

АНТЕННАЯ РЕШЕТКА ВЫТЕКАЮЩЕЙ ВОЛНЫ

В. А. Калошин¹, К. Т. Нгуен²

¹ Институт радиотехники и электроники им. В.А.Котельникова Российской академии наук, 125007, г. Москва, ул. Моховая д. 11, стр.7.

² Московский физико-технический институт (ГУ), 141700, Московская обл., г. Долгопрудный, Институтский пер. 9

Статья поступила в редакцию 14 января 2019 г.

Аннотация. Предложена и исследована фазированная антенная решетка с одномерным фазовым сканированием, содержащая две плоских решетки полых прямоугольных волноводов вытекающей волны с полупрозрачной узкой стенкой. Полупрозрачная стенка выполнена в виде решетки цилиндрических проводников. Плоские решетки расположены под углом друг к другу и в месте стыка возбуждаются линейной фазированной решеткой прямоугольных волноводов. Для реализации синфазного фронта с равномерным амплитудным распределением период решетки цилиндрических проводников увеличивается, а размер широкой стенки волновода вытекающей волны уменьшается в направлении ее распространения по найденному закону. С использованием численного моделирования на основе метода конечных элементов исследованы зависимости коэффициента усиления антенной решетки от частоты и угла сканирования.

Ключевые слова: фазированная антенная решетка, волновод вытекающей волны, численное моделирование.

Abstract. A phased array antenna with one-dimensional phase scanning, containing two flat arrays of a hollow rectangular leaky-wave waveguide with a translucent narrow wall, was proposed and investigated. The translucent wall is made in the form of a lattice of cylindrical conductors. Flat arrays are angled to each other and, at the interface, are excited by a linear phased array of rectangular waveguides. To realize an in-phase front with a uniform amplitude distribution, the lattice period of cylindrical conductors increases, and the size of the wide wall of the leaky-wave waveguide decreases in the direction of its propagation according to the found law. Using numerical

simulation based on the finite element method, the dependences of the gain of the antenna array on the frequency and scan angle are investigated. The maximum value of the antenna array efficiency is more than 0.9, the frequency band at the 0.7 efficiency level is more than 5%. The maximum value of the antenna array efficiency is more about 0.9, the frequency band at the 0.7 efficiency level is more than 5%. Scanning sector by the level of the gain dropping - 3 dB is more 50 degrees.

Keywords: phased array antenna, leaky-wave waveguide, numerical simulation.

В ряде работ рассмотрены плоские волноводно-щелевые антенные решетки с одномерным фазовым сканированием. Оси волноводов решетки при этом расположены в плоскости, ортогональной плоскости фазового сканирования, а в волноводах возбуждается стоячая волна. Для формирования синфазного излучения щели в волноводах в этом случае расположены с периодом, равным половине длины волны в волноводе [1]. Недостатком такой конструкции является узкая полоса частот и увеличенные тепловые потери по сравнению с решетками из волноводов вытекающей волны (ВВВ), излучающих на -1 гармонике [2]. Однако в последнем случае решетка сканирует с частотой, что в ряде приложений является нежелательным. Широкую полосу частот может обеспечить гибридная система из линейной фазированной решетки и параболического цилиндра [3], однако при этом увеличиваются габариты антенны и возникают дополнительные потери на «перелив» энергии мимо зеркала, в связи с чем, коэффициент использования поверхности (КИП) антенны оказывается невысоким.

Целью данной работы является расширение полосы частот и повышение величины КИП волноводно-щелевой решетки с фазовым сканированием в одной плоскости по сравнению с резонансной решеткой.

Предлагаемая конструкция (рис.1) содержит две плоские волноводно-щелевые решетки, которые расположены под углом друг к другу и в месте стыка возбуждаются линейной фазированной решеткой из открытых концов

прямоугольных волноводов. Размер узких стенок всех волноводов b , а размер a широкой стенки ВВВ и период p расположения поперечных щелей меняются вдоль волновода, что обеспечивает переменную прозрачность одной из стенок ВВВ и, при надлежащем выборе законов их изменения, равномерное по его длине излучение плоской волны. Конструктивно полупрозрачная стенка образована решеткой круглых проводников.

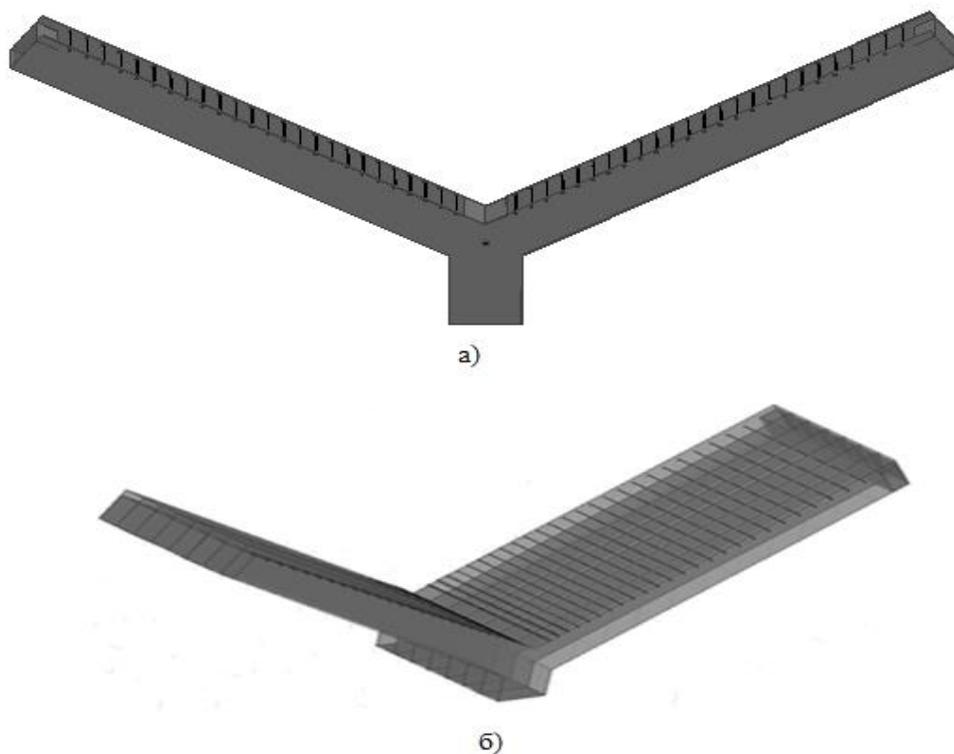


Рис. 1. а) элемент решетки б) общий вид антенной решетки.

Прежде всего, исследуем дисперсионные характеристики ВВВ (рис.2а) с использованием метода конечных элементов (МКМ) и резонаторной модели ВВВ [4]. В этой модели исследование дисперсионных характеристик сводится к исследованию одной ячейки, длиной, равной периоду p расположения проводников (рис.2б). Для определенности выберем размер $b=3.4$ мм, радиус проводника $0,1$ мм. Материал ВВВ и проводников – медь.

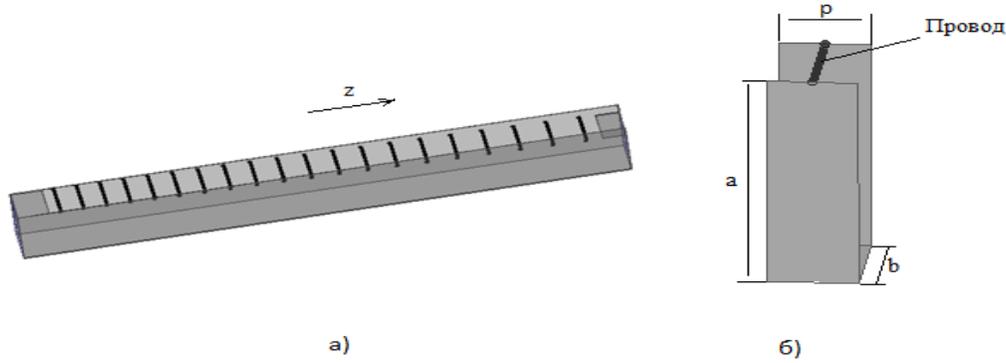


Рис. 2 а) волновод вытекающей волны б) ячейка.

Зависимости нормированной на волновое число в вакууме $k=2\pi/\lambda$ (λ – длина волны) действительной части постоянной распространения β и ее мнимой части α (постоянной затухания), связанной главным образом с излучением вытекающей волны, от величины периода p показаны на рис.3,4 кривыми 1, 2, 3 и 4, которые соответствуют размеру широкой стенки $a=0.5$ см, 0.55см, 0.6 см и 0.72 см.

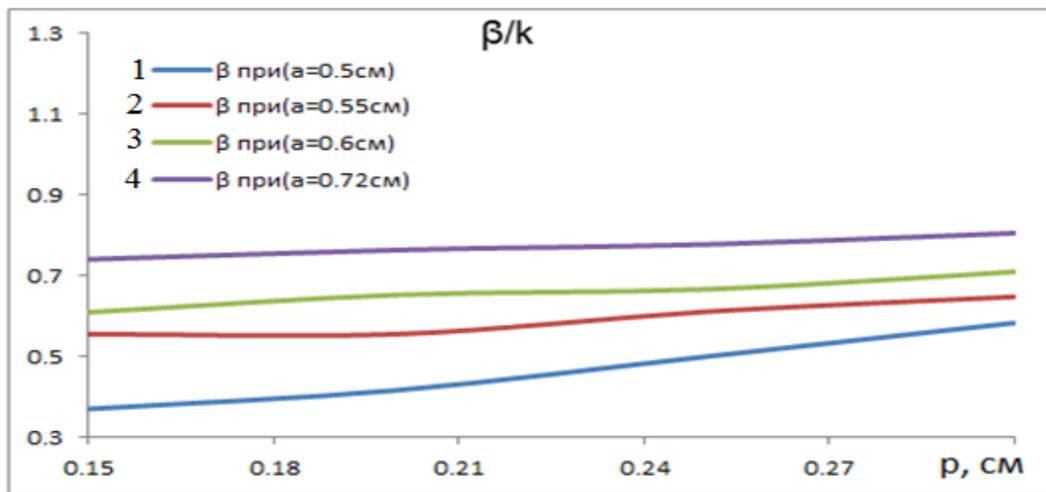


Рис. 3. Зависимость постоянной распространения β/k от периода.

На рис. 3 видно, что при изменении периода p значение β/k существенно меняется. Таким образом, для получения равномерного амплитудного распределения вдоль ВВВ нам нужно менять величину периода, однако при этом

меняется постоянная распространения β . Следовательно, для формирования синфазного фронта излучения и, соответственно, обеспечения постоянной величины β вдоль ВВВ нужно изменять размер широкой стенки a .

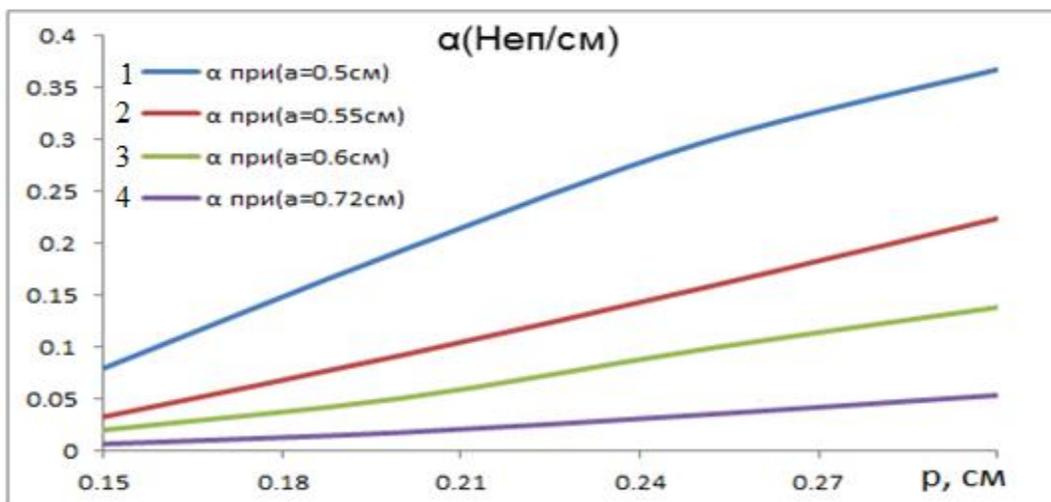


Рис. 4. Зависимость постоянной затухания α от периода.

Дальнейшее исследование показало, что для этого с достаточной точностью надо менять величину a по линейному закону (линия 1 на рис.5). Как видно на рис.5, постоянная распространения β (кривая 3 на рисунке) при этом практически не меняется. Зависимость постоянной затухания α от периода на рисунке показана кривой 2.

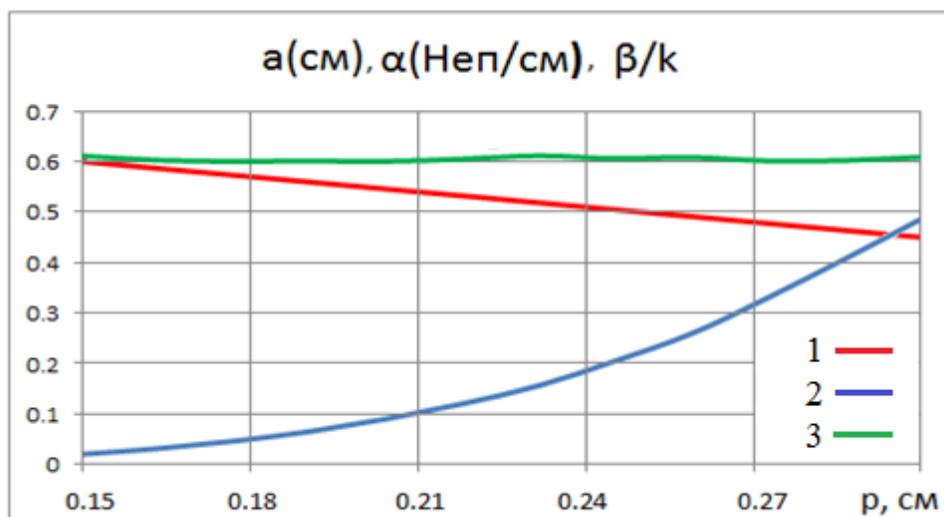


Рис. 5. Зависимости параметров ВВВ от периода.

Для определения зависимости постоянной затухания α от z воспользуемся известной формулой [5], связывающей зависимость $\alpha(z)$ с амплитудным распределением излученного поля $A(z)$:

$$2.\alpha(z) = \frac{|A(z)|^2}{\int_z^L |A(z)|^2 dz + \frac{P(L)}{P(0) - P(L)} \cdot \int_0^L |A(z)|^2 dz} \quad (1)$$

где $P(z)$ - мощность вытекающей моды в точке z внутри ВВВ, L - длина ВВВ. С целью реализации максимальной величины КИП будем синтезировать равномерное амплитудное распределение $|A(z)|=1$. Подставляя в (1) значения $L=100$ мм , $P(0)=1$ и $P(L)=0.1$, получаем $\alpha(z) = 0.45/(100 - 0.9z)$.

На рис. 6 кривой 1 показана зависимость $\alpha(z)$, рассчитанная по полученной формуле. Кривой 2 на рисунке показана зависимость $p(z)$, найденная с учетом зависимости $\alpha(p)$, приведенной на рис.5.

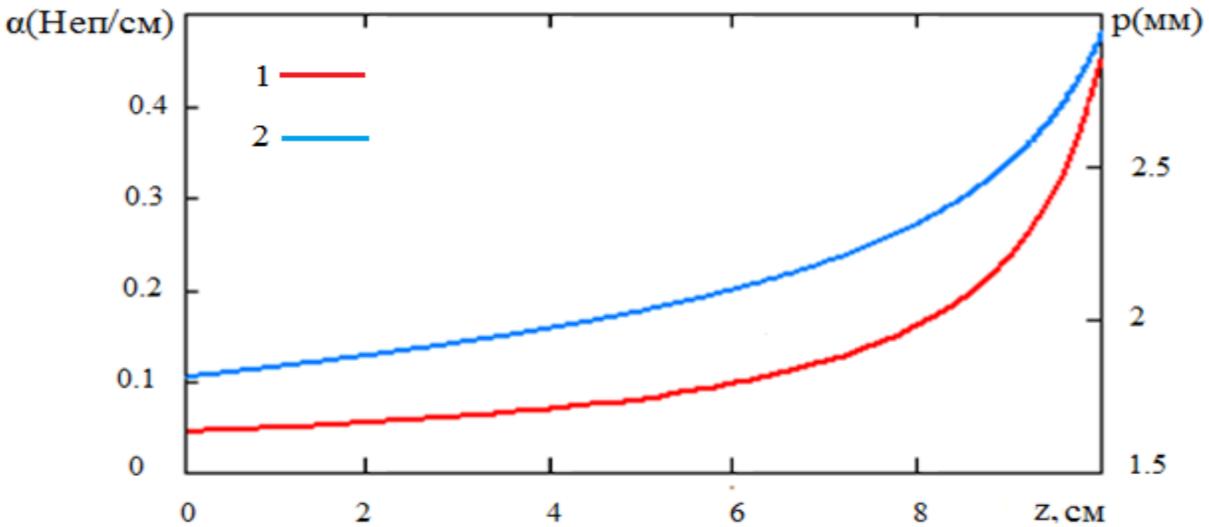


Рис. 6. Зависимости постоянной затухания и периода от координаты z .

На рис.7 кривая 1 показана зависимость нормированного распределения электрического поля на расстоянии $\lambda/4$ от апертуры ВВВ с периодом $p(z)$, найденная с использованием МКМ.. Здесь $\lambda = 10$ мм - длина волны в свободном

пространстве на частоте 30 ГГц. На рис.7 видно, что распределение излученного поля вблизи краев ВВВ имеет достаточно большие колебания. С целью уменьшения амплитуды этих колебаний далее была проведена коррекция функции $p(z)$. Распределение электрического поля на расстоянии $\lambda/4$ от апертуры ВВВ со скорректированным периодом $p(z)$ приведено на рис.7 кривой 2.

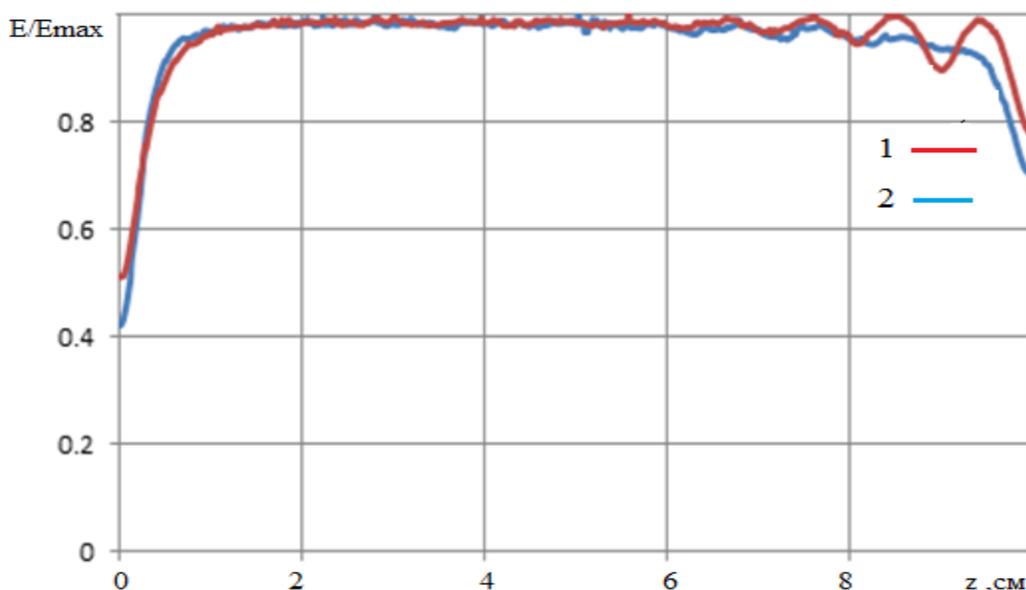


Рис. 7. Нормированное распределение электрического поля вдоль апертуры ВВВ на расстоянии $\lambda/4$.

На рис.7, кривая 1 показана зависимость нормированного распределения электрического поля на расстоянии $\lambda/4$ от апертуры ВВВ с периодом $p(z)$, найденная с использованием МКМ.. Здесь $\lambda = 10$ мм - длина волны в свободном пространстве на частоте 30 ГГц. На рис.7 видно, что распределение излученного поля вблизи краев ВВВ имеет достаточно большие колебания. С целью уменьшения амплитуды этих колебаний далее была проведена коррекция функции $p(z)$. Распределение электрического поля на расстоянии $\lambda/4$ от апертуры ВВВ со скорректированным периодом $p(z)$ приведено на рис.7 кривой 2.

На рис.8 кривой 1 показана зависимость нормированного распределения электрического поля внутри ВВВ с зависимостью $p(z)$, показанной на рис.6, а

кривой 2- внутри ВВВ со скорректированной зависимостью $\rho(z)$. На рис. 9. кривыми 1и 2 показаны соответствующие диаграммы направленности ВВВ в Н плоскости.

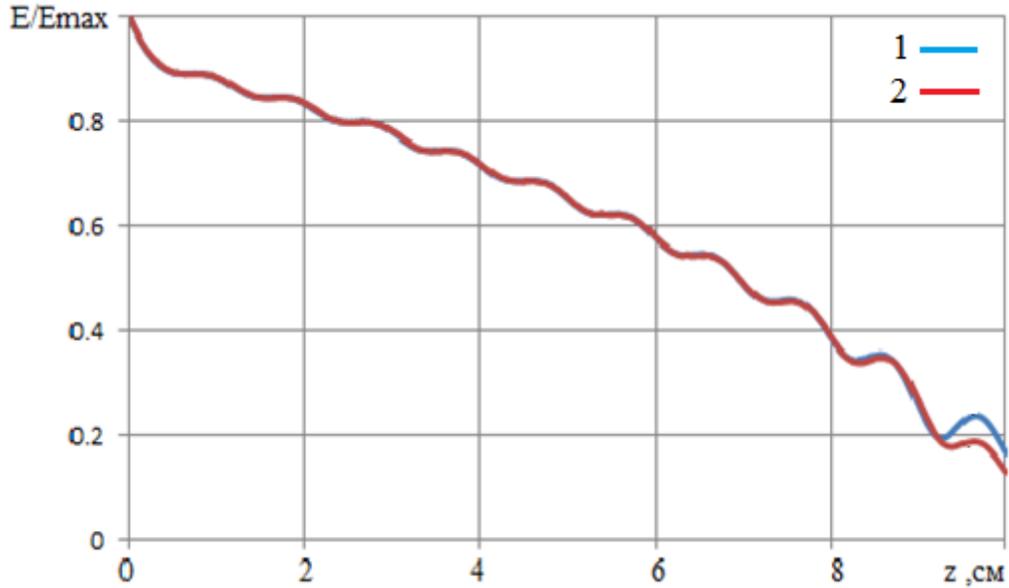


Рис. 8. Нормированное распределение электрического поля внутри ВВВ

Как видно на рисунке 8, кривые 1,2 близки к друг другу и описывают почти линейное падение поля вытекающей волны внутри ВВВ до уровня около -15 дБ.

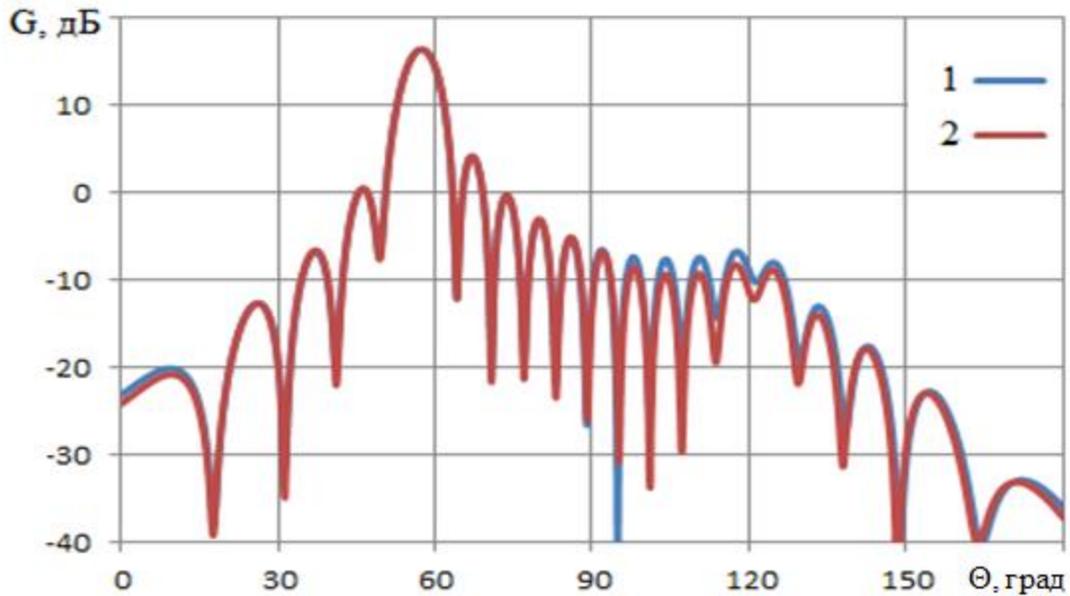


Рис. 9. Диаграмма направленности ВВВ в Н-плоскости

Диаграммы направленности ВВВ (кривые 1, 2) на рис.9 также близки друг к другу и к диаграмме направленности линейного источника с равномерным амплитудным распределением.

Далее, с использованием МКМ было проведено электродинамическое моделирование антенной решетки (рис.1б) из семи Y- образных элементов(рис. 1а) с параметрами ВВВ, исследованного выше и скорректированной зависимостью $p(z)$. Выходные волноводы Y- образных элементов расположены под углом 118 градусов. Для согласования Y- образного разветвления использовался согласующий цилиндр диаметром 0.1 мм, расположенный во входном волноводе сечением 6x3.4 мм на расстоянии 2.8 мм перпендикулярно широкой стенке.

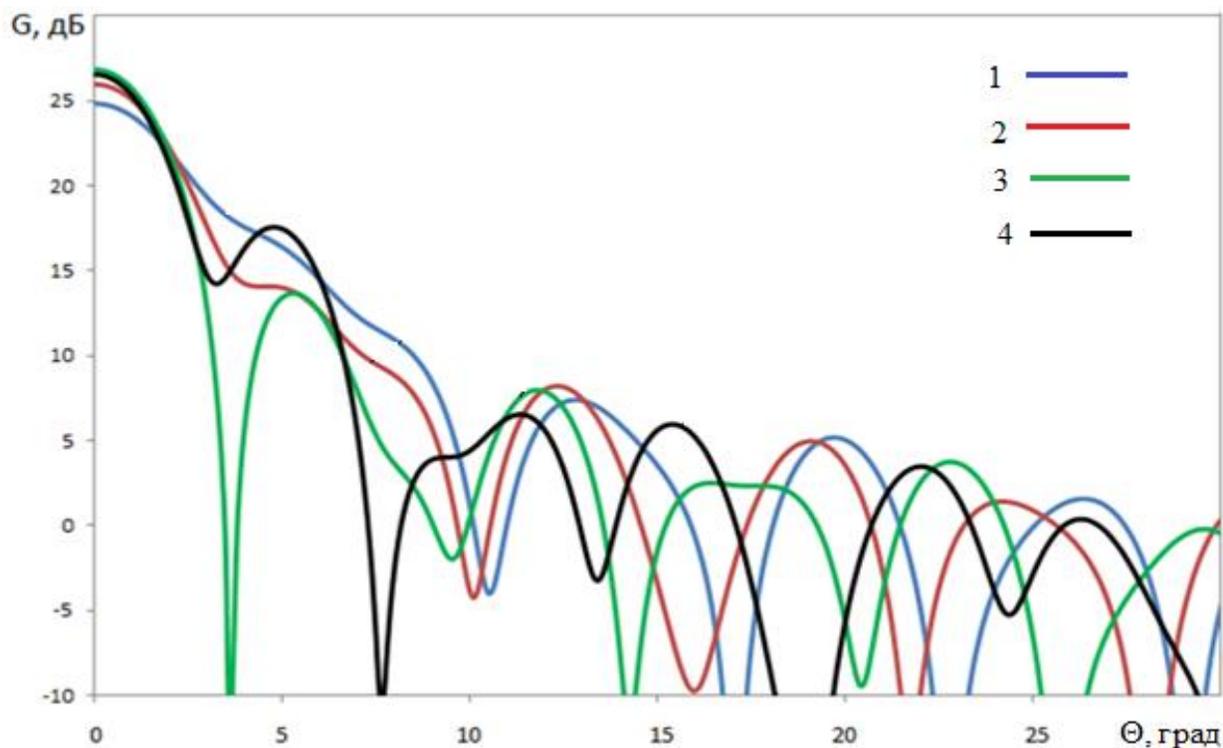


Рис. 10. Диаграммы направленности антенной решетки в H- плоскости

На рис. 10 показаны результаты моделирования диаграммы направленности антенной решетки в H-плоскости на частоте 29.65 ГГц (кривая 1), 30 ГГц (кривая 2), 30.5 ГГц (кривая 3) и 31 ГГц (кривая 4).

Как видно на рисунке, на частоте 30.5 ГГц коэффициент усиления антенной решетки максимален, а уровень первого бокового лепестка – минимален.

Диаграммы направленности антенной решетки в Е- плоскости для разных углов сканирования приведены на рис.11 кривой 1 для излучения по нормали, кривой 2 – при отклонении на 20 градусов , кривой 3 – при отклонении на 30 градусов и кривой 4 –при отклонении на 40 градусов.

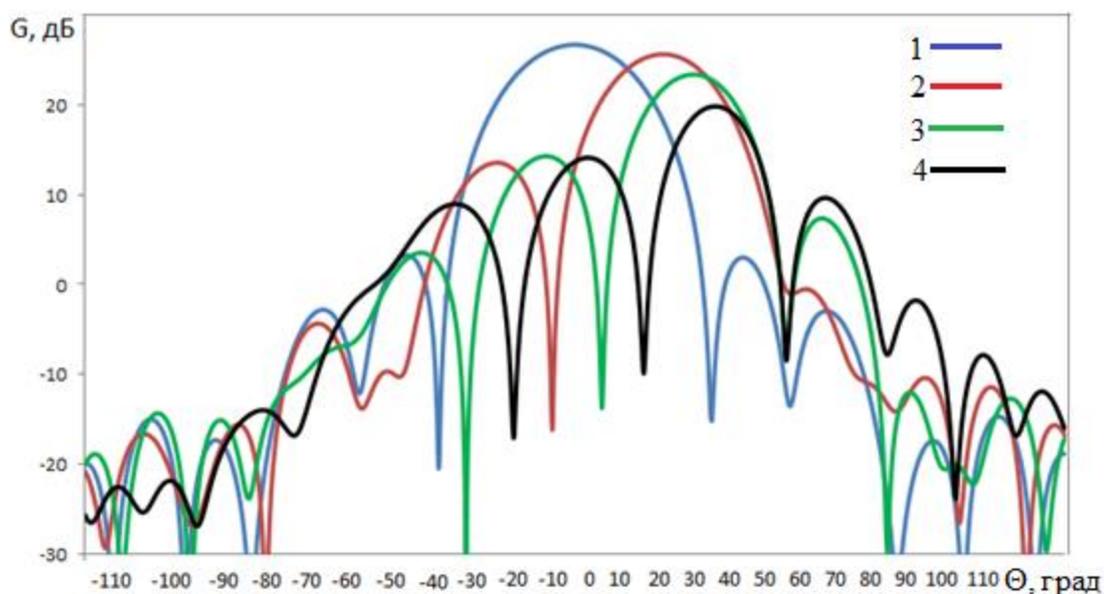


Рис. 11. Диаграммы направленности антенной решетки в Е плоскости в режиме сканирования

На рис.11 видно существенное падение коэффициента усиления при увеличении угла сканирования, что объясняется фазовыми aberrациями, связанными с неплоской формой поверхности решетки.

Зависимости коэффициента усиления и величины КИП антенной решетки от частоты при излучении по нормали показаны на рис. 12 кривой 1 и 2, соответственно. Видно, что максимальное значение величины КИП примерно равно 0.9, полоса частот по уровню КИП = 0.7 более 1.6 ГГц, а относительная полоса - более 5%.

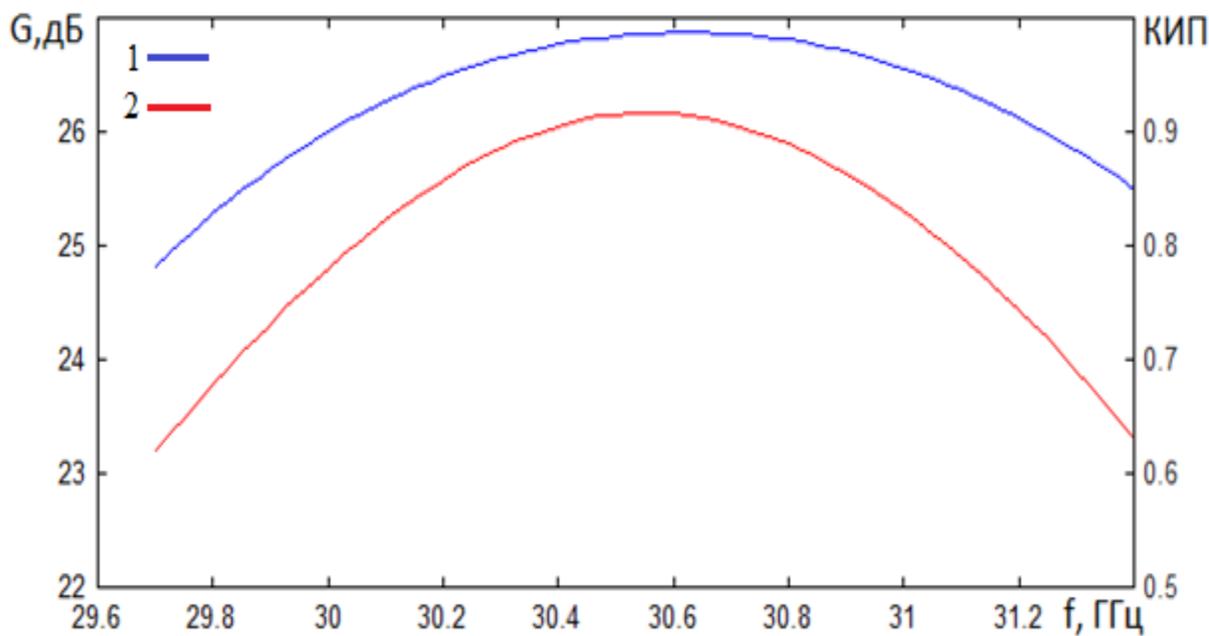


Рис. 12. Зависимости коэффициента усиления и КИПа от частоты

В заключение следует отметить очень высокий уровень величины КИП и достаточно широкую полосу частот предложенной и исследованной антенной решетки.

Вопрос об уменьшении потерь коэффициента усиления при больших углах сканирования в данной работе не рассматривается.

Основные результаты работы опубликованы в [6].

Литература

1. Erio Gandini and others. SIW Slotted Waveguide Array with Pillbox Transition for Mechanical Beam Scanning. // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. Vol.11. P1572 – 1575.
2. Калошин В.А., Фролова Е.В. Радиообъектив с частотно-фазовым сканированием на основе волноводно-щелевой решётки вытекающей волны // Журнал радиоэлектроники. 2018. №3. <http://jre.cplire.ru/jre/mar18/3/text.pdf>.

3. Сканирующие антенные системы. Т.3. Перевод с английского под ред. Г.Т.Маркова и А.Ф.Чаплина. М.: Сов. Радио.1971. Microwave scanning antennas. V.3. Academic Press.1966.
4. В. И. Калиничев, А. А. Бабаскин. Метод расчета постоянной распространения вытекающей моды в волноводах со щелями // Журнал радиоэлектроники. 2015. № 7. <http://jre.cplire.ru/jre/jul15/2/text.pdf>.
5. К. Уолтер. Антенны бегущей волны. Пер. с англ. под ред. А. Ф. Чаплина. М.: Энергия. 1970. К. Walter. Traveling wave antennas. NY.,McGraw-Hill.1965.
6. В.А.Калошин, К. Т. Нгуен. Антенная решетка вытекающей волны.VI Всеросс. Микроволной конф. Доклады. М. : ИРЭ им. Котельникова РАН. 2018 г. V.A. Kaloshin, C.T. Nguyen. Leaky-wave antenna array . VI Vseross. Microwave Conf. Reports. М.:Kotelnikov IRE of RAS. 2018.

Для цитирования:

В. А. Калошин, К. Т. Нгуен. Антенная решетка вытекающей волны. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2019. №1. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/jan19/14/text.pdf>
DOI 10.30898/1684-1719.2019.1.14