

**МОДЕЛИРОВАНИЕ РУПОРНОЙ РЕШЕТКИ НА ОСНОВЕ
УЧЕТА РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ПОЛЯ В ПЛОСКОСТИ РАСКРЫВА РУПОРА**

А. М. Бакин, И. В. Трифанов, Л. И. Оборина, Б. Н. Исмаилов

Сибирский государственный аэрокосмический университет имени академика М. Ф. Решетнева
Российская Федерация, 660014, г. Красноярск, просп. им. газ. «Красноярский рабочий», 31
E-mail: sibgau-uks@mail.ru

Предложен метод приближительного моделирования рупорных антенн в области КВЧ-диапазона, когда прямое моделирование при помощи специализированных программных пакетов затруднено в связи с высокими требованиями к вычислительным мощностям ЭВМ. Предложенный метод базируется на восстановлении поля в дальней зоне по распределению поля в плоскости раскрыва рупора. Рупорная антенна, которая подвергалась исследованиям, представляет собой рупорную решетку, в состав которой входит пирамидальный рупор с размерами в раскрыве $12,4 \times 12,4 + 0,01$ мм и углом раскрытия $17^\circ 30'$, а также четыре секторальных рупора шириной $3,8 \pm 0,01$ мм и углом раскрыва $17^\circ 30'$. Толщина стенки рупора $1,1 + 0,1$ мм, радиус сопряжения стенок $0,1$ мм. Расстояние между осями боковых рупоров $17 \pm 0,01$ мм. Высокая точность расположения рупоров необходима для обеспечения электрических параметров и формирования разностной и суммарной диаграмм направленности. Возможны следующие режимы работы антенны с рупорной решеткой: одновременный прием-передача сигнала с различной поляризацией на разных частотах; передача сигнала с различной поляризацией на одной частоте; прием сигнала с различной поляризацией на одной частоте. Диаграмма направленности антенн в первую очередь характеризуется размерами раскрыва рупоров и их электрическими параметрами, а также частотными характеристиками передаваемых волн. В работе применяется анализ отдельных элементов рупорной решетки в программном пакете CST Microwave Studio и последующая обработка полученного распределения поля в точках рупорной решетки для восстановления поля в дальней зоне. Полученные результаты для одиночных элементов решетки хорошо согласуются с результатами прямого моделирования.

Ключевые слова: СВЧ, КВЧ, рупорные антенны, рупорная решетка, численное моделирование.

Vestnik SibGAU
2014, No. 3(55), P. 21–27**MODELING OF A HORN-BASED LATTICE BASED ON FIELD DISTRIBUTION
IN THE PLANE OF APERTURE OF THE HORN**

A. M. Bakin, I. V. Trifanov, L. I. Oborina, B. N. Ismailov

Siberian State Aerospace University named after academician M. F. Reshetnev
31, Krasnoyarsky Rabochy Av., Krasnoyarsk, 660014, Russian Federation
E-mail: sibgau-uks@mail.ru

The method for the approximate simulation of horn antennas in EHF frequencies where direct modeling with the help of the software packages is complicated due to the demanding computing possibilities of computers is proposed. The proposed method is based on the restoration of the far field distribution of the field in the plane of the aperture of the horn. The horn antenna which was applied to researches, represents a horn lattice which is the part of the pyramidal loud-hailer with sizes in aperture $12,4 \times 12,4 + 0,01$ mm, and a disclosure corner $17^\circ 30'$, and also four sectoral loud-hailers $3,8 \pm 0,01$ mm wide and a corner aperture $17^\circ 30'$. The thickness of the wall of a loud-hailer of $1,1 + 0,1$ mm, radius of interface of walls of $0,1$ mm. The distance between axes of lateral loud-hailers is $17 \pm 0,01$ mm. High precision of an arrangement of loud-hailers is necessary for ensuring electric parameters and formation of differential and total directional patterns. The following operating modes of the antenna from the horn lattice are possible: simultaneous reception-transmission of a signal with various polarization at different frequencies; signal transmission with various polarization at one frequency; signal reception with various polarization at one frequency. First of all, the irradiator directional pattern is characterized by the sizes of aperture loud-hailers and their electric characteristics, and also frequency characteristics of given waves. The paper applies the analysis of individual elements of the lattice in the software package CST Microwave Studio and subsequent treatment of the resulting field distribution in the lattice points to restore the far field.

Keywords: Microwave, EHF, horn antennas, horn lattice, numerical simulation.

Рупорные антенны обладают рядом достоинств (широкополосность, простота согласования с волноводной питающей линией, низкий уровень боковых лепестков), что обуславливает их широкое применение в области СВЧ- и КВЧ-диапазона. Однако существует ряд недостатков, важнейшим из которых является невозможность обеспечить узкую диаграмму направленности без значительного увеличения длины рупора [1]. Для формирования узких диаграмм направленности часто используются решетки из небольших рупоров [2]. Главная задача при проектировании рупорной решетки – подобрать должным образом амплитуды и фазы их токов [3].

При моделировании антенно-фидерных устройств хорошо зарекомендовали себя специализированные программные пакеты, например Ansoft HFSS и CST Microwave studio, однако прямое моделирование многоэлементной рупорной решетки в частотной области выше 60 ГГц с достаточной точностью предъявляет очень высокие требования к вычислительной мощности ЭВМ, производящей моделирование. В данной работе предлагается приближенный метод решения данной задачи, основанный на вычислении поля в дальней зоне на основе поля в раскрыве рупора.

Предлагается провести моделирование в несколько этапов:

1. Промоделировать распределение поля в раскрыве каждого из элементов рупорной решетки с помощью CST Microwave studio.

2. Восстановить поле в дальней зоне по полю в раскрыве на основе дискретных значений поля в точках сетки, полученных в пункте 1.

3. Сравнить результат моделирования пункта 2 с результатами, полученными для данного элемента решетки с помощью CST Microwave studio.

4. В случае если результаты совпадут с достаточной точностью, провести моделирование по пунктам 1 и 2 для всех элементов решетки.

5. Учесть разность фаз и определить суперпозицией суммарное поле в дальней зоне, создаваемое всей решеткой.

Моделирование производилось для рупорной решетки, состоящей из пяти рупоров (рис. 1, 2). Рупорная решетка включает в себя пирамидальный рупор 1 и четыре секторальных рупора 2.

Для начала проанализируем центральный пирамидальный рупор исследуемой решетки (рис. 3). Характеристики согласующего соединения выбирались на основе минимизации КСВ на всей области рассматриваемых частот.

Для рупора методом моделирования во временной области (Transient solver) [3] получена частотная зависимость КСВ (рис. 4), диаграмма направленности (рис. 5) и распределение поля в раскрыве рупора (рис. 6).

Можно видеть, что рупор имеет вполне удовлетворительные характеристики по КСВ (не более 1,105) на всем исследуемом диапазоне, но недостаточно узкий главный лепесток диаграммы направленности (ширина главного лепестка 18°).

Для определения поля в дальней зоне по распределению поля в ближней зоне используем зависимость [4]

$$E_\alpha(u, v) = A \cdot \left[\sqrt{1-v^2} \cdot F_x(u, v) + \frac{u \cdot v}{\sqrt{1-v^2}} \cdot F_y(u, v) \right],$$

$$E_\beta(u, v) = A \frac{\sqrt{1-u^2-v^2}}{\sqrt{1-v^2}} \cdot F_y(u, v), \quad (1)$$

$$F_{x,y}(u, v) = \int \int_{-\infty}^{\infty} E_{x,y}(u, v) \cdot e^{i \cdot k \cdot (u \cdot x + v \cdot y)} dx dy, \quad (2)$$

где $u = \sin \alpha \cos \beta$, $v = \sin \beta$, $E_{x,y}(x, y)$ – функция распределения x и y компонент E -поля на плоскости апертуры; $F_x(u, v)$ и $F_y(u, v)$ – Фурье-образ распределения поля по направлениям; $E_\alpha(u, v)$ и $E_\beta(u, v)$ – распределение поля в дальней зоне в зависимости от угла.

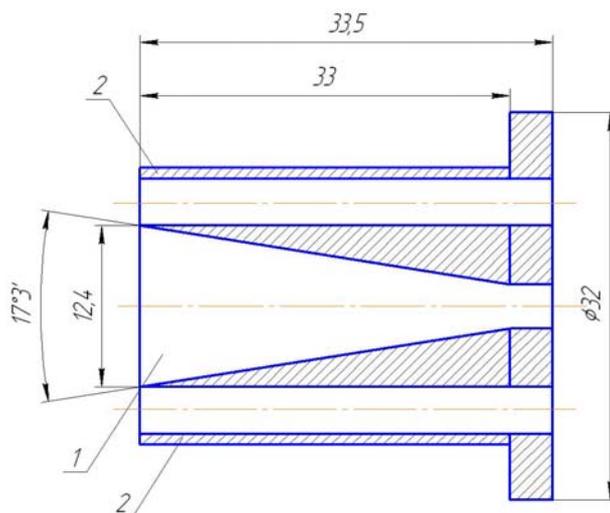


Рис. 1. Эскиз рупорной решетки (вид сбоку)

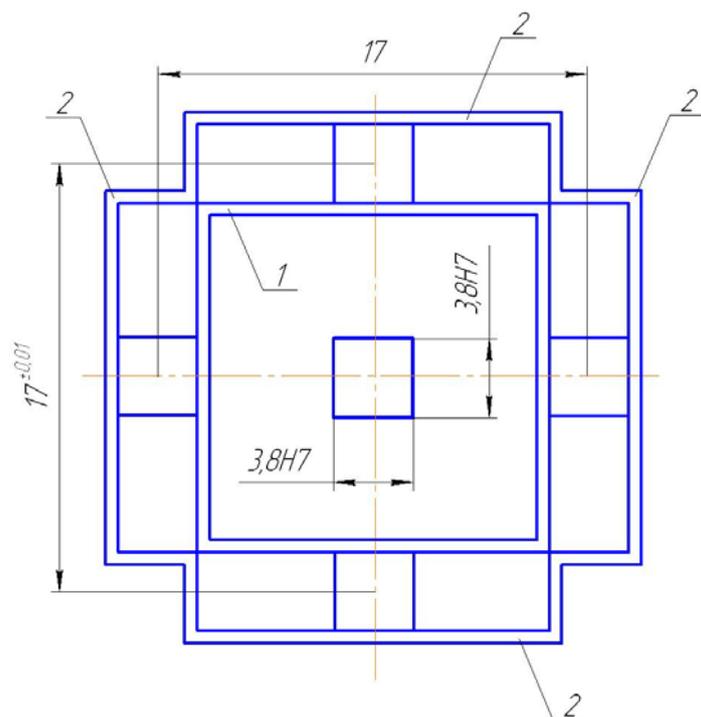


Рис. 2. Эскиз рупорной решетки (фронтальный вид)

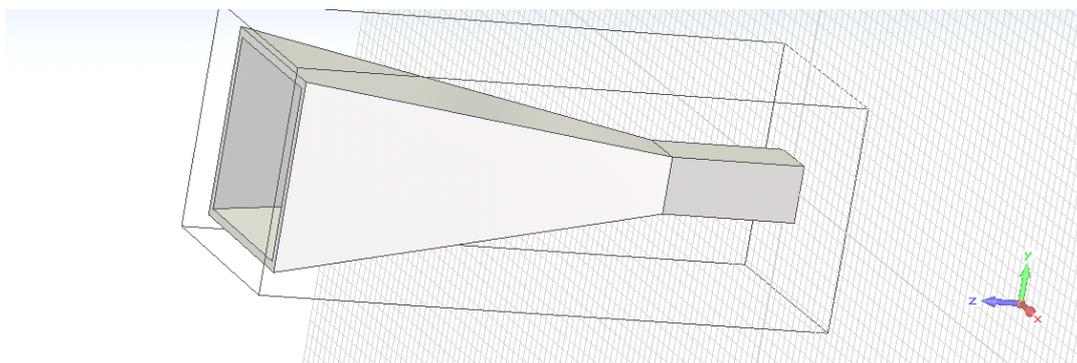


Рис. 3. Модель центрального рупора в программном пакете CST Microwave studio

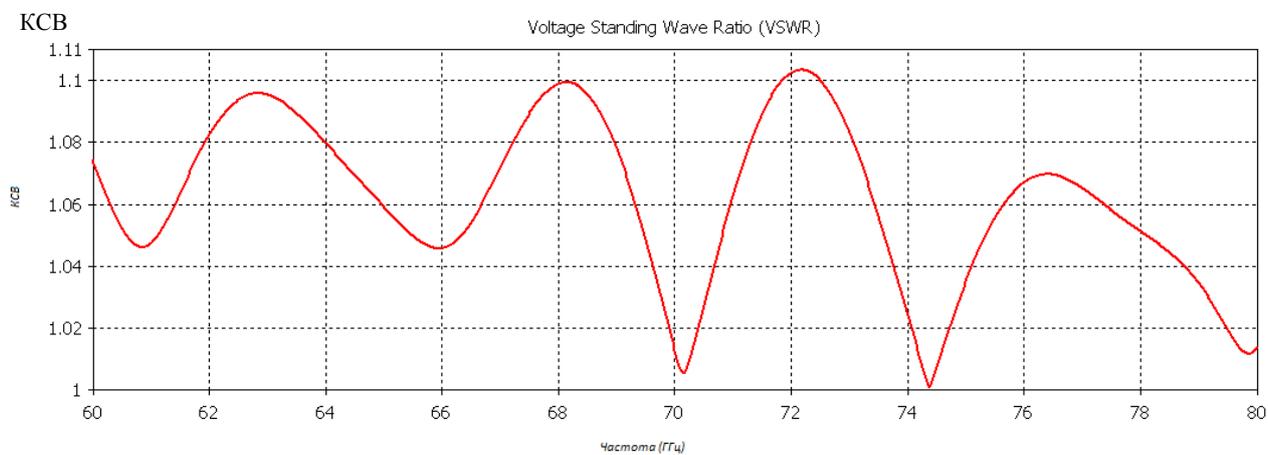


Рис. 4. Частотная зависимость КСВ рупора в диапазоне 60–80 ГГц

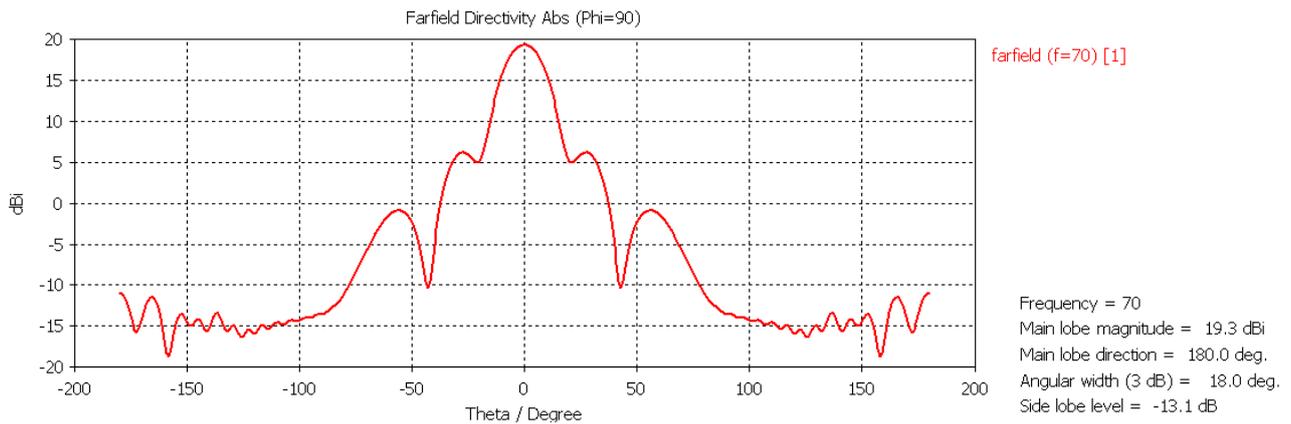


Рис. 5. Диаграмма направленности центрального рупора на частоте 70 ГГц

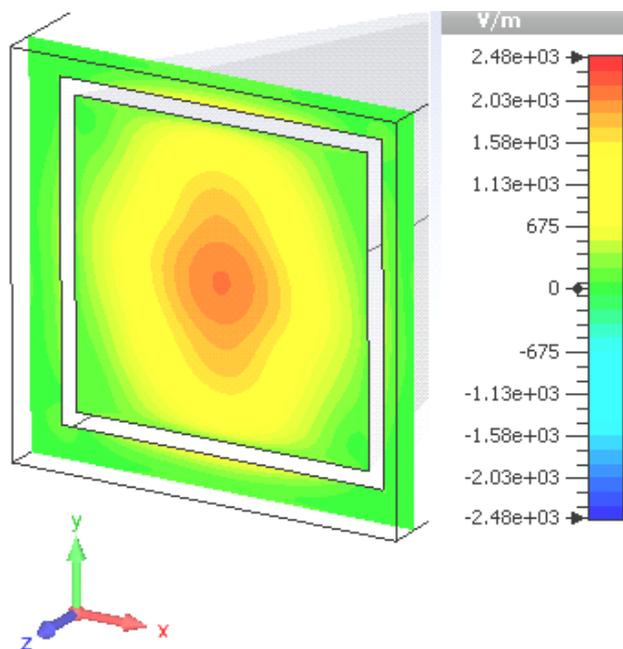


Рис. 6. Визуальное представление распределения абсолютного значения E -поля в раскрыве рупора на частоте 70 ГГц. Легенда к цветовым обозначениям приведена на рисунке

То есть составляющие поля в дальней зоне определяются как двумерные преобразования Фурье распределения поля в плоскости раскрыва рупора. Из данных моделирования были созданы массивы, характеризующие x , y и z комплексную компоненту электрического поля в плоскости раскрыва рупора по 2500 точкам на каждую компоненту. Над элементами этого массива было проведено двумерное дискретное преобразование Фурье согласно (2). Поле было восстановлено по (1).

Расчет диаграммы направленности (ДН) по восстановленному полю в дальней зоне представлен на рис. 7. В качестве нормирующего множителя использовался $K = A \cdot b$, где коэффициент A , имеющий смысл уменьшения амплитуды с расстоянием, представлен в (3), а b – согласующий коэффициент для перехода

от безразмерной амплитуды к значениям, использованным при прямом моделировании:

$$A = \frac{i}{\lambda R_0} \cdot e^{-ikR_0}, \quad (3)$$

где R_0 – граница дальней зоны; k – волновое число.

Расчет был выполнен в среде Matlab.

Представленные результаты расчета по (1) и (2) качественно согласуются с результатами моделирования прямым методом на всей области графика и количественно согласуются с хорошей точностью в области главного лепестка (рис. 7 и 5). Можно отметить, что максимум ДН несколько ниже, нежели при прямом моделировании (18,5 dBi и 19,9 dBi соответственно). Расхождения также есть в области боковых лепестков – функция, полученная предло-

женным методом, не имеет такого большого количества локальных экстремумов. Это, по всей видимости, объясняется меньшим количеством точек плоскости, значение поля в которых использовано для расчета. Однако при этом максимальный уровень боковых лепестков количественно согласуется с результатами прямого моделирования, что в сочетании с хорошим согласованием в области главного лепестка ДН позволяет считать, что данный метод приемлем для приближенных расчетов характеристик рупорной решетки.

Далее промоделируем аналогичным образом остальные элементы рупорной решетки и поле, создаваемое ими в плоскости раскрыва. Координаты фазового центра каждого рупора получены прямым моделированием в CST Microwave studio.

После получения распределения E -поля на срезе рупорной антенны с учетом суперпозиции полей [5] при учете разности фаз [6] была построена диаграмма направленности рупорной решетки для параметров, представленных на рис. 1, 2. Результат расчета на частоте 70 ГГц представлен на рис. 8.

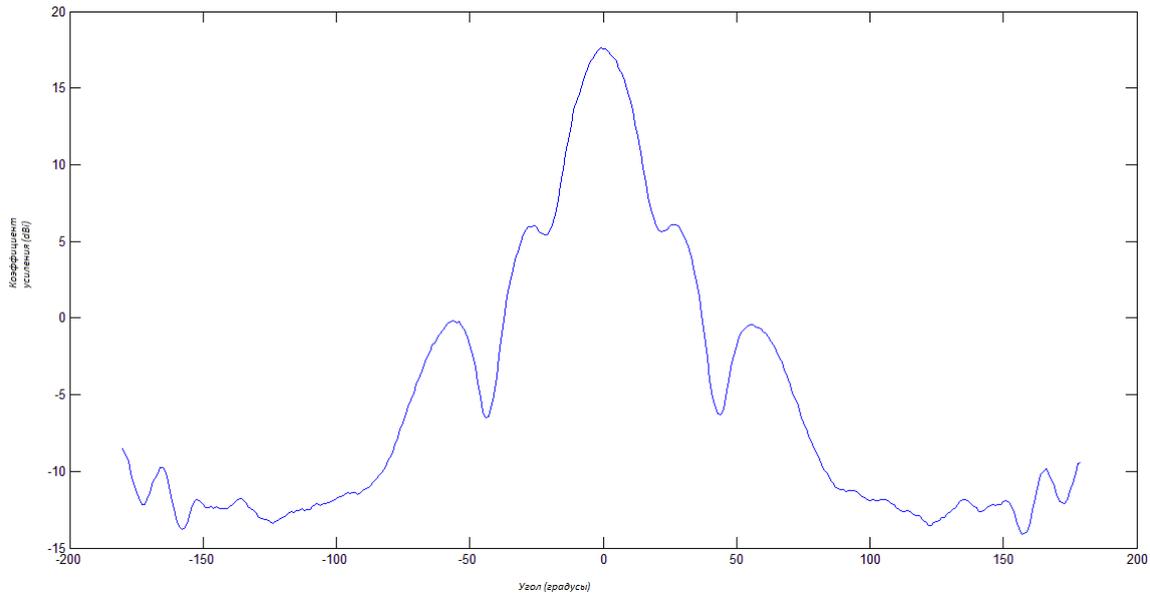


Рис. 7. Аппроксимация диаграммы направленности по полю в дальней зоне на основе двумерного дискретного Фурье-преобразования значений поля в точках плоскости раскрыва рупора

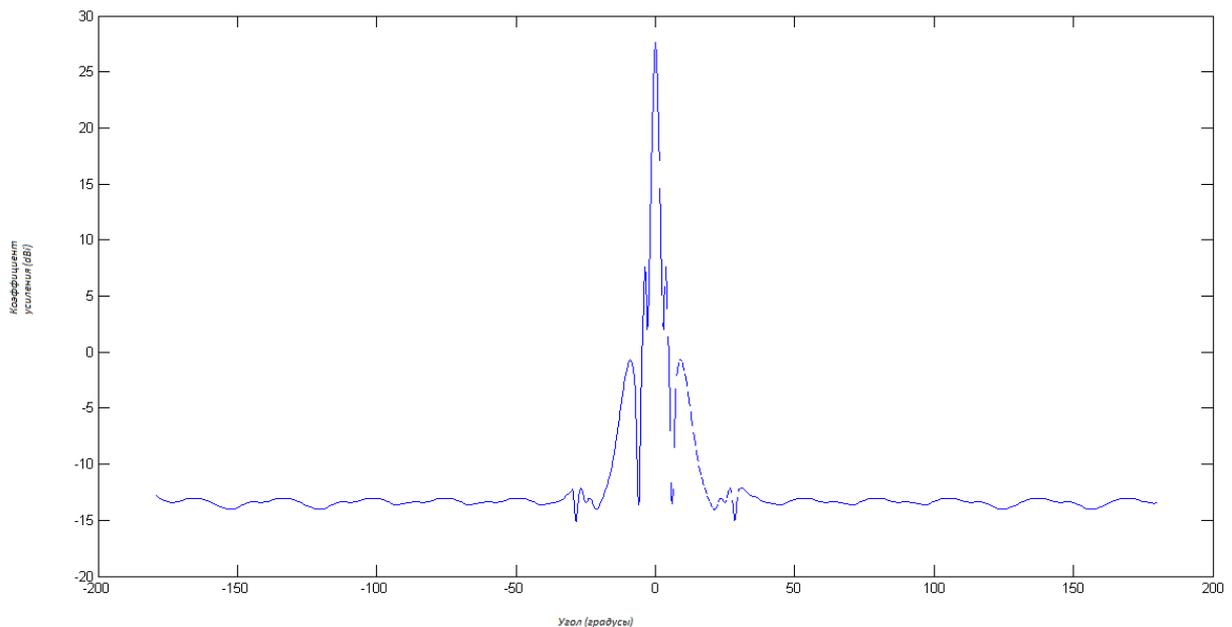


Рис. 8. Диаграмма направленности антенной решетки на частоте 70 ГГц

Можно видеть, что антенная решетка имеет узкий основной лепесток ДН (ширина главного лепестка $4,47^\circ$), коэффициент усиления около 29 dBi, а также весьма слабые боковые лепестки. Также можно отметить узкие боковые лепестки с уровнем коэффициента усиления около 7 dBi, плотно примыкающие к главному лепестку ДН. Это указывает на работоспособное соотношение разности фаз главного и боковых рупоров. Работа по оптимизации конструкции может быть продолжена при проведении экспериментальных исследований [7–15].

Предложенный метод позволяет качественно смоделировать диаграмму направленности системы рупорных антенн в области КВЧ-частот. Преимуществом метода является его нетребовательность к вычислительным ресурсам ЭВМ (данная работа была выполнена на двухъядерном процессоре 2,8 ГГц, 4 ГБ оперативной памяти). Меньшие требования к вычислительной мощности компьютера связаны с тем, что ресурсоемкое численное решение уравнений Максвелла в пространстве выполняется лишь для плоскости раскрытия рупора. Далее же используется менее ресурсоемкое двумерное дискретное преобразование Фурье. К недостаткам метода можно отнести снижение точности вычисления в области боковых лепестков, однако метод дает качественное представление о среднем уровне диаграммы направленности и ширине боковых лепестков. В области главного лепестка наблюдается хорошее согласование с результатами прямого моделирования.

Библиографические ссылки

1. Воскресенский Д. И. [и др.]. Устройства СВЧ и антенны. М.: Радиотехника, 2006. 250 с.
2. Трифанов И. В., Обороина Л. И., Исмаилов Б. Н. Методы разработки конструкторско-технологических решений и обеспечение качества при изготовлении волноводных элементов КВЧ-диапазона: монография / Сиб. гос. аэрокосмич. ун-т. Красноярск, 2010. С. 51–54.
3. Oborina L. I., Ismailov B. N., Sterehov I. V., Trifanov I. V. Technological maintenance of quality at manufacturing of multichannel wave guides EHF of the range // Vestnik of Siberian State Aerospace University named after academician M. F. Reshetnev. 2010. № 3. P. 99–103.
4. Бахрах Л. Д. [и др.]. Методы измерений параметров излучающих систем в ближней зоне. Л.: Наука, 1985. 272 с.
5. Hansen T. B. Formulation of Planar Near-Field Scanning for Time-Domain Electromagnetic Fields // Report for ESTEC. October. 1994.
6. Куприц В. Ю., Мещеряков А. А., Шарыгин Г. С. Моделирование характеристик направленности антенных решеток с элементами Вивальди на наземных трассах // Доклады ТУСУРа. 2013. № 3 (29). С. 24–28.
7. Быстров Р. П., Самойлов С. И., Соколов А. В. Применение миллиметровых волн в системах связи // Зарубежная электроника. 1999. № 10. С. 60–70.
8. Бецкий Р. П., Яременко Ю. Г. Миллиметровые волны и перспективные области их применения // Зарубежная радиоэлектроника. 2002. № 5. С. 42–50.

9. Трифанов И. В. [и др.]. Возможности создания многодиапазонных антенно-фидерных устройств СВЧ- и КВЧ-диапазонов // Вестник машиностроения. 2004. № 7. С. 30–36.

10. Жоюю Пи, Фарух Хан. Введение в широкополосные системы связи миллиметрового диапазона // IEEE Communication Magazine. 2011. Vol. 49, №. 6. P. 101–107.

11. Cisco Visual Networking Index: Forecast and Methodology: White paper c11-481360. June. 2010.

12. Khan F. LTE for 4G Mobile Broadband: Air Interface Technologies and Performance. Cambridge Univ. Press, 2009.

13. Doann C. H. Millimeterwave CMOS Design // IEEE J. Solid-States Circuits. Jan. 2005.

14. Millimeter wave Propagation: Spectrum Management Implications // FCC, Office of Eng. And Tech. Bulletin № 70. July. 1997.

15. Pozar D. M. Microwave Engineering. 3rd ed. Wiley, 2005.

References

1. Voskresenskij D. I., Gostjuhin V. L., Maksimov V. M., Ponomarjov L. I. *Ustrojstva SVCh i antenny* [Microwave ovens devices and antennas]. Moscow, Radiotekhnika Publ., 2006. 250 p.
2. Trifanov I. V., Oborina L. I., Ismailov B. N. *Metody razrabotki konstruktorsko-tehnologicheskikh reshenij i obespechenie kachestva pri izgotovlenii volnovodnyh jelementov KVCh – diapazona* [Methods of development of design-technology decisions and ensuring quality at production of the KVCh waveguide elements – range]. Krasnoyarsk, SibSAU Publ., 2010, p. 51–54.
3. Oborina L. I., Ismailov B. N., Sterehov I. V., Trifanov I. V. [Technological maintenance of quality at manufacturing of multichannel wave guides EHF of the range]. *Vestnik SibGAU*. 2010, no. 4 (25), p. 99–103. (In Russ.)
4. Bahrah L. D. *Metody izmerenij parametrov izluchajushchih sistem v blizhnej zone* [Methods of measurements of parameters of radiating systems in a near zone]. Leningrad, Nauka Publ., 1985, 272 p.
5. Hansen T. B. Formulation of Planar Near-Field Scanning for Time-Domain Electromagnetic Fields. *Report for ESTEC*, October 1994.
6. Kupric V. Ju., Meshherjakov A. A., Sharygin G. S. [Modelling of characteristics of an orientation of antenna lattices with Vivaldi's elements on land routes]. *Doklady TUSURa*, № 3 (29), 2013, p. 24–28. (In Russ.)
7. Bystrov R. P., Samojlov S. I., Sokolov A. V. [Application of millimetric waves in communication systems]. *Zarubezhnaja jelektronika*. 1999, № 10, p. 60–70. (In Russ.)
8. Beckij R. P., Jaremenko Ju. G. [Millimetric waves and perspective areas of their application]. *Zarubezhnaja radiojelektronika*. 2002, № 5, p. 42–50. (In Russ.)
9. Trifanov I. V., Halimanovich V. I. [Possibilities of creation of the microwave ovens and KVCh multirange antenna-feeder devices of ranges]. *Vestnik mashinostroenija*. 2004, № 7, p. 30–36. (In Russ.)

10. Zhouju Pi., Faruh Han. Introduction in widely band communication systems of millimetric range. *IEEE Communication Magazine*. 2011, Vol. 49, no. 6, p. 101–107.
11. White paper c11-481360, “Cisco Visual Networking Index: Forecast and Methodology”, June 2010.
12. Khan F. LTE for 4G Mobile Broadband: Air Interface Technologies and Performance. *Cambridge Univ. Press*, 2009.
13. Doann C. H. Millimeterwave CMOS Design. *IEEE Journal Solid-States Circuits*, Jan., 2005.
14. Millimeter wave Propagation: Spectrum Management Implications. *FCC, Office of Eng. And Tech.*, Bulletin no. 70, July, 1997.
15. Pozar D. M. Microwave Engineering, 3rd ed. Wiley, 2005.

© Бакин А. М., Трифанов И. В.,
Оборина Л. И., Исмаилов Б. Н., 2014