P J J

DOI: <u>https://doi.org/10.30898/1684-1719.2023.4.3</u> УДК: 621.396.67

СВЕРХШИРОПОЛОСНЫЙ МЕТАЛЛОДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ОБЛУЧАТЕЛЬ НА ОСНОВЕ ПИРАМИДАЛЬНОГО РУПОРА

В.А. Калошин ¹, Нгуен Тхе Тхань ²

¹ ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН 125009, Москва, ул. Моховая, дом 11, стр. 7 ² Московский физико-технический институт 141700, г. Долгопрудный, Институтский пер., дом 9

Статья поступила в редакцию 25 апреля 2023 г.

Аннотация. Предложен и исследован сверхширокополосный однополяризационный облучатель в виде пирамидального металлического рупора с диэлектрической пирамидальной вставкой и коаксиальным входом. В результате численного моделирования и оптимизации параметров методом конечных элементов и конечных разностей во временной области показано, что оптимизированный облучатель в полосе частот более октавы обеспечивает согласование и стабильные диаграммы направленности в двух плоскостях, а также положение фазового центра.

Ключевые слова: облучатель, сверхширокополосный, пирамидальный рупор, коаксиально-волноводный переход.

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

Автор для переписки: Калошин Вадим Анатольевич, vak@cplire.ru

1

Введение

Хорошо известно, что рабочая полоса частот зеркальных и линзовых антенных систем определяется, прежде всего, облучателем. В связи с необходимостью реализации сверхширокополосного (СШП), в том числе многодиапазонного режима работы антенных систем в различных приложениях разработке соответствующих облучателей посвящен ряд работ, в которых предложены и исследованы различные варианты СШП двухполяризационных облучателей [1-6].

Наиболее широко в СВЧ диапазоне волн исследованы характеристики четырехгребневого круглого металлического рупора с криволинейными образующими и криволинейными ребрами [1-3], а также аналогичных металлодиэлектрических рупоров (с осесимметричными диэлектрическими вставками [4,5]). Последние исследования показали возможность реализации осесимметричных диаграмм направленности (ДН) со стабильной шириной главного лепестка на двух поляризациях в полосе частот более 10:1[6]. Однако ввиду сложности конструкций таких рупоров их изготовление требует использования дорогостоящих технологий. С другой стороны, в ряде приложений достаточно работы в полосе частот не более одной октавы и на одной линейной поляризации.

В работах [7, 8] предложены и исследованы однополяризационные СШП рупоры простой конструкции (секториальный и пирамидальный, соответственно). Однако ДН этих рупоров исследованы только в одной плоскости, стабильность положения фазового центра – не исследовалась.

Цель данной работы – разработка и исследование однополяризационного облучателя на основе пирамидального рупора со стабильной ДН в двух плоскостях и положением фазового центра в полосе частот 2:1.

2

1. Исследование и оптимизация характеристик рупорного облучателя с волноводным входом

Рассмотрим пирамидальный металлический рупор *1* (рис.1), внутри которого расположена пирамидальная диэлектрическая вставка *2*



Рис. 1. Металлодиэлектрический рупорный облучатель

Апертура рупора закрыта защитной диэлектрической пластиной 3, а вход соединен с прямоугольным волноводом 4. Входное сечение рупора gxh, размеры апертуры рупора exf, длины рупора – D, длина диэлектрической пирамидальной вставки l, размеры основания cxc, поперечные размеры защитной пластины exf, толщина t, а ε_1 , ε_2 – диэлектрические проницаемости пирамидальной диэлектрической вставки и защитной пластины, соответственно.

С использованием электродинамического моделирования методом конечных элементов (МКЭ) были исследованы частотные зависимости ДН рупорного облучателя. В процессе моделирования проводилась оптимизация по всем параметрам для заданных параметров: длина рупора L = 140 мм, a = 28.5, b = 12.6 с целью максимизации полосы частот, в которой обеспечивается

согласование, а уровень главного лепестка ДН на заданном угле находится в интервале -10...-15 дБ. В результате для угла отклонения 28° от оси были найдены оптимальные значения параметров: g = 28.3 мм, h = 12.5 мм, d = 30 мм, e = 103 мм, f = 83 мм, D = 80 мм, ε_1 = 1.4, ε_2 = 1.2.



Рис. 2. Диаграммы направленности облучателя в Е- (а) и Н-плоскостях (б) на частотах: 6,5 (1), 8 (2), 10 (3), 12 (4), 13 (5), 14 (6), 15 (7), 16,5 ГГц (8)

Диаграммы направленности оптимизированного облучателя в Е- и в Нплоскостях на восьми частотах, рассчитанные с использованием МКЭ, представлены на рис. 2. На рисунке видно, что ширина ДН на уровне -10 дБ меняется от 23 градусов до 27 градусов в Е-плоскости и от 25 градусов до 30 градусов в Н-плоскости при изменении частоты в диапазоне 6.5-14.5 ГГц. На рис. 3 представлена частотная зависимость коэффициента отражения рупорного облучателя с волноводным входом, рассчитанная с использованием МКЭ и методом конечных разностей во временной области (МКРВО)



Рис. 3. Частотная зависимость коэффициента отражения рупорного облучателя с волноводным входом, рассчитанная с использованием МКЭ (1) и МКРВО (2)

На рисунке видно, что коэффициент отражения облучателя в полосе 6-25 ГГц не превышает -15 дБ, а в полосе 9-22,5 ГГц – не превышает -20 дБ.

2. Исследование и оптимизация характеристик облучателя с коаксиальным входом

В качестве возбудителя рупорного облучателя используем коаксиальноволноводный переход (рис. 4) на основе конструкции, предложенной и исследованной в работе [9]. Коаксиальный переход выполнен в виде короткозамкнутого с одной стороны прямоугольного волновода сечением 23х6.9 мм со ступенчатым ребром, примыкающим к середине одной из широких стенок. С внешней стороны короткозамыкающей стенки расположен СМА разъем, центральный проводник которого через отверстие в стенке соединен со ступенчатым ребром.



Рис. 4. Конструкция возбудителя

С использованием МКЭ и МКРВО были исследованы частотные зависимости коэффициентов отражения и возбуждения. В процессе моделирования проводилась оптимизация по всем параметрам с целью обеспечения минимальной величины коэффициента отражения в полосе частот 6.5-16.5 ГГц. В результате были найдены следующие оптимальные значения геометрических параметров (рис. 4): L = 30.6 мм, a = 23 мм, b = 6.9 мм, m = 6.1 мм, n = 3 мм, w = 1.5 мм.



Рис. 5. Частотная зависимость коэффициента отражения возбудителя, рассчитанная с использованием МКЭ (1) и МКРВО (2)



Рис. 6. Частотная зависимость коэффициента возбужденияS₁₂ возбудителя, рассчитанная с использованием МКЭ (1) и МКРВО (2)

Рассчитанная с использованием МКЭ и МКРВО частотные зависимости коэффициента отражения S_{11} от входа возбудителя представлена на рис. 5. На рисунке видно, что коэффициент отражения в полосе частот 6,9...16,5 ГГц не превышает уровень -15 дБ, а в полосе частот 7.2-12,6 ГГц – не превышает уровень -20 дБ. На рис. 6 представлены частотная зависимость коэффициента возбуждения S_{12} . Видно, что в полосе частот 6,9...16,5 ГГц потери не превышают 0.2 дБ.

Облучатель вместе с возбудителем показан на рис. 7. На рис. 8 показаны распределения амплитуды поля в Е и Н плоскости внутри облучателя с возбудителем и в свободном пространстве.



Рис. 7. Облучатель с возбудителем



a)



б)

Рис. 8. Распределение амплитуды поля: а) Е-плоскость, б) Н-плоскость



Рис. 9. Частотная зависимость коэффициента отражения облучателя с возбудителем, рассчитанная с использованием МКЭ (1) и МКРВО (2)

На рис. 9 представлена частотная зависимость коэффициента отражения от входа возбудителя с рупором. На рисунке видно, что в полосе частот 6,8-16,8 ГГц коэффициент отражения не превышает -10 дБ, а в полосе частот 6,9-13,9 ГГц – менее -15 дБ.





Рис. 10. Зависимость полуширины главного лепестка ДН от частоты по уровню -10 дБ (1) и -15 дБ (2): а) Е плоскость, б) Н плоскость

На рис. 10 представлены частотные зависимости полуширины главного лепестка ДН излучателя по уровням -10 и -15 дБ, штриховой линией показан угол 28°. На рисунке видно, что при отклонении от оси облучателя на этот угол



уровень главного лепестка ДН лежит в пределах -10...-15 дБ в полосе частот 6,5...16,5 ГГц.

Рис. 11. Зависимость положения фазового центра облучателя от частоты, рассчитанная с использованием МКЭ (1), МКРВО (2) и его оптимальное положение (3)

С использованием метода МКЭ и МКРВО были также исследованы фазовые диаграммы и положение фазового центра в зависимости от частоты. На рис. 11 представлена частотная зависимость расстояния фазового центра облучателя от апертуры рупора (z). Его оптимальное значение (24 мм) показано на рисунке штриховой линией. Как видно на рисунке, что облучатель обладает стабильным положением фазового центра в полосе 6,5-15 ГГц.

Рассчитанная с использованием МКЭ и МКРВО частотная зависимость коэффициента усиления (КУ) параболической офсетной зеркальной антенны с угловым размером 52° и апертурой диаметром 350 мм приведена на рис. 12.



Рис. 12. Частотная зависимость коэффициента усиления зеркальной антенны, рассчитанная с использованием МКЭ (1), МКРВО (2)

На рисунке видно, что КУ монотонно возрастает с увеличением частоты. Соответствующая частотная зависимость коэффициента использования поверхности (КИП) антенны приведена на рис. 13.



Рис. 13. Частотная зависимость коэффициента использования поверхности зеркальной антенны с использованием МКЭ (1), МКРВО (2)

На рисунке видно, что зеркальная антенна обеспечивает КИП выше 0,6 в полосе частот 6,5-15 ГГц.

Заключение

На основании полученных результатов можно сделать следующие выводы:

1. Разработанный и оптимизированный облучатель с волноводным входом согласован по уровню -15 дБ в полосе частот 6-25ГГц.

2.Разработанный и оптимизированный облучатель с коаксиальным входом согласован по уровню -15 дБ в полосе частот 6,9-16,5 ГГц.

3.Разработанный и оптимизированный облучатель обеспечивает уровень ДН от -10 до -15 дБ при угле отклонения на угол 26° от оси в полосе частот 6,5-14,5 ГГц

4. Разработанный и оптимизированный облучатель обеспечивает величину КИП более 0.6 при облучении офсетного параболического зеркала с угловым размером 52°.

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

Литература

- Akgiray Ahmed, Weinreb Sander, Imbriale William. Design and measurements of dual polarized wideband constant-beamwidth quadrupleridged flared horn. *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*. 2011. P.1135-1138.
- Akgiray Ahmed, Weinreb Sander. Ultrawideband square and circular quad-ridge horns with near-constant beamwidth. *IEEE International Conference on Ultra-Wideband*. 2012. P.518-522.
- 3. Beukman Theunis S., Ivashina Marianna V., et al. A quadraxial feed for ultra-wide bandwidth quadruple-ridged flared horn antennas. *The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014)*. 2014. P.3312-3316.
- Dunning A., Bowen M., Bourne M., Smith S.L. An ultra-wideband dielectrically loaded quad-ridged feed horn for radio astronomy. *IEEE-APS Topical Conference* on Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC). 2015. P.787-790.
- 5. Kaloshin V.A., Pham V.C. Ultra wideband four ridge metal-dielectric feed horn. 2021 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications. 2021. Moscow. P.1-4. <u>https://doi.org/10.1109/IEEECONF51389.2021.9416035</u>
- 6. Flygare Jonas, Yang Jian, Pollak Alexander W., et al. Beyond decade ultra wideband quad-ridge flared horn with dielectric load from 1 to 20 GHz. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2023. V.71. №3. P.2110-2125.
- Rudakov Vyacheslav, Sledkov Viktor, Manuilov Mikhail. Compact Over-Octave Horn Antenna with Stable Radiation Pattern. *IEEE 8th All-Russian Microwave Conference (RMC)*. 2022. P.140-143.

- Bobkov N.I., Bobkov I.N. Broadband Horn Antenna With Frequency-Independent Radiation Characteristics. *IEEE 8th All-Russian Microwave Conference (RMC)* 2022. P.136-139.
- Ye Jinyu, Zhang Haozhe, Chu Ran, et al. Analysis of a New Method to Design a Coaxial-to-Rectangular Waveguide Transition. *International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium - China (ACES)*. 2019. V.1. P.1-2.

Для цитирования:

Калошин В.А., Тхань Нгуен Тхе. Сверхширополосный металлодиэлектрический облучатель на основе пирамидального рупора. *Журнал радиоэлектроники* [электронный журнал]. 2023. №4. <u>https://doi.org/10.30898/1684-1719.2023.4.3</u>