the European VLBI network – A dielectrically loaded decade bandwidth quad-ridge flared horn // 2018 12th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2018). P. 1-5.
2. Jonas Flygare, Miroslav Pantaleev. Dielectrically loaded quad-ridge flared horn for beamwidth control over decade bandwidth optimization, manufacture, and measurement // 2020 IEEE Transaction on Antennas and Propagation. Vol. AP-68. Issue 1. P. 207-216.
3. Dirk I.L. de Villiers, Fahmi Mokhupuki and Brandt Klopper. Low-Cost Frequency Variation Models of Quad-Ridge Flared Horn Reflector Feed Antennas // 2018 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization (NEMO). P. 1-4.
4. Fan Yang, Dong Li, Biao Du, et al. Development of a 6-18GHz Quad-Ridged Flared Horn // 2018 IEEE Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP). P. 108-109.

5. Калошин В.А., Тхань Нгуен Тхе. Сверхширополосный металлодиэлектрический облучатель на основе пирамидального рупора. Журнал радиоэлектроники. – 2023. – № 4. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2023.4.3>
6. Калошин В.А., Нгуен Т.Т. Двухполяризационный сверхширополосный металлодиэлектрический рупорный облучатель // РЭ. 2024. Т. 69. № 10. С. 21–26.
7. Jun Shi, Sander Weinreb, Weiye Zhong, et al. Quadruple-Ridged Flared Horn Operating from 8 to 50 GHz // 2017 IEEE Transactions on Antennas and Propagation. Vol. AP-65. Issue. 12. P. 7322.
8. Tercero F., Garcia-Perez O., Serna J.M., et al. Optimization of the Quad-Ridged Horn for the geodetic VGOS station of the Yebes observatory // 2018 12th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2018). P. 1-5.
9. Andrea Martellosio, Marco Pasian, Remi Rayet, et al. Wideband Cryogenic Receiver for Very Long Baseline Interferometry Applications // 2018 IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. Vol. 17. Issue. 2. P. 275.
10. Oscar Garcia-Perez, Felix Tercero, Alejandro Baldominos, et al. A Modular Approach for the Design of Quadruple Ridged Flared Horn Antenna Feeds // 2024 IEEE Access. Vol. 12. P. 69642.
11. Ahmed Akgiray, Sander Weinreb, William Imbriale. Design and measurements of dual-polarized wideband constant-beamwidth quadruple-ridged flared horn // 2011 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation. P. 1135-1138.
12. Theunis S. Beukman, Petrie Meyer, Ivashina Marianna V., et al. Modal-Based Design of a Wideband Quadruple-Ridged Flared Horn Antenna // 2016 IEEE Transactions on Antennas and Propagation. Vol. AP-64. Issue. 5. P. 1615 – 1626.
13. Jonas Flygare, Bhushan Billade, Magnus Dahlgren, et al. Beam pattern measurement on offset Gregorian reflector mounted with a wideband room temperature receiver for the Square Kilometre Array // 2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting. P. 1759-1760.

14. Jonas Flygare, Bin Dong, Jian Yang, et al. Wideband single pixel feed system over 4.6–24 GHz for the Square Kilometre Array // 2019 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA). P. 630 – 635.
15. Jonas Flygare, Adriaan Peens-Hough, Leif Helldner, et al. Sensitivity simulation and measurement of the SKA Band 1 wideband feed package on MeerKAT // 2019 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP). P. 1-5.
16. Yue Ma, Chan Hwang See, Feng Pang. et al. A 10:1 bandwidth cryogenic quadruple ridged flared horn design for reflector antennas in radio astronomy // 2020 IEEE Access. Vol. 8. P. 81101-81115.
17. Jonas Flygare, Jian Yang, Alexander W. Pollak. et al. Beyond decade ultrawideband quad ridge flared horn with dielectric load from 1 to 20 GHz // 2023 IEEE Transaction on Antennas and Propagation. Vol. AP-71. Issue 3. P. 2110-2125.
18. Зелкин Е.Г., Петрова Р.А. Линзовые антенны. М.: Сов. Радио. 1974.

Для цитирования:

Венецкий А.С., Калошин В.А., Нгуен Тхе Тхань. Сверхширокополосная двухзеркальная антенна с металлодиэлектрической облучающей системой // Журнал радиоэлектроники. – 2025. – №3. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2025.3.16>