

АНТЕННО-ФИДЕРНЫЕ
СИСТЕМЫ

УДК 621.396.67

ШИРОКОПОЛОСНЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ
НА ОСНОВЕ КРУГЛОГО ВОЛНОВОДА С МОДОЙ H_{01} © 2021 г. В. А. Калошин^а, *, В. Ч. Фам^б^аИнститут радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН,
ул. Моховая, 11, стр. 7, Москва, 125007 Российская Федерация^бМосковский физико-технический институт (НИУ),
Институтский пер., 9, Долгопрудный Московской обл., 141700 Российская Федерация

*E-mail: vak@cplire.ru

Поступила в редакцию 29.06.2020 г.

После доработки 29.06.2020 г.

Принята к публикации 30.08.2020 г.

Предложены и исследованы два варианта построения синфазной антенной решетки с возбуждением модой H_{01} круглого металлического волновода. Полотно первого варианта решетки состоит из 16 элементов в виде открытого конца прямоугольного волновода, а второго варианта — из 24 аналогичных элементов. Электродинамическое моделирование и оптимизация параметров антенных решеток проведены с использованием методов конечных элементов и конечных разностей во временной области. В результате моделирования показано, что оптимизированный и исследованный первый вариант решетки обеспечивает согласование на уровне -15 дБ в полосе частот $25.6..45$ ГГц, а второй — в полосе частот $27..38$ ГГц. Оба варианта решеток обеспечивают величину коэффициента использования поверхности более 0.9 в полосе частот $26..38$ ГГц.

DOI: 10.31857/S0033849421060152

ВВЕДЕНИЕ

С середины XX в. известно, что мода H_{01} круглого волновода имеет уникально низкие тепловые потери в широкой полосе частот [1]. Еще одним достоинством трактов с такой рабочей модой в силу осевой симметрии ее поля и отсутствия продольных токов является простота реализации вращающихся сочленений при высоком уровне пропускаемой мощности. Несмотря на указанные достоинства, тракты с модой H_{01} не нашли широкого практического применения.

Одной из причин ограниченного использования моды H_{01} является отсутствие широкополосных излучателей на базе круглого волновода с этой модой. Проблема создания излучателей на основе круглого волновода со скалярными рабочими модами H_{01} и E_{01} связана с воронкообразной формой диаграммы направленности (ДН) и зависимостью поляризации от азимутального угла при излучении этих мод из открытого конца волновода или рупора. Переход к моде H_{10} прямоугольного волновода с использованием известных преобразователей мод приводит к дополнительным потерям, сужению рабочей полосы частот и уменьшению пропускаемой мощности.

В работе [2] был предложен излучатель моды H_{01} в виде открытого конца круглого волновода со

ступенчатым срезом. Однако непосредственное применение такого излучателя ограничено из-за большой ширины главного лепестка ДН в E -плоскости (около 180°). Для сужения ДН излучателя в этой плоскости в работе [3] использовано цилиндрическое зеркало. Недостатком таких излучателей является частотное сканирование ДН в H -плоскости, что ограничивает их использование в качестве облучателей антенных систем, а непосредственное использование в качестве антенны ограничено из-за небольшого коэффициента усиления.

Другой подход к формированию остронаправленной ДН скалярных мод был предложен в работе [4], он основан на использовании открытого конца круглого волновода и расположенной перед ним анизотропной диэлектрической пластины (преобразователя поляризации) с одноосной анизотропией и осью тензора, образующей семейство конфокальных осей волновода парабол. Анизотропия пластины была экспериментально реализована за счет использования слоистого диэлектрика. Этот подход был использован в работе [5] путем расположения преобразователя поляризации вместе с диэлектрической линзой, а также при построении двухзеркальной антенны со вспомогательным зеркалом с анизотропной проводимостью за счет выполнения на его отражающей поверхности канавок четвертьволновой глубины,

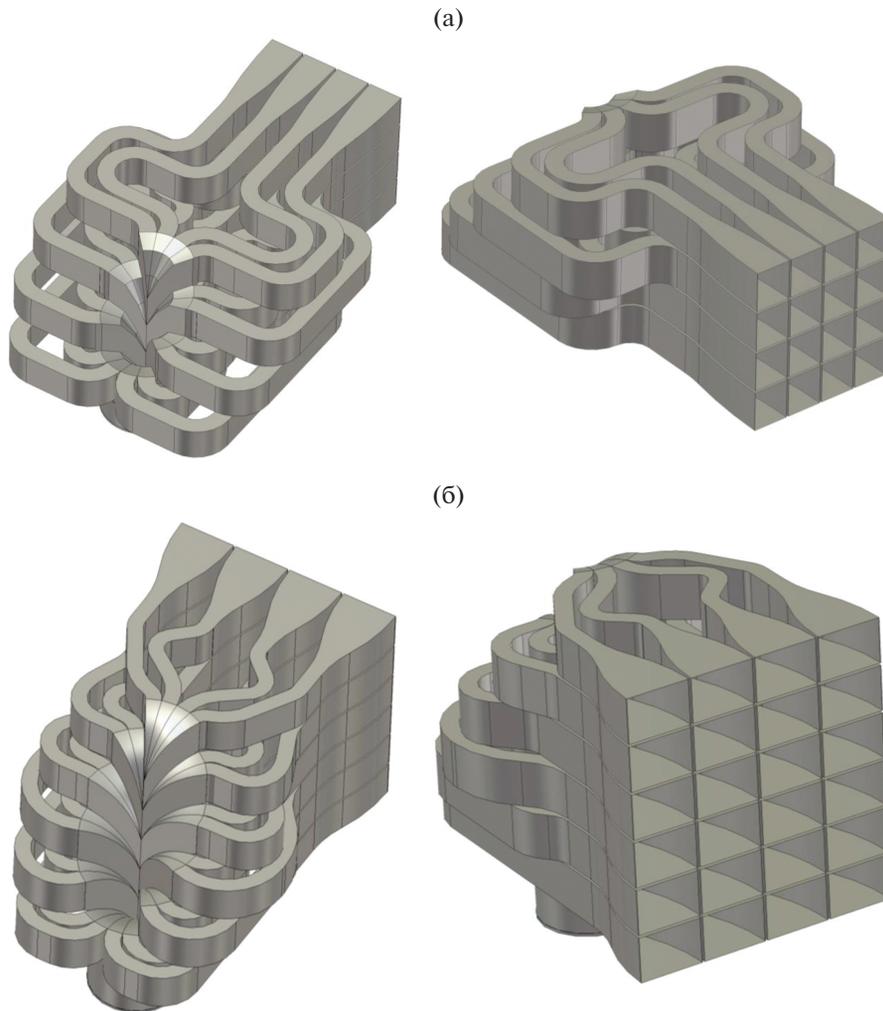


Рис. 1. Конструкции волноводных решеток из 16 элементов (а) и 24 элементов (б).

образующих семейство конфокальных парабол [6]. Следует отметить, что полоса рабочих частот описанных антенн ограничена из-за искажений поляризации формы ДН прошедшего поля при отклонении электрической толщины пластины или глубины канавок от заданных значений.

Цель данной работы – исследовать возможность построения малоразмерной синфазной волноводной антенной решетки, возбуждаемой круглым волноводом с рабочей модой H_{01} и рабочей полосой частот, ограниченной только одномодовым режимом прямоугольных волноводов решетки.

1. КОНСТРУКЦИИ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК

Рассмотрим два варианта построения синфазной антенной решетки (АР), которая возбуждается модой H_{01} круглого волновода. Первая АР с квадратной апертурой 30.4×30.4 мм содержит 16-ка-

нальный делитель мощности 1 (ДМ1) с равномерным делением между волноводными выходами сечением 7.2×3.44 мм и 16 рупоров в виде плавных волноводных переходов в E -плоскости на сечение 7.2×7.2 мм (рис. 1а), а вторая – с квадратной апертурой 45.6×45.6 мм содержит 24-канальный ДМ2 с равномерным делением мощности между волноводными выходами сечением 7.2×3.0 мм и 24 рупора в виде плавных волноводных переходов в E -плоскости на сечение 7.2×11 мм (рис. 1б).

Входной круглый волновод с рабочей модой H_{01} разделен металлическими перегородками на одинаковые секторы. Каждый канал ДМ имеет вход в виде сектора круглого волновода, переход от секторного волновода в одномодовый прямоугольный в виде 90-градусного изгиба и несколько изгибов прямоугольного волновода в плоскости, ортогональной оси круглого волновода. Выходы делителя мощности подключены к входам плавных переходов прямоугольного волновода в E -плоскости на многомодовое сечение.

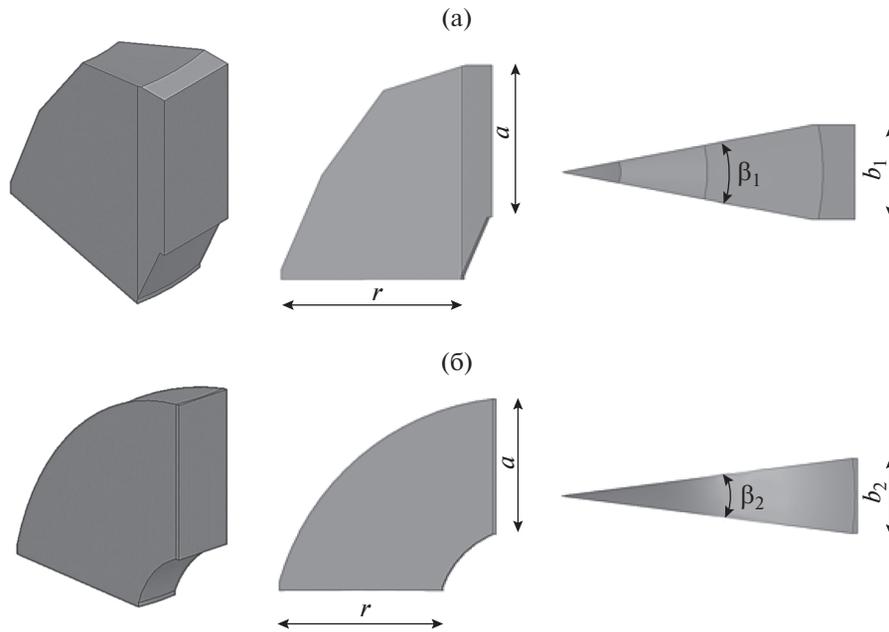


Рис. 2. Секторные переходы в виде изломов (а) и плавных переходов (б).

В первой АР возбуждающий круглый волновод радиусом r разделен на 16 секторов с углом раствора $\beta_1 = 22.5^\circ$, а во второй АР – на 24 сектора с углом раствора $\beta_2 = 15^\circ$. Общий вид и сечения перехода от секторного волновода на прямоугольный волновод в виде нескольких изломов показаны на рис. 2а, а в виде плавного изгиба – на рис. 2б.

Входы и выходы секторных переходов расположены на разных расстояниях от входа круглого волновода (по четыре на каждом этаже). Первая АР состоит из четырех этажей, а вторая АР – из шести этажей.

Для реализации синфазной АР электрические длины всех каналов должны быть одинаковы. Так как каждый канал ДМ содержит участок прямо-

угольного, круглого и секторного волноводов, то для реализации широкой полосы частот радиусы круглого и секторного волноводов должны быть выбраны так, чтобы фазовая скорость распространения моды во всех волноводах была одинакова. Поскольку фазовая скорость в полном волноводе определяется его критической частотой, то для этого достаточно обеспечить равенство критических частот волноводов. Критическая длина волны основной моды прямоугольного волновода равна $2a$ (a – размер широкой стенки волновода), а круглого и секторного волновода с модой H_{01} – $1.64r$ [1]. Приравнявая, находим радиус круглого волновода $a = 0.82r$. Выбирая размер широкой стенки прямоугольного волновода $a = 7.2$ мм, получаем $r = 8.78$ мм. Размеры узкой стенки прямоугольного волновода для первой АР $b_1 = 3.44$ мм, а для второй $b_2 = 3$ мм.

В качестве рупоров решеток используются плавные переходы прямоугольного волновода в E -плоскости длиной 20.3 для АР1 и 24 мм для АР2 соответственно, с образующим криволинейных стенок в виде сопряженных дуг окружностей, предложенные и исследованные в работе [7].

2. МОДЕЛИРОВАНИЕ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК

Прежде всего проведем моделирование и оптимизацию секторных переходов. На рис. 3 показаны результаты моделирования с использованием метода конечных элементов (МКЭ) частотных зависимостей коэффициентов отражения и передачи

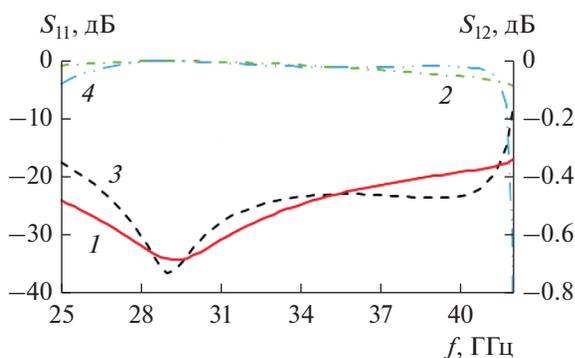


Рис. 3. Зависимости коэффициентов отражения S_{11} (1,3) и передачи S_{12} (2,4) секторных переходов от частоты: секторный переход с изломами (1, 2), плавный секторный переход (3, 4).

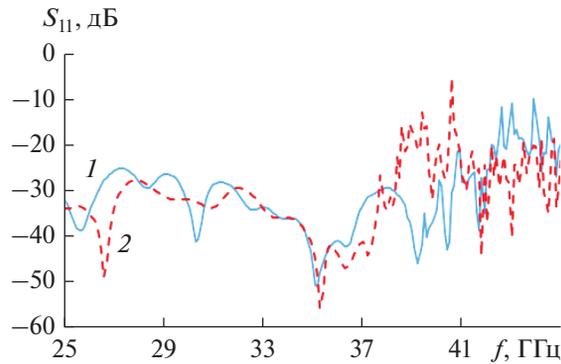


Рис. 4. Зависимости коэффициентов отражения S_{11} делителей мощности от частоты: ДМ 1 (1) и ДМ2 (2).

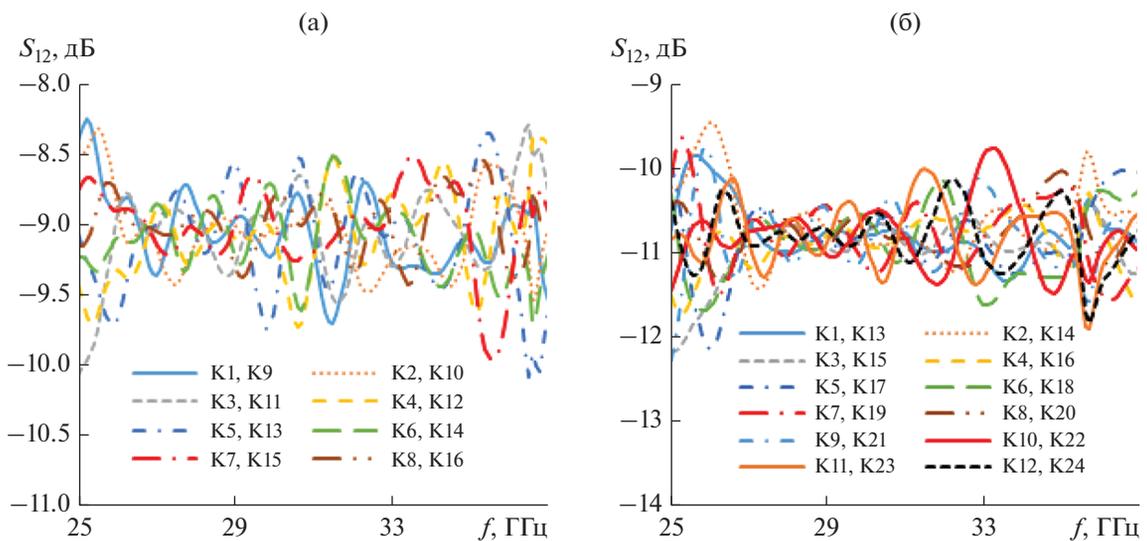


Рис. 5. Частотные зависимости коэффициентов возбуждения каналов ДМ1 (а) и ДМ2 (б).

оптимизированного секторного перехода в виде нескольких изломов для первой АР и в виде плавного изгиба — для второй АР, а на рис. 4 — коэффициентов отражения ДМ1 и ДМ2.

Из рис. 3 видно, что полосы частот, где коэффициент отражения делителей мощности не превышает уровень -20 дБ, примерно равны 15.3 ГГц, но сдвинуты на 3 ГГц. Из рис. 4 видно, что коэффициент отражения не превышает уровень -25 дБ от входа ДМ1 в полосе частот $25...40$ ГГц, а от входа ДМ2 — в полосе частот $25...38$ ГГц.

На рис. 5 представлены зависимости амплитуд мод в выходных каналах делителей мощности от частоты. Видно, что неравномерность распределения мощности не превышает 1 дБ на выходах ДМ1 в полосе частот $25...35$ ГГц, а на выходах ДМ2 — в полосе частот $27...32$ ГГц.

На рис. 6а и 6б представлены зависимости фазы полей в выходных каналах делителей мощности

от частоты. Из рисунков видно, что на частоте $25...37.5$ ГГц разница фаз в каналах не превышает 20° , возрастает с увеличением частоты и на частоте 40 ГГц достигает 30° .

На рис. 7 приведены результаты моделирования частотных зависимостей коэффициента отражения от входа антенных решеток с использованием МКЭ (кривая 1) и метода конечных разностей во временной области (МКРВО) (кривая 2). Из рис. 7 видно, что коэффициент отражения от входа первой АР не превышает уровень -15 дБ в полосе частот $25.6...45$ ГГц (относительная полоса частот 55%), а второй АР — в полосе частот $27...38$ ГГц (относительная полоса частот 33.8%).

На рис. 8 представлены ДН первой АР в E - и H -плоскостях на четырех частотах, рассчитанные с использованием МКЭ и МКРВО, а на рис. 9 — ДН второй АР. Из анализа данных рис. 8 и 9 видно, что ширина ДН первой АР по уровню -10 дБ

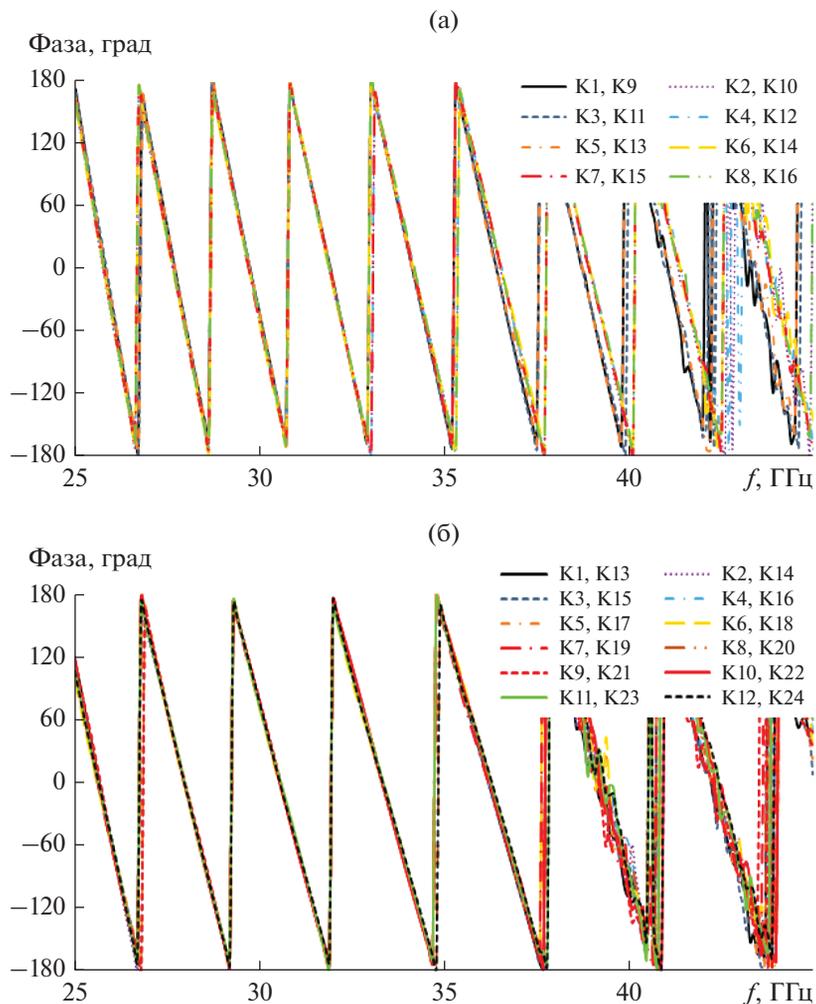


Рис. 6. Зависимость фазы каналов на выходе ДМ1 (а) и ДМ2 (б) от частоты.

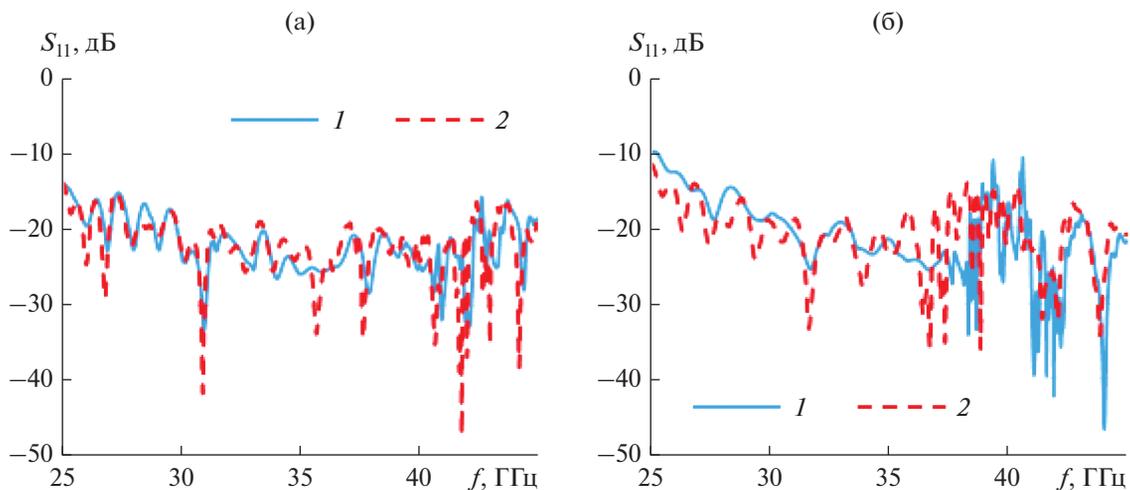


Рис. 7. Зависимости коэффициентов отражения первой АР (а) и второй АР (б) от частоты, рассчитанные с использованием МКЭ (1) и МКРВО (2).

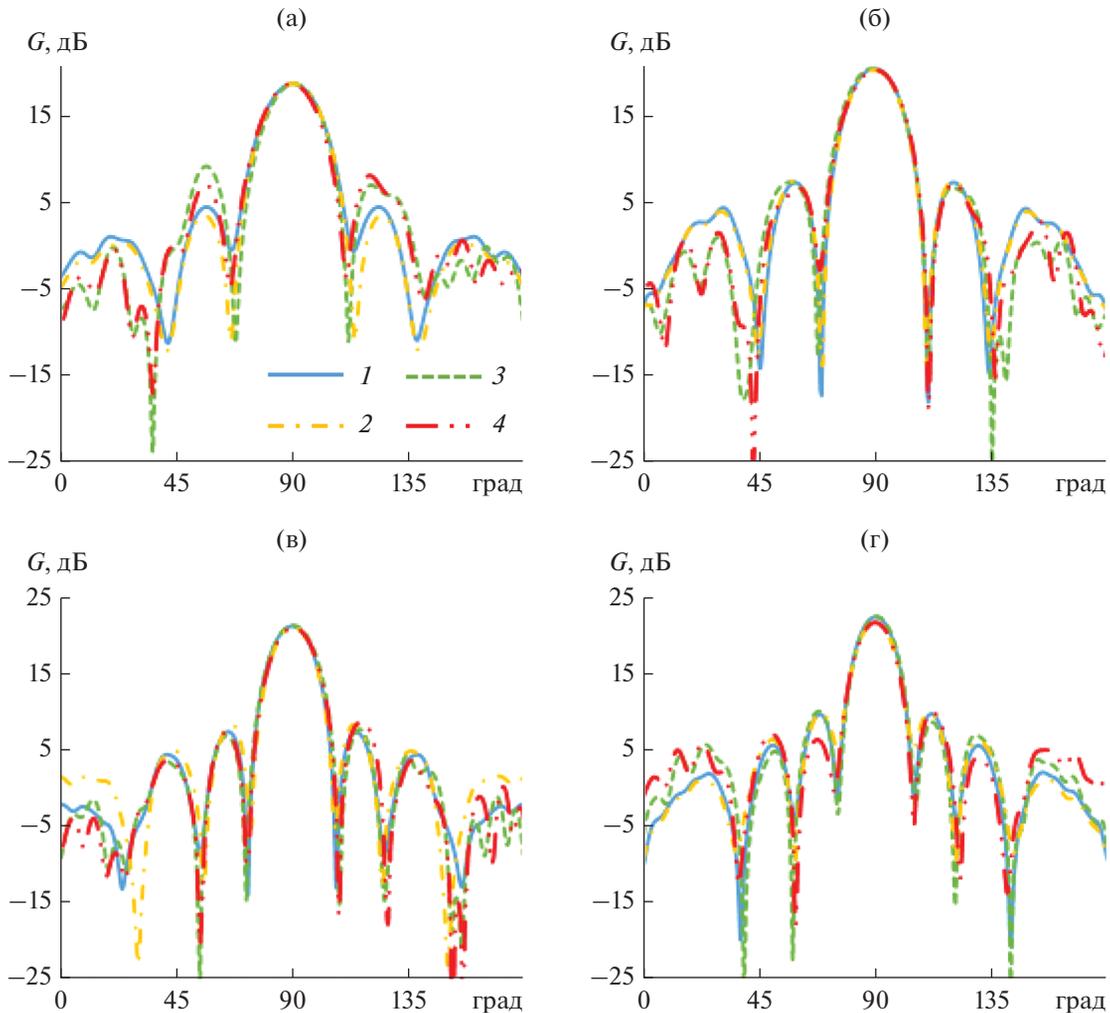


Рис. 8. Диаграммы направленности первой АР в E - (1, 2) и H -плоскостях (3, 4) на частотах $f = 25$ (а), 27 (б), 30 (в) и 37.5 ГГц (г), рассчитанные с использованием МКЭ (1, 3) и МКРВО (2, 4).

на частоте 25 ГГц составляет 34° , а второй АР 22° . При увеличении частоты до 30 ГГц уровень ДН первой АР на углах $\pm 17^\circ$ составляет -18 дБ. Таким образом, в полосе частот 25...30 ГГц первая АР может быть использована не только как самостоятельная антенна, но и в качестве облучающей системы двухзеркальной антенной системы.

На рис. 10а и 10б показаны зависимости коэффициента усиления G и коэффициента использования поверхности (КИП) антенных решеток от частоты. Как видно из рисунков, в полосе частот 25...38 ГГц коэффициент усиления первой АР достигает уровня 22 дБ, а второй АР — 26 дБ, при этом КИП обеих решеток более 0.9.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основании полученных результатов можно сделать следующие выводы.

1. Оба варианта предложенных и исследованных антенных решеток обеспечивают высокую эффективность в широкой полосе частот, близкой к полосе одномодовости прямоугольного волновода.

2. Антенные решетки могут быть использованы в качестве как широкополосных антенн, так и широкополосных облучателей двухзеркальных антенных систем.

3. Результаты моделирования с использованием МКЭ и МКРВО близки между собой за исключением области частотных резонансов вне границ одномодового режима прямоугольного волновода.

Следует отметить, что тепловые потери при электродинамическом моделировании в работе не учитывались. Однако их оценка в длинноволновой части миллиметрового диапазона показывает, что соответствующий учет приводит к паде-

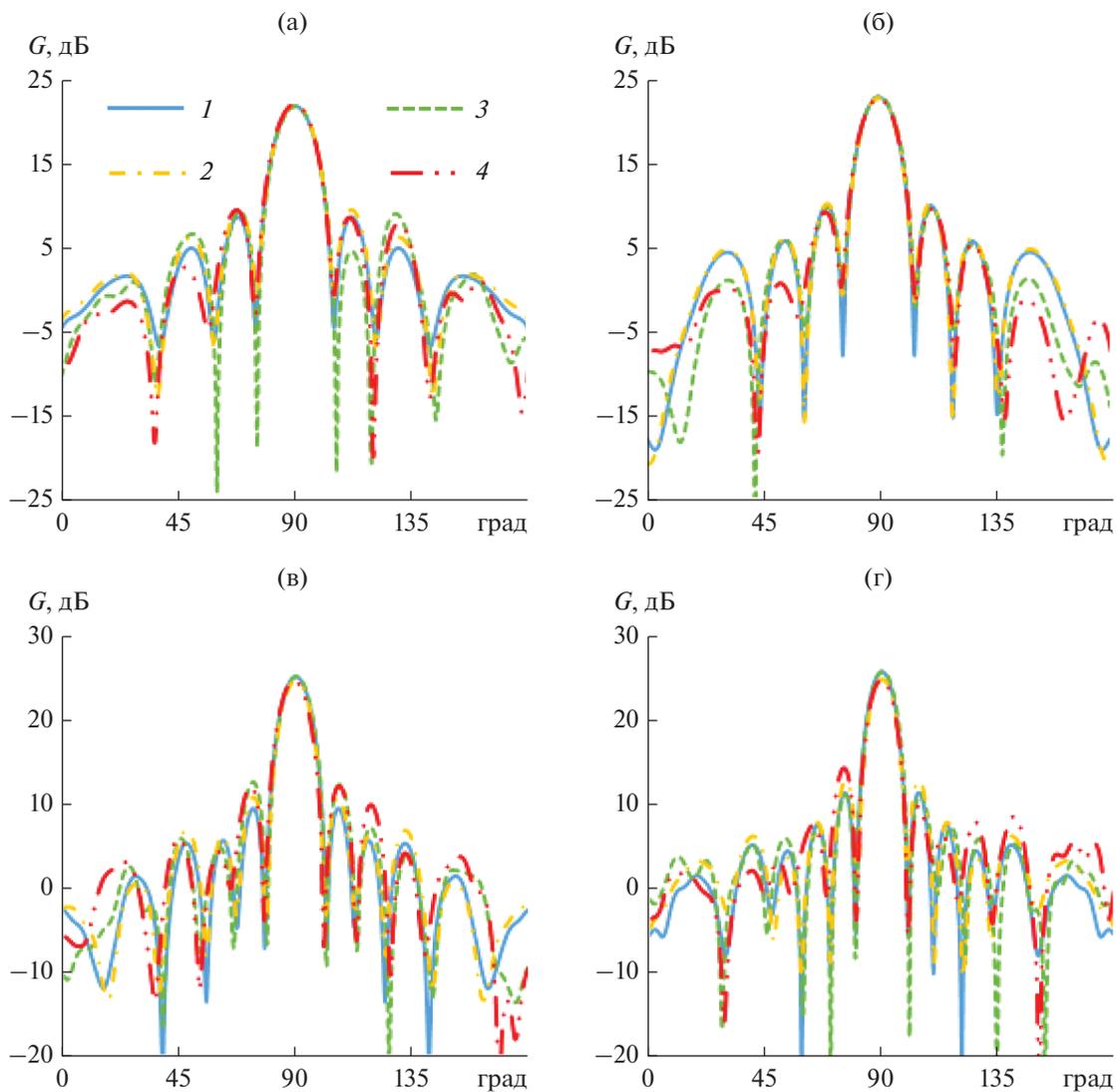


Рис. 9. Диаграммы направленности второй AP в E - ($1, 2$) и H -плоскостях ($3, 4$) на частотах $f = 25$ (а), 27 (б), 33 (в) и 37.5 ГГц (г), рассчитанные с использованием МКЭ ($1, 3$) и МКРВО ($2, 4$).

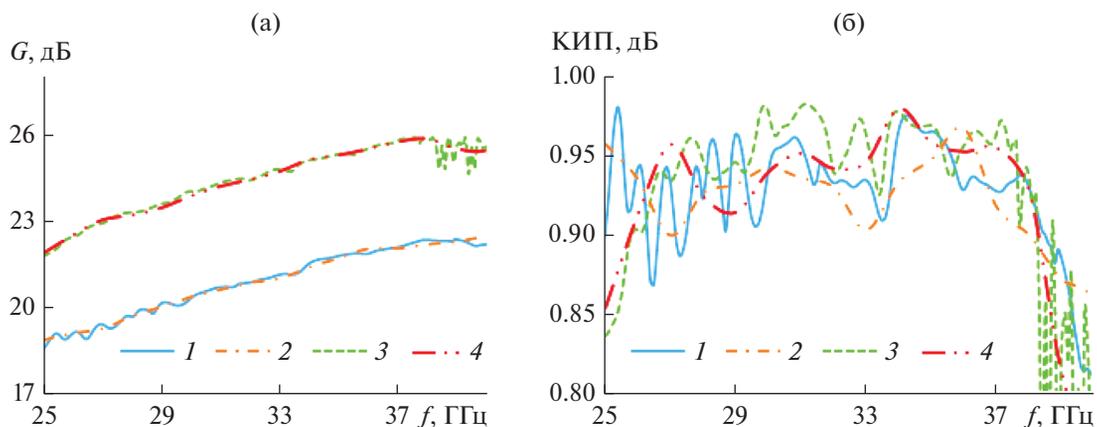


Рис. 10. Зависимости коэффициента усиления (а) и величины КИП (б) первой ($1, 2$) и второй AP ($3, 4$) от частоты, рассчитанные с использованием МКЭ ($1, 3$) и МКРВО ($2, 4$).

нию коэффициента усиления и величины КИП менее чем на 0.1 дБ.

При расположении в волноводных каналах решеток фазовращателей оба варианта решеток могут обеспечить электрическое сканирование луча, при этом период второй решетки в E -плоскости может быть уменьшен при замене плавных волноводных переходов на волноводные делители мощности.

ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

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

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Southworth G.C.* // The Bell System Technical J. 1950. V. 29. № 3. P. 295.
2. *Пангонис Л.И.* Исследование волноводных излучателей с непоперечной апертурой. Дис. ... канд. техн. наук. М.: ИРЭ АН СССР, 1973. 222 с.
3. *Власов С.Н., Орлова И.М.* // Изв. вузов. Радиофизика. 1974. Т. 17. № 1. С. 148.
4. *Ермолаев М.В., Калошин В.А., Соколов С.А.* // Радиотехника. 1988. № 3. С. 81.
5. *Бугаев С.П., Канавец В.И., Климов А.И. и др.* // РЭ. 1993. Т. 38. № 6. С. 1140.
6. *Калошин В.А., Ермолаев С.В., Шишилов А.В.* Антенна // А.с. СССР, № 1376150. Опубл. 23.02.1988. Б.И. № 7.
7. *Калошин В.А., Нгуен К.Т.* // Журн. радиоэлектроники. 2020. № 5. <http://jre.cplire.ru/jre/may20/13/text.pdf>.