

## АНТЕННО-ФИДЕРНЫЕ СИСТЕМЫ

УДК 621.396.67

### МОДЕЛИРОВАНИЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ЛИНЕЙНОЙ БИФОКАЛЬНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

© 2023 г. С. Е. Банков<sup>а</sup>, \*, Е. В. Фролова<sup>а</sup>, В. И. Калинин<sup>а</sup>

<sup>а</sup> Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН,  
ул. Моховая, 11, стр. 7, Москва, 125009 Российская Федерация

\*E-mail: sbankov@yandex.ru

Поступила в редакцию 24.03.2021 г.

После доработки 24.03.2021 г.

Принята к публикации 30.04.2021 г.

Рассмотрена сфокусированная в зоне Френеля бифокальная линейная решетка вытекающей волны. Параметры структуры обеспечивают идеальную фокусировку поля в двух точках, соответствующих двум разным частотам. В рамках приближенной теории антенных решеток проведен анализ бифокальной решетки, исследованы форма дуги частотного сканирования и распределение поля в фокальном пятне. Для полосковой решетки с щелевыми излучателями выполнено электродинамическое моделирование. Представлены параметры рассеяния решетки и ее характеристики излучения. Обсуждаются особенности конструкции полосковой антенны, обеспечивающие уменьшение влияния эффекта нормали. Приведены результаты экспериментального исследования полосковой бифокальной решетки. Показана возможность реализации симметричной дуги сканирования и достижения низкого уровня оптических aberrаций.

DOI: 10.31857/S0033849423010011, EDN: CCCGFN

#### 1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Антенные решетки, сфокусированные в зоне Френеля, активно исследуются в последнее время. Интерес к ним обусловлен перспективными применениями в системах радиоидентификации, неразрушающего контроля, передачи энергии, медицине и т.д. [1–6]. Среди таких решеток выделяются решетки с частотным сканированием, принадлежащие к классу антенн бегущей волны [6, 7, 9–12]. Излучающие структуры этого типа не используют управляемые или активные элементы и, следовательно, они сочетают сравнительно малую стоимость с электронным сканированием направления излучения, возникающим при изменении частоты сигнала.

Для фокусировки излучения в зоне Френеля могут быть использованы различные виды антенн бегущей волны, среди которых можно выделить изогнутый волновод [7], радиальную линию [8], прямолинейный нерегулярный волновод с переменной постоянной распространения [9, 10], а также волновод с переменным периодом расположения излучателей [11, 12]. В работах [9, 10] режим частотного сканирования был исследован для случая линейной антенны вытекающей волны на основе плоского волновода с непрерывной продольной щелью переменной ширины. Сфокусированная двумерная волноводно-щелевая ре-

шетка с излучателями из парных продольных щелей в широкой стенке волновода была исследована в [11, 12].

Интересным применением антенн, способных фокусировать поле в зоне Френеля, является обзор некоторой области пространства и построение ее радиояркой картины. Антенны бегущей волны весьма перспективны для этих целей в силу их сравнительно малой стоимости и возможности электронного сканирования, что выгодно отличает их от очень дорогих фазированных антенных решеток. Отметим, что качество радиовизуализации критически зависит от фазовых aberrаций и формы дуги сканирования – траектории, вдоль которой движется фокальное пятно при изменении частоты.

Антенны, исследованные в работах [7–12], принадлежат к классу однофокальных структур. Они имеют одну точку идеальной фокусировки на центральной частоте диапазона сканирования. При изменении частоты фокальное пятно движется вдоль дуги сканирования. Идеальная фокусировка на всех частотах рабочего диапазона не может быть достигнута, что ведет к появлению aberrаций. Типовая структура однофокальной антенны также не позволяет управлять формой дуги сканирования, так как заданное положение фокуса может быть обеспечено только на одной частоте. В результате в вариантах, рассмотренных

в работах [9, 11], дуга сканирования имеет несимметричную относительно центра решетки форму, что неудобно для построения радиоизображения.

Вообще говоря, в оптимальном варианте система радиовидения требует использования двумерных сфокусированных антенн. Однако применение одномерных решеток также возможно, например, как части креста Милса [13], состоящего из двух линейных решеток. Кроме того, следует отметить, что при проектировании одномерных и двумерных решеток сталкиваются с решением сходных проблем, связанных с уменьшением aberrаций и коррекцией формы дуги сканирования. Поэтому детальное исследование на первом этапе более простой одномерной решетки выглядит логичным и обоснованным.

Данная работа является продолжением [14], в которой предложена линейная решетка с двумя точками фокусировки и обсуждаются вопросы ее синтеза и в меньшей степени анализа. Основное внимание в предлагаемой работе уделяется электродинамическому моделированию решетки и ее экспериментальному исследованию. Моделирование выполнено в рамках приближенной элементарной теории антенных решеток [15], не учитывающей эффекты взаимного влияния излучателей, и при помощи строгого численного решения граничной задачи в системе HFSS (<https://ansys.com>).

Отметим, что предложенная в работе [14] методика позволяет синтезировать решетку в общем виде, не определяя конструкции линии передачи и вида элементарного излучателя. Результатом синтеза служат обобщенные параметры структуры: коэффициенты замедления отрезков линий передачи, соединяющих соседние излучатели, и расстояния между ними. Для выполнения электродинамического анализа и экспериментального исследования необходимо определить конструкции всех элементов решетки. В качестве линии передачи была выбрана симметричная полосковая линия, а в качестве излучателей – направленные вдоль оси решетки продольные щели.

## 2. СИНТЕЗ СТРУКТУРЫ

Синтезируемая решетка схематично показана на рис. 1. Она состоит из линии передачи длиной  $L$ , направленной вдоль оси  $Oy$ , и последовательно включенных в нее излучателей, которые располагаются вдоль оси аperiодически, причем расстояние между  $n - 1$  и  $n$ -м излучателями обозначено как  $P_n$ . В рамках методики синтеза [14] единая линия передачи рассматривается как последовательность отрезков линий, соединяющих соседние излучатели. При этом предполагаем, что отрезки линий имеют разные постоянные распространения  $\gamma_n$ .

Более удобным параметром, описывающим линию передачи, является ее коэффициент за-

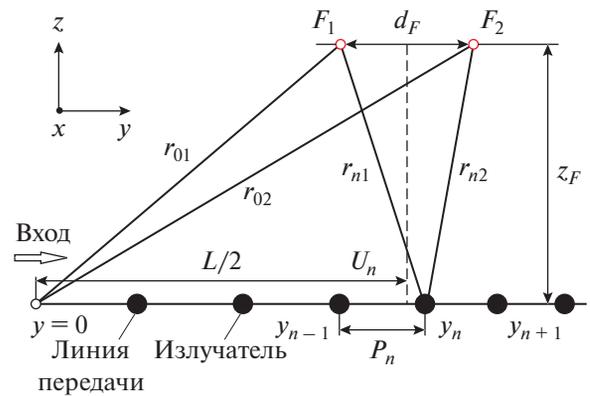


Рис. 1. Схема бифокальной решетки.

медления  $U_n = \gamma_n/k$ , где  $k$  – волновое число свободного пространства, используемый ниже вместо постоянной распространения  $\gamma_n$ . Параметры  $U_n, P_n$  определяются в результате синтеза решетки в предположении об отсутствии частотной дисперсии в линии передачи, что означает независимость коэффициента замедления от частоты.

Уравнения синтеза выведены из условия синфазности лучей, исходящих из всех излучателей и приходящих в точки  $F_{1,2}$ , которые являются фокусами решетки. Они имеют одинаковые координаты  $z_F$  по оси  $Oz$  и разнесены на расстояние  $d_F$  по оси  $Oy$ . Фокальное пятно попадает в указанные точки на частотах  $f_{1,2}$ . Параметры  $z_F, d_F$  и  $\Delta f = f_2 - f_1$  являются исходными параметрами синтеза.

На рис. 2 представлены результаты синтеза бифокальной решетки для  $d_F = 320, 340, 360, 380, 400$ ,  $\Delta f = 1.4$  ГГц (рис. 2а), и для  $\Delta f = 1.6, 1.4, 1.2, 1.0$  ГГц,  $d_F = 320$  (рис. 2б). Все размеры здесь и далее приводятся в миллиметрах.

Из рис. 2а, 2б хорошо видна одна из главных особенностей бифокальной антенны, состоящая в том, что для получения двух точек идеальной фокусировки необходимо использование линий передачи с достаточно большим коэффициентом замедления, а это исключает возможность применения полых металлических волноводов с быстрыми волнами.

Говоря о коэффициенте замедления, нужно отметить, что отрезок линии передачи, соединяющий соседние излучатели, необязательно должен быть прямолинейным. Он может быть изогнут таким образом, что длина соединительной линии  $L_n$  будет больше расстояния  $P_n$ . В этом случае набег фазы на изогнутом участке линии увеличивается в  $L_n/P_n$  раз по сравнению с набегом фазы на прямолинейном участке длиной  $P_n$ . Этот фактор ниже будем использовать при проектировании полосковой бифокальной решетки.

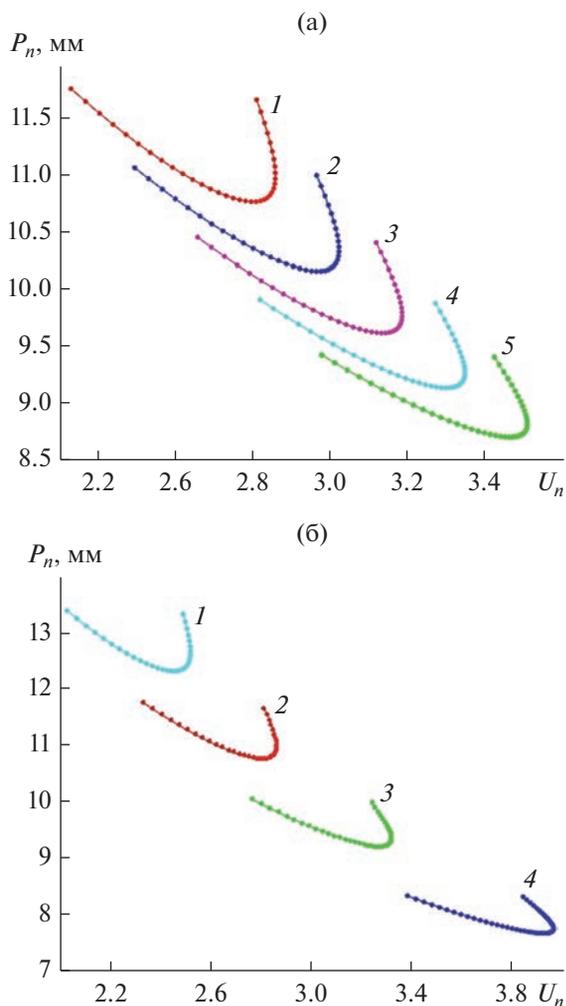


Рис. 2. Результаты синтеза бифокальной решетки: а)  $d_F = 320$  (1), 340 (2), 360 (3), 380 (4), 400 (5); б)  $\Delta f = 1.6$  (1), 1.4 (2), 1.2 (3), 1.0 ГГц (4).

### 3. ПРИБЛИЖЕННАЯ МОДЕЛЬ АНТЕННЫ

Как показывает практика разработки сложных антенных структур, для построения эффективного процесса их проектирования необходимо использовать модели разных уровней строгости. Приближенные модели применяются в тех случаях, когда необходимо быстро оценить качественное поведение объекта разработки, понять тенденции и основные зависимости его показателей качества от параметров. Строгие электродинамические модели целесообразно использовать на более поздних этапах, когда необходимы точные количественные оценки.

Построение приближенной модели бифокальной решетки основано на применении элементарной теории, в рамках которой не учитывается взаимодействие излучателей, которые представляются источниками с заданной амплитудой  $A_n$  и фазой  $\varphi_n$ . Расположение источников задается

процедурой синтеза решетки, а их фазы следуют из полученных значений коэффициентов замедления:

$$\varphi_n = -k \sum_{m=1}^n U_m P_m, \quad n = 1, 2, \dots, N, \quad \varphi_0 = 0. \quad (1)$$

Амплитудное распределение источников зависит от связи каждого излучателя с линией передачи. В простейшем случае постоянной связи имеет место экспоненциальное распределение:

$$A_n = \exp(-\alpha n), \quad (2)$$

где  $\alpha$  – затухание волны на периоде решетки. Оно может быть задано достаточно произвольно. Для эквидистантной решетки, сфокусированной в дальней зоне, известно оптимальное значение затухания, обеспечивающее максимальный коэффициент использования поверхности антенны [16].

Следует отметить, что выбор конкретного значения параметра  $\alpha$  не имеет большого значения для построения приближенной модели, так как он относительно слабо влияет на расположение фокального пятна, которое преимущественно определяется фазовым распределением (1). От амплитудного распределения зависит общая излученная мощность, а также распределение поля в фокальном пятне. Приближенная теория описывает эти характеристики с погрешностью вне зависимости от точности задания затухания. Основная цель построения приближенной модели состоит в расчете дуги сканирования. Как будет показано ниже, она удовлетворительно решает эту задачу.

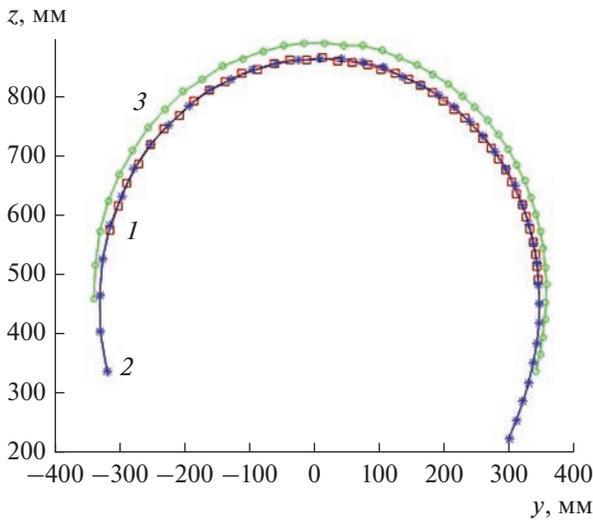
В качестве излучателя был выбран виртуальный всенаправленный элементарный источник с изотропной диаграммой направленности. Далее, используя функцию Грина свободного пространства, можем рассчитать поле излучения, интенсивность  $V(x, y, z)$  которого в скалярном приближении выражается следующим образом:

$$V(x, y, z) = \sum_{n=0}^N A_n \frac{\exp(i\varphi_n - ikr_n(x, y, z))}{r_n(x, y, z)}, \quad (3)$$

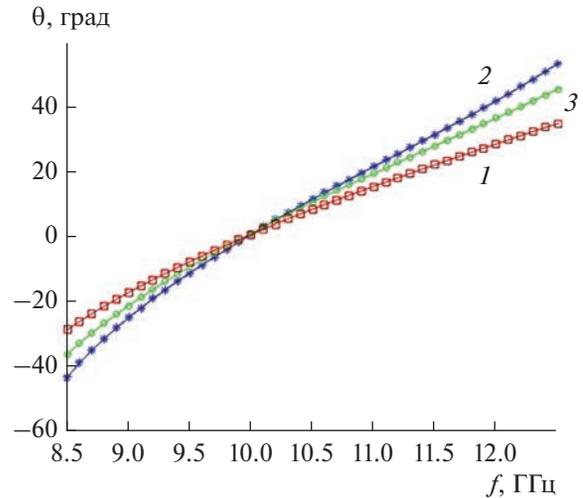
$$r_n(x, y, z) = \sqrt{x^2 + (y - y_n)^2 + z^2},$$

где  $x, y, z$  – координаты точки наблюдения.

В рамках этих приближений в диапазоне частот 8.5...12.5 ГГц был проведен расчет поля излучения синтезированной решетки длиной  $L = 400$  и расстоянием до фокальных точек  $z_F = 800$ . Расчеты проводились для разных значений параметров  $d_F$  и  $\Delta f$ . Центральную частоту  $f_0 = (f_1 + f_2)/2$  выбирали равной 10 ГГц. Далее определяли координаты характерных точек, которые затем использовали для нахождения центра фокального пятна. В качестве характерных точек мы использовали точки, в которых достигает максимума функция  $rV(r)$ , где радиусом  $r$  обозначено расстояние от центра решетки до точки наблюдения. Функция  $rV(r)$  явля-



**Рис. 3.** Дуги сканирования решеток: кривая 1 –  $d_F = 320$ ,  $\Delta f = 1.4$  ГГц, 2 –  $d_F = 320$ ,  $\Delta f = 1.0$  ГГц, 3 –  $d_F = 400$ ,  $\Delta f = 1.4$  ГГц.



**Рис. 4.** Зависимость угловой координаты фокальной точки от частоты: кривая 1 –  $d_F = 320$ ,  $\Delta f = 1.4$  ГГц, 2 –  $d_F = 320$ ,  $\Delta f = 1.0$  ГГц, 3 –  $d_F = 400$ ,  $\Delta f = 1.4$  ГГц.

ется аналогом направленности в теории антенн, сфокусированных в дальней зоне. Ее использование для нахождения центра фокального пятна на частотах синтеза  $f_{1,2}$  дает координаты, весьма близкие к заданным координатам фокальных точек  $F_{1,2}$ .

На рис. 3 представлены полученные описанным выше методом дуги сканирования, или фокальные кривые решеток с различными параметрами.

Видно, что фокальные кривые 1, 2 у решеток, отличающихся по параметру  $\Delta f$  и имеющих одинаковые расстояния между фокусами, практически совпали. Такое поведение свидетельствует о том, что форма и размеры дуги сканирования хорошо контролируются на этапе синтеза решетки заданием параметра  $d_F$ . Также можно отметить высокую степень симметрии фокальных кривых относительно точки  $y = L/2$ , являющейся центром решетки.

Сектор сканирования, характеризующий размеры области, в которой с помощью данной решетки можно строить радиоизображение, удобно описывать в полярных координатах  $r, \theta$ . Начало координат находится в центре решетки, а точка наблюдения лежит в плоскости  $YOZ$ . Угол  $\theta$  меняется в пределах  $\pm 90^\circ$ . Интересно построить зависимость угловой координаты фокального пятна от частоты, которая представлена на рис. 4. Кривые 1–3 получены для решеток с параметрами, приведенными на рис. 3. Видно, что максимальный сектор сканирования имеет решетка с минимальным параметром  $\Delta f = 1.0$  ГГц. Из рис. 2 следует, что возможность расширения сектора сканирования за счет уменьшения параметра  $\Delta f$  ограничена ростом требуемого коэффициента за-

медления. Без использования данного фактора увеличение сектора сканирования возможно за счет расширения диапазона частот.

#### 4. ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ БИФОКАЛЬНОЙ РЕШЕТКИ

Синтез решетки и построение ее приближенной модели были возможны без детализации конструкции антенны. Выполнение двух следующих этапов исследования требует полного определения ее структуры и параметров. В качестве линии передачи была выбрана симметричная полосковая или просто полосковая линия (ПЛ), а в качестве излучателя – щель в верхнем экране ПЛ.

Элементарная ячейка бифокальной антенны показана на рис. 5. ПЛ выполнена на подложке с относительной диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_r$ . Щель имеет H-образную форму, которая позволяет осуществлять ее настройку без увеличения длины щели.

Элементарная ячейка содержит изогнутый отрезок ПЛ. Выбор расстояния  $l_x$  дает возможность получить требуемое значение коэффициента замедления. Отрезок ПЛ в месте включения щели имеет два небольших шлейфа, предназначенных для согласования щели. Известно, что продольная щель является резонансной структурой, которая может быть описана как параллельный контур, последовательно включенный в линию передачи. На низких частотах его импеданс имеет индуктивный характер, а на высоких – емкостной. Здесь используем относительно короткие щели, у которых резонансная частота лежит выше рабочего

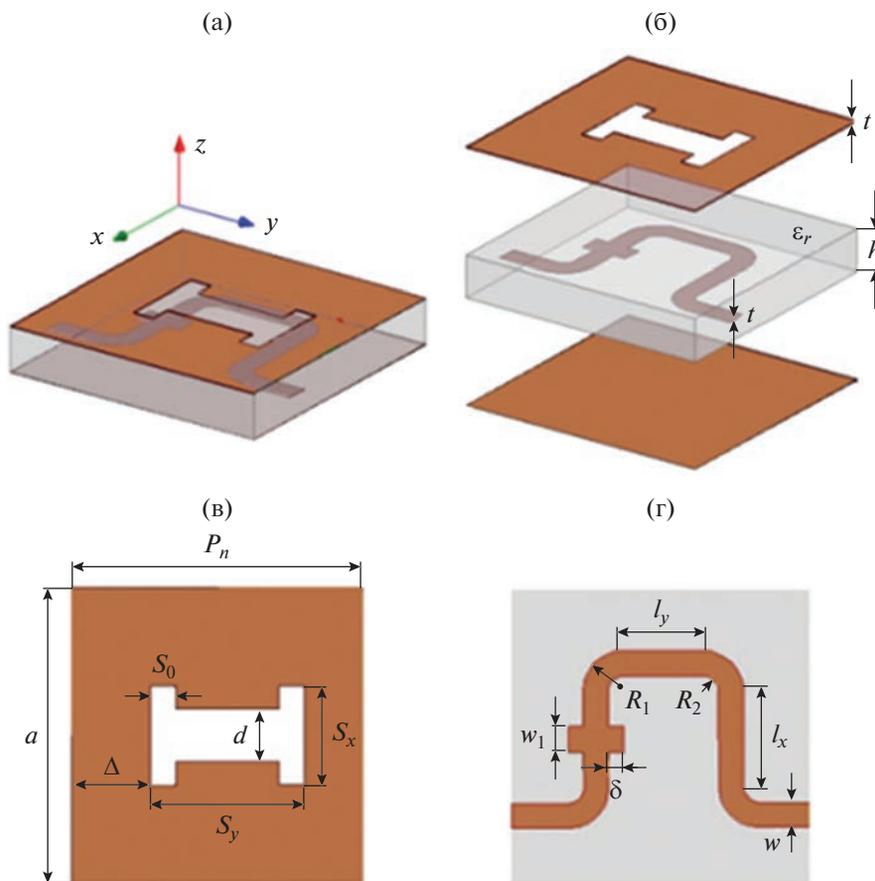


Рис. 5. Элементарная ячейка бифокальной антенны: а – общий вид, б – слои, в – щель, г – полосковая линия.

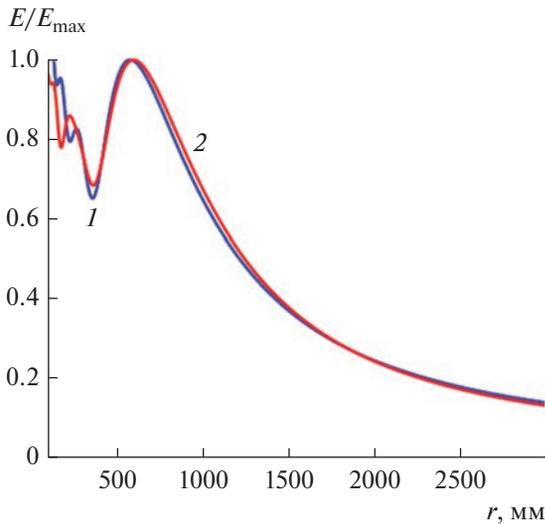
диапазона частот, что обеспечивает индуктивный импеданс щелей. В то же время короткие шлейфы с нагрузкой типа холостой ход имеют емкостной входной импеданс. Комбинация двух сопротивлений разных знаков позволяет уменьшить общий реактивный импеданс структуры на центральной частоте рабочего диапазона до нуля и за счет этого снизить коэффициент отражения от участка линии, нагруженного щелевым излучателем.

Таким образом, исследуемая волноведущая структура содержит три металлических проводника: полосковый проводник шириной  $w$  и два экрана шириной  $a$ . Строго говоря, такая линия передачи имеет две основные волны, распространяющиеся без отсечки. Одна из них – рабочая волна ПЛ, вторая – волна плоского волновода, образованного двумя экранами ПЛ. При отсутствии неоднородностей обе волны ортогональны друг другу и распространяются независимо. Однако на нерегулярностях, нарушающих симметрию структуры, таких как щели, волны могут связываться друг с другом. Данная связь негативно сказывается на характеристиках антенны, и поэтому необходимо принять дополнительные меры для ее подавления.

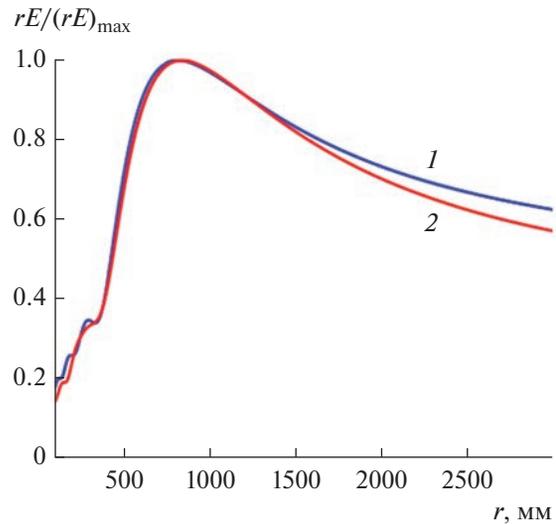
Одним из возможных способов подавления паразитной волноводной волны может быть введение вертикальных металлических стенок при  $x = \pm a/2$  и выбор ширины подложки из условия  $a < \lambda/2(\epsilon_r)^{1/2}$  ( $\lambda$  – длина волны в свободном пространстве). В этом случае волна плоского волновода преобразуется в нераспространяющуюся волну прямоугольного металлического волновода шириной  $a$ , связь с которой не влияет на функционирование антенны.

Мы воспользовались другим способом, состоящим в применении продольных щелей. Волноводная волна имеет исключительно продольные электрические токи, на которые достаточно узкие продольные щели не оказывают заметного влияния. Поэтому связь данной волны со щелями весьма мала. Кроме того, излучающие продольные щели располагались симметрично относительно продольной оси подложки, что дополнительно ослабляет указанную связь, исключая взаимодействие полосковой и волноводной волн.

Для численного моделирования были выбраны следующие параметры решетки: число элементов  $N = 36$ ,  $L_0 = 400$ ,  $z_F = 800$ ,  $d_F = 320$ ,  $f_1 = 9.3$  ГГц,  $f_2 = 10.7$  ГГц, параметры ПЛ и шлейфов:  $\epsilon_r = 2.08$ ,



**Рис. 6.** Нормированное распределение напряженности электрического поля в радиальном направлении на частотах  $f = 9.3$  (1) и  $10.7$  ГГц (2).



**Рис. 7.** Нормированное распределение параметра  $rE$  в радиальном направлении: получено при моделировании в программе HFSS (1) и в рамках приближенной модели (2).

$h = 2, a = 12.0, t = 0.03, w = 1, R_1 = 1.6, R_2 = 0.6, w_1 = 1, \delta = 0.6$ , параметры щелей:  $s_y = 6.2, s_x = 2.5, s_0 = 1, d = 2, \Delta = 3.19$  (см. рис. 5). Длины  $l_{yn}, l_{xn}$  сегментов ПЛ были выбраны с использованием параметров  $P_n, U_n, (n = 1 : 36)$ , которые получены в результате синтеза решетки.

На рис. 6 представлены результаты расчета напряженности электрического поля в зависимости от радиальной координаты (см. разд. 3), полученные на частотах  $f = 9.3, 10.7$  ГГц, являющихся частотами синтеза решетки, на которых она должна иметь идеальные точки фокусировки с заданными координатами.

Отметим две особенности кривых на рис. 6. Первая состоит в том, что максимум, лежащий при  $r = 600$ , не является глобальным экстремумом поля, которое может иметь амплитуду, превышающую амплитуду при  $r = 600$  или соизмеримую с ней, в непосредственной близости от решетки. Вторая особенность в том, что координаты точки максимума поля не совпадают с координатами фокальных точек  $r = 816$ , получаемыми в результате синтеза решетки. Обе указанные особенности типичны для линейных фокусирующих структур.

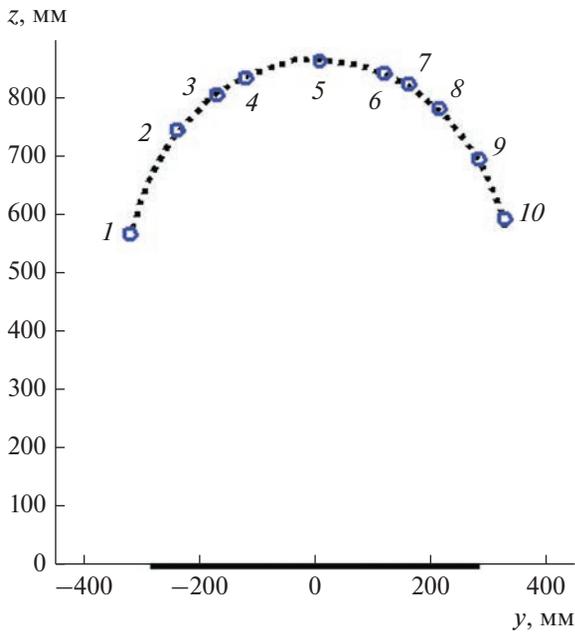
На этапе синтеза мы рассматривали поведение геометрооптического поля в плоскости  $YOZ$ , и поэтому можем обоснованно говорить о точке фокусировки в этой плоскости. Однако такое же поведение поля наблюдается в любой плоскости, проходящей через ось решетки. Из этого следует, что поле концентрируется не в точке, а на дуге окружности с центром на оси решетки (на оси  $Oy$ ), которая пересекает плоскость  $YOZ$  в точке с заданными в ходе синтеза координатами. Полноценную

фокусировку в точку может обеспечить только двумерная структура. В одномерной решетке этого достичь не удастся и, как следствие этого ее свойства, имеет место сравнительно слабая концентрация поля в окрестности фокуса, которое оказывается сопоставимым с полем вблизи решетки.

На рис. 7 представлена зависимость от радиальной координаты функции  $rE$ , которая была введена в разд. 3 и которая является аналогом направленности — характеристики антенн, предназначенных для излучения в дальней зоне. Характерным в данной зависимости является устранение особенностей, отмеченных выше. Во-первых, данная функция имеет один четко выраженный экстремум. Во-вторых, он расположен близко к точке геометрооптического фокуса, задаваемого на этапе синтеза. Указанные факторы позволяют выбрать максимум направленности в качестве критерия для построения дуги сканирования (см. также разд. 3).

На рис. 8 представлена дуга сканирования, полученная в результате обработки рассчитанных распределений поля по строгой и по приближенной моделям (точки и пунктир). Расчет поля проводился на частотах  $8.5, 9, 9.3, 9.5, 10, 10.5, 10.7, 11, 11.5, 12$  ГГц. Толстой горизонтальной линией показана область, занятая решеткой. Как видно, имеет место почти полное совпадение результатов строгого численного моделирования и расчета по приближенной модели. Поэтому все особенности фокальных кривых, описанные в разд. 3, можем отнести и к кривым, полученным при помощи HFSS.

Для оценки эффективности фокусировки поля интересно построить зависимость его интенсивности, введенной в разд. 3, от угловой координаты

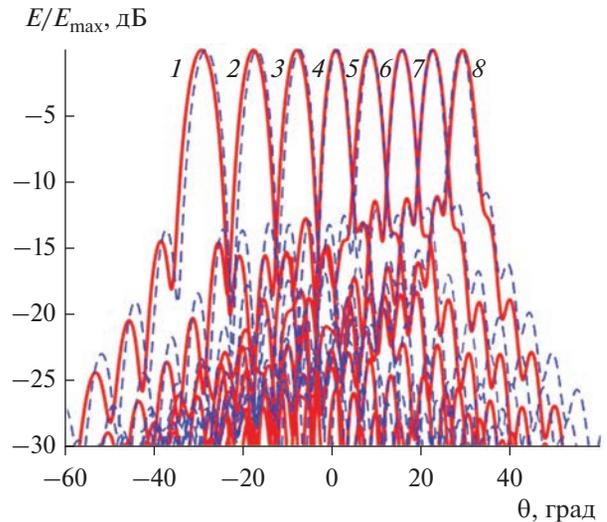


**Рис. 8.** Дуга сканирования: на частотах 8.5, 9, 9.3, 9.5, 10, 10.5, 10.7, 11, 11.5, 12 ГГц в численных расчетах (точки) и по приближенной модели (пунктир).

наты  $\theta$  (рис. 9). Пары кривых 1–8 рассчитаны на частотах 8.5, 9, 9.5, 10, 10.5, 11, 11.5, 12 ГГц (сплошные кривые получены при моделировании в программе HFSS, а пунктирные – по приближенной модели). Амплитуда электрического поля нормирована на свое максимальное значение на данной частоте. Можно отметить, что приближенная модель позволяет описать с хорошей точностью положение максимумов поля, что не удивительно, учитывая продемонстрированную выше высокую точность расчета фокальной кривой. Кроме того, она хорошо описывает также и форму распределения поля, поскольку кривые в каждой паре либо весьма близки, либо совпадают с графической точностью. Таким образом, можем сделать вывод, что для оценки таких параметров сфокусированной антенной решетки, как положение фокального пятна, его размеры, уровень боковых лепестков, можно успешно использовать приближенную модель, избегая трудоемких численных расчетов.

Хорошей визуальной иллюстрацией процесса частотного сканирования являются двумерные и трехмерные распределения полей, которые можно получить при моделировании в системе HFSS. На рис. 10 представлены распределения интенсивности электрического поля в плоскости  $YOZ$  в центре и на границах сектора сканирования, соответствующие трем различным частотам 10, 8.5 и 12 ГГц.

На рис. 10 хорошо виден и эффект фокусировки поля, и его зависимость от частоты. Фокальное



**Рис. 9.** Нормированное распределение напряженности электрического поля в зависимости от угловой координаты на частотах 8.5 (1), 9 (2), 9.5 (3), 10 (4), 10.5 (5), 11 (6), 11.5 (7), 12 ГГц (8) получено при моделировании в программе HFSS (сплошные кривые) и в рамках приближенной модели (пунктир).

пятно в плоскости сканирования перемещается при изменении частоты. Трехмерные распределения интенсивности поля на трех различных частотах (на частотах точной фокусировки 9.3 и 10.7 ГГц, а также в середине сектора сканирования на частоте 10 ГГц) представлены на рис. 11.

Хорошо видна отмеченная выше особенность фокусировки поля одномерной линейной решеткой, связанная с его концентрацией на дуге, а не в точке, как в случае двумерной фокусирующей системы.

Важной частью анализа решетки является исследование ее как СВЧ-четырёхполосника. Определение его портов поясняется на рис. 12, на котором представлено схематичное изображение решетки в виде линии передачи с последовательностью нерегулярностей. На рис. 13 показаны элементы матрицы рассеяния этого четырёхполосника – коэффициент отражения  $|S_{11}|$  и коэффициент передачи  $|S_{12}|$ .

Кривые 1, 2 демонстрируют важные особенности исследуемого объекта. В первую очередь следует отметить, что коэффициент отражения во всем достаточно широком диапазоне частот не превышает значение  $-12$  дБ. Таким образом, в синтезированной решетке удается избежать резкого роста коэффициента отражения в некотором диапазоне частот. В решетках, сфокусированных в дальней зоне, этот эффект получил название эффекта нормали [16], поскольку он наблюдается в режиме излучения в направлении нормали к оси решетки.

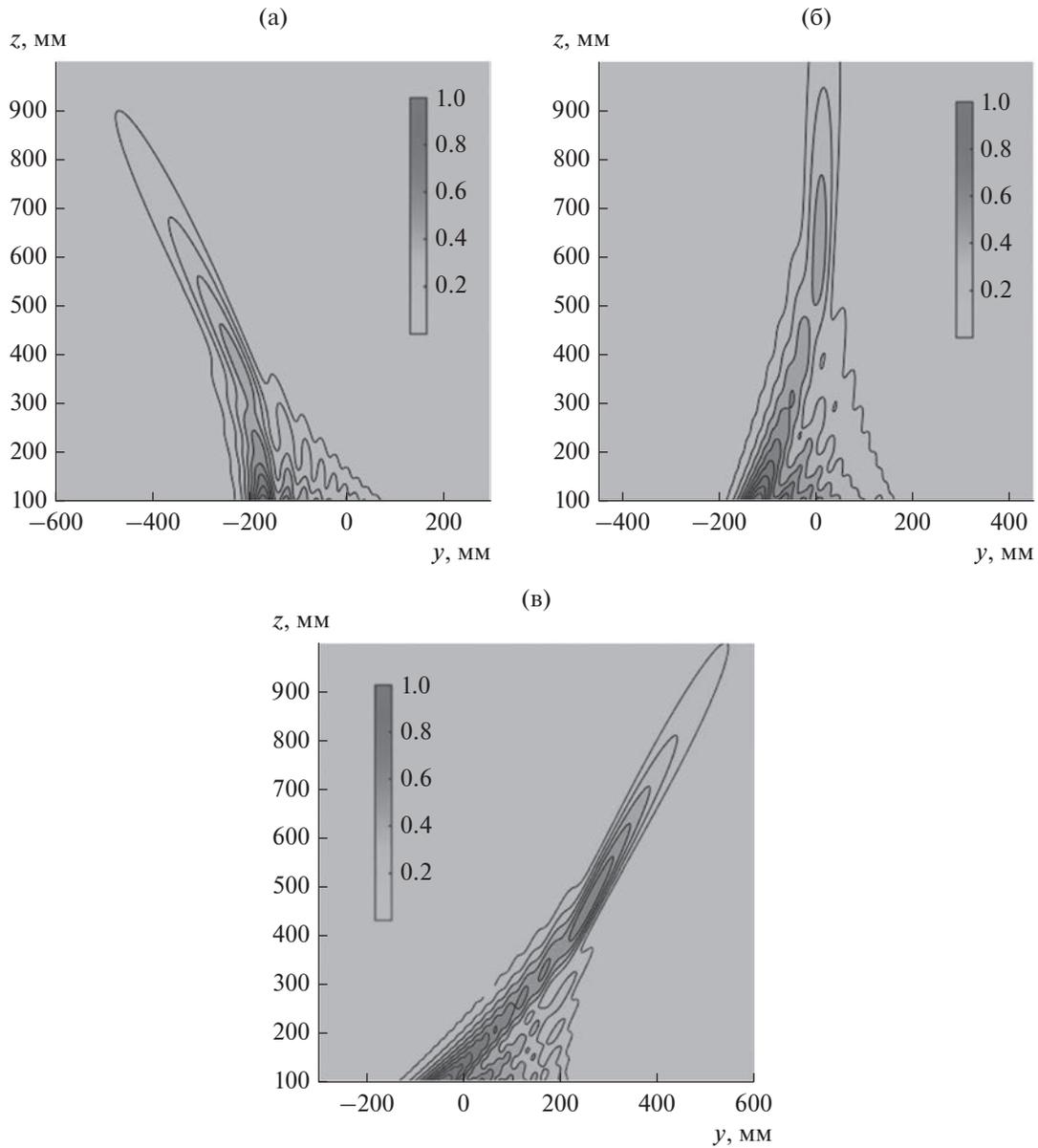


Рис. 10. Распределения интенсивности электрического поля в плоскости YOZ на частотах 8.5 (а), 10 (б) и 12 ГГц (в).

Следует сказать, что в сфокусированной решетке эффект нормали ослаблен тем, что решетка не является периодической структурой. Однако даже в этом случае при использовании несогласованных излучателей наблюдается рост коэффициента отражения на частотах, соответствующих прохождению фокальным пятном центра решетки. Из рис. 13 видно, что увеличение коэффициента отражения имеет место в окрестности частоты 9.7 ГГц (кривая 1). Тем не менее этот рост ограничен достаточно низким уровнем  $-12$  дБ. Добиться хорошего согласования решетки во всем рабочем диапазоне частот удалось благодаря введенным в ее конструкцию согласующим плосковым шлейфам (см. разд. 4).

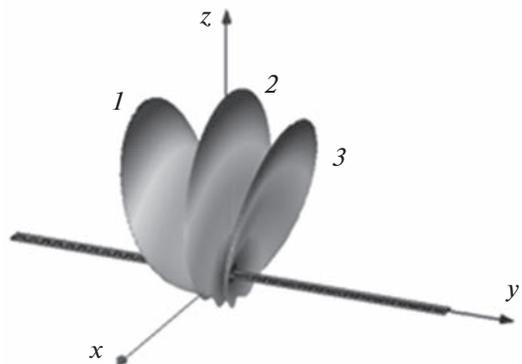


Рис. 11. Трехмерные распределения электрического поля на частотах 9.3 (1), 10 (2) и 10.7 (3) ГГц.



Рис. 12. Решетка как СВЧ-четырёхполюсник.

Анализируя частотную зависимость коэффициента передачи  $S_{12}$ , отметим, что в исследованном диапазоне частот его величина существенно изменяется, от  $-6$  до  $-17$  дБ. Для хорошо согласованной решетки коэффициент передачи может использоваться для оценки излученной в пространство мощности  $P_r$ :

$$P_r = P_i (1 - |S_{12}|^2), \quad (4)$$

где  $P_i$  – входная мощность.

Из соотношения (4) следует, что излучательная способность щели в сильной степени зависит от частоты. По этой причине стабилизировать излученную мощность во всем широком диапазоне частот в данной конструкции не представляется возможным. В [16] приводится оценка оптимальной настройки периодической решетки, при которой  $S_{12} = -(10 \dots 12)$  дБ. Следуя этой рекомендации, мы выбрали параметры сфокусированной решетки таким образом, чтобы в центре диапазона она имела близкое к оптимальному значение коэффициента передачи (см. рис. 13, кривая 2). Завершая обсуждение частотных зависимостей параметров рассеяния решетки, можем отметить, что в соответствии с [16] сильная зависимость от частоты параметра  $S_{12}$  в сравнительно небольшой степени сказывается на энергетической эффективности решетки, которая в данном случае снижается из-за указанной зависимости на величину, не превышающую 1 дБ.

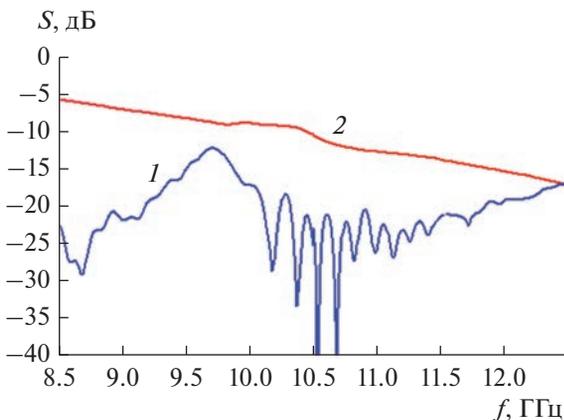


Рис. 13. Частотная зависимость параметров рассеяния решетки: кривая 1 – коэффициент отражения  $|S_{11}|$ , кривая 2 – коэффициент передачи  $|S_{12}|$ .

## 5. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ БИФОКАЛЬНОЙ РЕШЕТКИ

Образец бифокальной решетки был разработан и изготовлен с использованием материала Rogers Duroid 5880 PCB, имеющего относительную диэлектрическую проницаемость  $\epsilon_r = 2.2$ , тангенс угла потерь  $\text{tg} \delta = 0.009$  и толщину подложки  $h = 0.787$ . Для изготовления использовали станок LPKF S-63 с программным управлением. В соответствии с рис. 5 образец имеет три слоя металлизации. Щели выполнены в верхнем слое-экране, ПЛ расположена на среднем слое и нижний слой представляет собой сплошной экран. Щели и ПЛ показаны на рис. 14а, 14б. Общая длина антенны равна 420, ширина 14. Следует отметить, что параметры экспериментального образца несколько отличаются от параметров, заданных при моделировании в разд. 4. Общий вид изготовленного образца показан на рис. 14в.

Образец имеет два коаксиальных разъема, которые используются для измерения характеристик рассеяния решетки. При измерениях левый разъем подключается к генератору, а правый – к согласованной нагрузке.

На рис. 15а, 15б показаны измеренные и рассчитанные для параметров экспериментального образца частотные характеристики рассеяния бифокальной решетки. Как видим, измеренные и рассчитанные кривые достаточно хорошо совпадают. Отметим также проявление на экспериментальных кривых характерных особенностей, описанных в разд. 4, в частности, рост коэффициента отражения в окрестности частоты 9.5 ГГц, обусловленный эффектом нормали.

Экспериментальное исследование решетки включало также измерение поля излучения. Схема

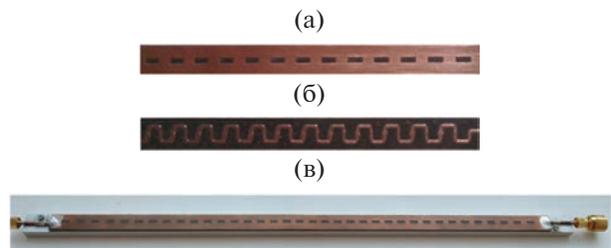
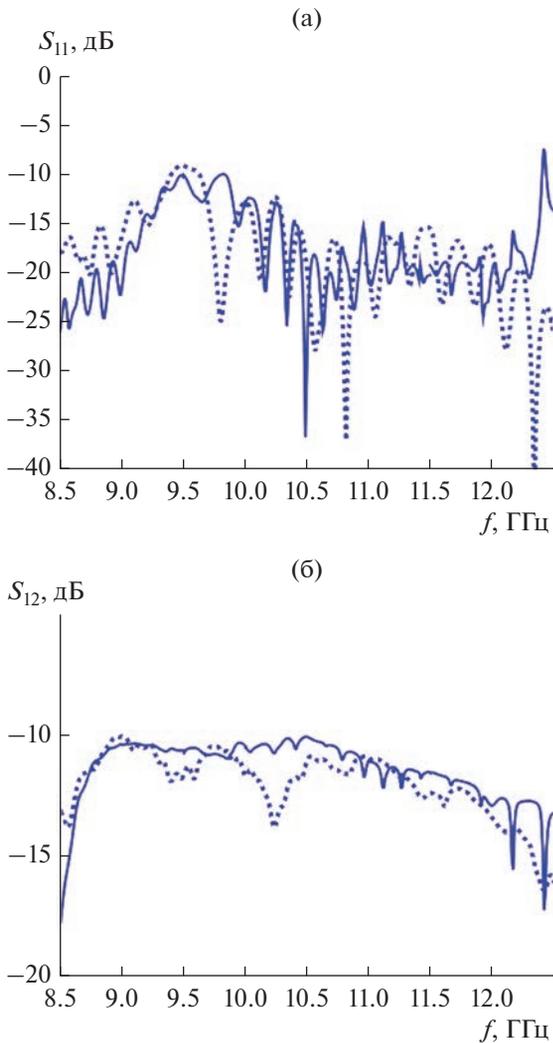


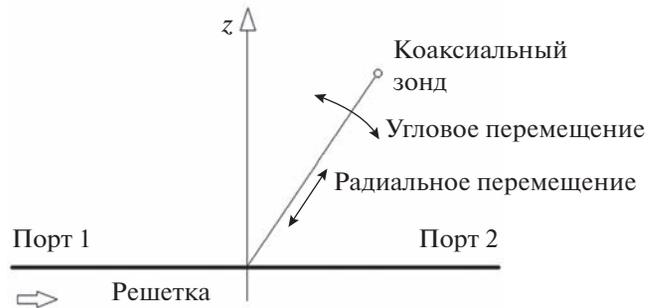
Рис. 14. Щели (а) и ПЛ (б) бифокальной решетки, общий вид бифокальной решетки (в).



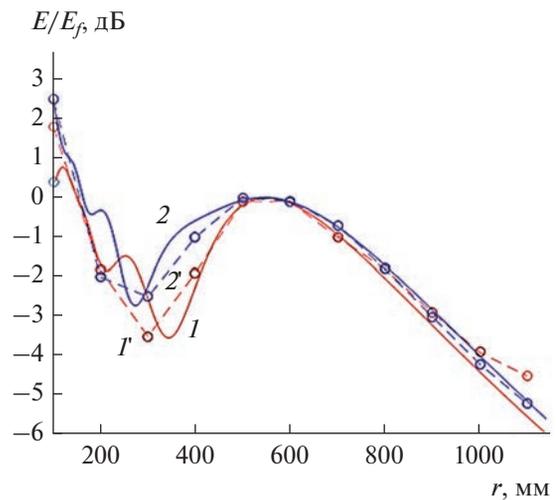
**Рис. 15.** Экспериментальная (пунктирная кривая) и расчетная (сплошная) характеристики коэффициента отражения (а) и коэффициента передачи решетки (б).

измерений показана на рис. 16. С центром решетки совмещалась штанга, изготовленная из радиопрозрачного материала. На ней устанавливали коаксиальный зонд, ориентированный перпендикулярно оси решетки. Штанга была выполнена с учетом возможности углового перемещения, а зонд имел возможность радиального смещения. Комбинация двух типов движения позволяет устанавливать коаксиальный зонд в произвольную точку в плоскости  $YOZ$  (см. рис. 1). При выбранном способе перемещения зонда удобно представлять измеренные данные в полярных координатах  $r, \theta$ . Начало координат, как и в разд. 3 и 4, совпадает с центром решетки.

На рис. 17 представлены измеренные и рассчитанные с помощью HFSS нормированные распределения амплитуды электрического поля вдоль радиальной координаты. Распределение поля было



**Рис. 16.** Схема измерения распределения поля.

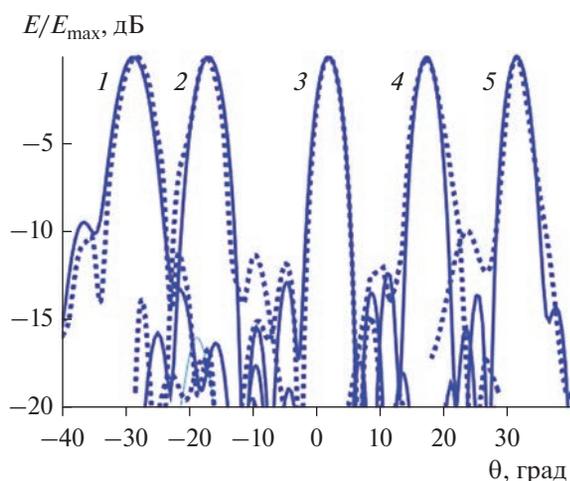


**Рис. 17.** Экспериментальные (1, 2) и расчетные (1', 2') нормированные распределения амплитуды электрического поля на частотах 9.3 (1, 1') и 10.7 ГГц (2, 2') в зависимости от радиальной координаты.

измерено и рассчитано на частотах 9.3 и 10.7 ГГц. Нормировка поля осуществлялась на его значение в точке фокусировки.

Анализируя данные на рис. 18, также можем отметить близость экспериментальных и расчетных результатов и проявление характерных особенностей поведения поля, сфокусированного решеткой. В данном случае это достаточно большая амплитуда поля вблизи решетки, которая превышает ее значение в точке фокусировки, а также характерное смещение максимума поля относительно расчетного геометрического фокуса.

На рис. 18 показаны измеренные и рассчитанные нормированные распределения электрического поля в зависимости от угловой координаты на частотах 8.5, 9, 10, 11, 12 ГГц. Представленные на рис. 18 кривые можно рассматривать как угловые распределения поля в фокальных пятнах, которые решетка формирует в диапазоне частот. Видно, что расчетная модель хорошо описывает положение и ширину фокального пятна. Уровень



**Рис. 18.** Экспериментальные (пунктирные) и расчетные (сплошные) нормированные распределения амплитуды электрического поля на частотах 8.5 (1), 9 (2), 10 (3), 11 (4), 12 ГГц (5) в зависимости от угловой координаты.

первых боковых лепестков также рассчитывается с приемлемой точностью. При удалении от центра фокального пятна расхождение расчетных и измеренных данных увеличивается.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Полученные результаты теоретических и экспериментальных исследований показывают, что бифокальная решетка обладает рядом преимуществ перед однофокальными аналогами. Использование таких структур дает возможность еще на начальном этапе синтеза контролировать форму фокальной кривой, а также уровень оптических aberrаций. За счет этих факторов может быть расширен сектор обзора пространства и улучшено качество радиоизображения, что важно при использовании сфокусированных сканирующих антенн в системах радиовидения.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов

## ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена в рамках государственного задания.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Buffi A., Serra A., Nepa P., Chou H., Manara G. // IEEE Trans. 2010. V. AP-58. № 5. P. 1536.
2. Nguyen P.T., Abbosh A.M., Crozier S. // IEEE Trans. 2017. V. AP-6. № 7. P. 3489.
3. Tofigh F., Nourinia J., Azarmanesh M.N., Khazaei K.M. // IEEE Antennas Wireless Propag. 2014. V. 13. № 5. P. 951.
4. Stephan K.D., Mead J.B., Pozar D.M. et al. // IEEE Trans. 2007. V. AP-55. № 4. P. 1199.
5. Bogosanic M., Williamson A.G. // IEEE Trans. 2007. V. IM-56. № 12. P. 2186.
6. Li P.-F., Qu S.-W., Yang S., Nie Z.-P. // IEEE Trans. 2007. V. AP-65. № 9. P. 4607.
7. Ohtera I. // IEEE Trans. 1990. V. AP-38. № 1. P. 121.
8. Ettorre M., Casaletti M., Valerio G. et al. // IEEE Trans. 2014. V. AP-62. № 4. P. 1991.
9. Gómez-Tornero J.L., Quesada-Pereira F., Alvarez-Melcón A. et al. // IEEE Trans. 2011. V. AP-59. № 2. P. 407.
10. Martínez-Ros J., Gómez-Tornero J.L., Clemente-Fernández F.J., Monzó-Cabrera J. // IEEE Trans. 2013. V. AP-61. № 6. P. 2981.
11. Банков С.Е., Калошин В.А., Фролова Е.В. // РЭ. 2016. V. 61. № 6. P. 547.
12. Kalinichev V.I., Kaloshin V.A., Frolova E.V. // Conf. Proc. 2017 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW). Divnomorskoe. 26–30 Jun. N.Y.: IEEE, 2017. P. 25.
13. Yurduseven O., Marks D.L., Fromenteze T., Smith D. // Opt. Express. 2018. V. 26. № 5. P. 5281.
14. Bankov S.E., Frolova E.V., Kalinichev V.I. // Proc. 2019 Antennas Design and Measurement Int. Conf. (ADMInC) Saint-Petersburg. 16–18 Oct. 2019. St. Petersburg. N.Y.:IEEE, 2019. P. 90.
15. Buffi A., Nepa P., Manara G. // IEEE Antennas Propag. Mag. 2012. V. 54. № 2. P. 40.
16. Банков С.Е. Антенные решетки с последовательным питанием. М.: Физматлит, 2013.