

АНТЕННО-ФИДЕРНЫЕ
СИСТЕМЫ

УДК 621.396.67

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК СКАНИРОВАНИЯ
В H -ПЛОСКОСТИ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ЦИЛИНДРИЧЕСКИХ
АНТЕННЫХ РЕШЕТОК БИКОНИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ

© 2019 г. В. А. Калошин^{1,2,*}, Н. Т. Ле²

¹Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН,
Российская Федерация, 125009 Москва, ул. Моховая, 11, стр. 7

²Московский физико-технический институт (национальный исследовательский университет),
Российская Федерация, 141701 Долгопрудный Московской обл., Институтский пер., 9

*E-mail: vak@cplire.ru

Поступила в редакцию 11.05.2018 г.

После доработки 19.06.2018 г.

Принята к публикации 20.06.2018 г.

С использованием метода конечных элементов построены электродинамические модели цилиндрических фазированных антенных решеток из биконусов и вырезок из биконусов и проведены численные эксперименты с целью исследования характеристик сканирования цилиндрических фазированных антенных решеток с различным числом биконических элементов. Проведена оптимизация фазовых соотношений между элементами для минимизации боковых лепестков. Показана возможность реализации сверхдиапазонного режима работы цилиндрических фазированных антенных решеток при круговом сканировании в H -плоскости.

DOI: 10.1134/S0033849419050073

ВВЕДЕНИЕ

Биконические и поликонические излучатели применяются в качестве сверхширокополосных (СШП) антенн и элементов СШП-решеток [1–12]. Такие излучатели позволяют реализовать сверхдиапазонный режим работы (с отношением нижней частоты к верхней – менее 1 : 10).

Из СШП антенных решеток биконических излучателей в наибольшей степени исследованы линейные (коллинеарные) и кольцевые решетки [6–9, 11].

В работе [7] проведено исследование коллинеарной антенной решетки, состоящей из дисконических и биконических элементов. Решетка в синфазном режиме согласована в полосе частот более 1 : 5 с коэффициентом усиления от 1 до 6 дБ. В работе [8] были исследованы коллинеарные СШП антенные решетки на основе цилиндрических и поликонических элементов и показана возможность реализации полосы частот более 70% при диаметре элемента решетки менее 1/3 максимальной длины волны. В работе [11] исследована коллинеарная антенная решетка биконических излучателей. В синфазном режиме решетка согласована в полосе частот 1 : 25, а в режиме сканирования в E -плоскости – в полосе 1 : 9. В

работе [9] теоретически и экспериментально исследованы фрагменты СШП кольцевой антенной решетки поликонических излучателей. При возбуждении одного элемента фрагмента кольцевой решетки получено согласование в полосе частот 1 : 100.

Цилиндрические решетки биконических элементов менее исследованы. В работе [10] теоретически и экспериментально исследован фрагмент цилиндрической решетки поликонических рупоров в виде вырезок из поликонуса. При возбуждении одного элемента фрагмента решетки реализована полоса согласования 1 : 100, режим сканирования не исследовался.

В работе [11] рассмотрены цилиндрические антенные решетки, состоящие из нескольких шестиэлементных линейных подрешеток биконических рупоров. Исследованы характеристики отражения и излучения подрешеток. Полоса согласования при возбуждении одной из подрешеток составила более 1 : 10, режим сканирования не исследовался.

Целью данной работы является исследование сканирующей в H -плоскости цилиндрической фазированной СШП антенной решетки из биконусов и вырезок из биконуса.

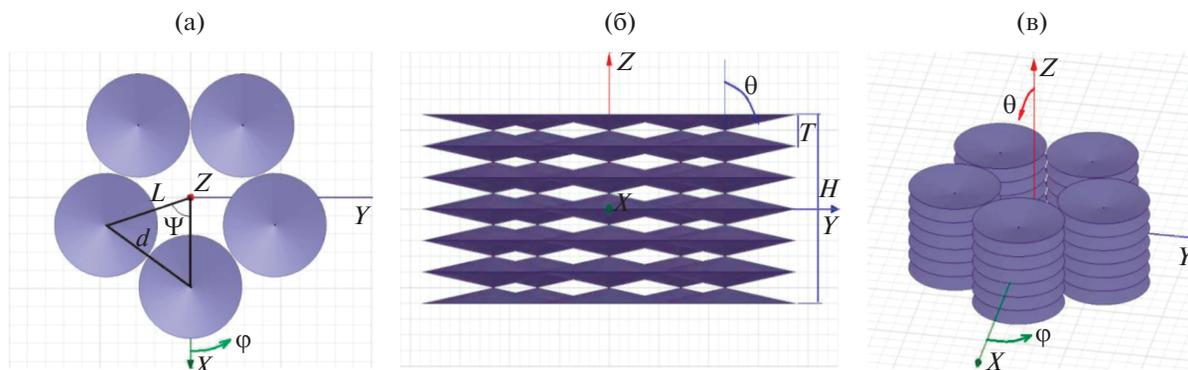


Рис. 1. Цилиндрическая антенная решетка из пяти шестиэлементных линеек биконусов: вид сверху (а), вид сбоку (б), общий вид (в).

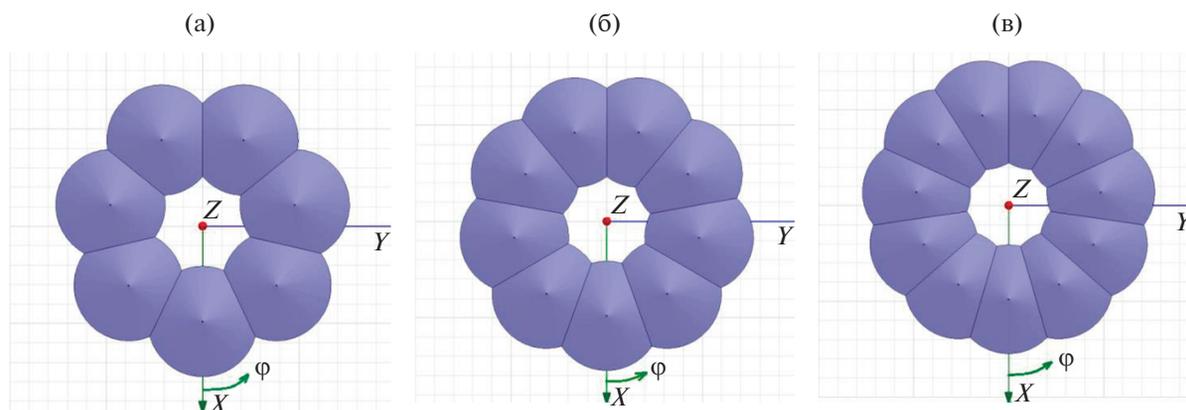


Рис. 2. Геометрия цилиндрических решеток из семи (а), девяти (б) и одиннадцати (в) шестиэлементных линеек из вырезов из биконуса (вид сверху).

1. ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ

Сначала рассмотрим цилиндрическую антенную решетку из пяти шестиэлементных коллинарных (линейных) антенных решеток (линеек) биконусов (рис. 1). Каждая линейка содержит синфазный делитель мощности на шесть каналов с входным сопротивлением 100 Ом и выходным 17 Ом. Вход каждого делителя соединен с коаксиальным портом. Делитель обеспечивает синфазное равноамплитудное возбуждение биконических элементов в линейке.

Угол θ между образующей биконуса и осью вращения определяется формулой [1]

$$Z = \frac{\eta}{\pi} \ln \left(\operatorname{ctg} \left(\frac{\theta}{2} \right) \right), \quad (1)$$

где $\eta = 120\pi$ – волновое сопротивление свободного пространства.

Для входного импеданса $Z = 17$ Ом угол $\theta = 82^\circ$. Период элементов в линейке T выбран равным 40 мм. При этом из формулы (1) следует, что ра-

диус биконуса $r = 146$ мм, а высота решетки $H = 240$ мм. Зададим радиус цилиндрической решетки $L = 245$ мм, в результате чего биконусы в 30-элементной цилиндрической решетке, содержащей пять линеек (см. рис. 1) находятся на минимальном расстоянии. При этом расстояние между осями соседних линеек (период решетки) $d = 288$ мм, а угловой период $\Psi = 72^\circ$.

На рис. 2а–2в показаны цилиндрические антенные решетки из семи, девяти и одиннадцати линеек соответственно. Оси линеек расположены на окружности радиуса L . Как видно из рис. 2, угловой период цилиндрической решетки Ψ уменьшается с увеличением числа линеек, чтобы обеспечить один и тот же радиус L цилиндрической решетки. Для решетки из семи линеек $\Psi = 51.4^\circ$, из девяти $\Psi = 40^\circ$ и из одиннадцати $\Psi = 32.7^\circ$. Угловые размеры вырезанных из биконусов частей поверхности, наоборот, увеличиваются с увеличением числа линеек цилиндрической решетки.

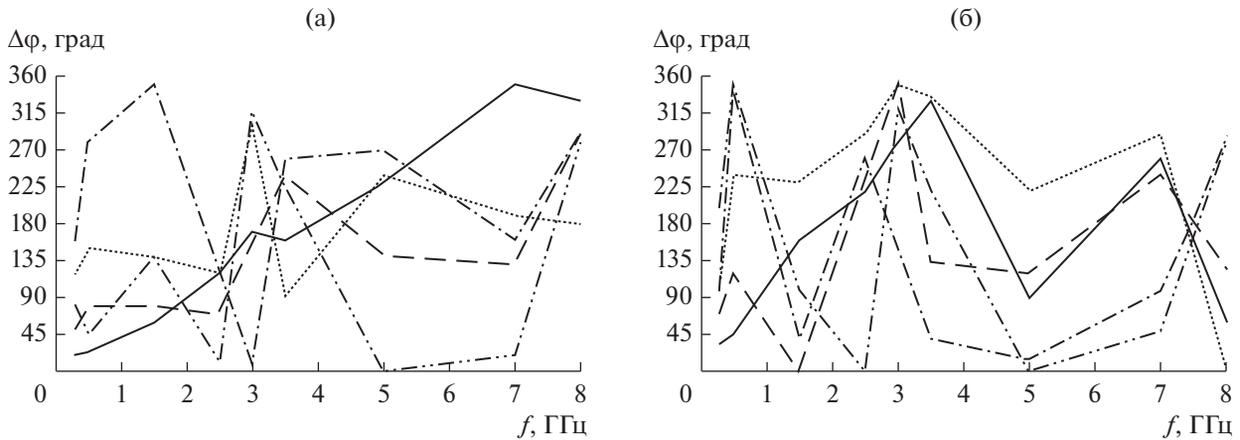


Рис. 3. Зависимости сдвига фаз подрешеток цилиндрической решетки из 11 линеек от частоты при $\varphi_1 = 0$ (а) и $\varphi_2 = \Psi/2$.

2. ИССЛЕДОВАНИЕ ЦИЛИНДРИЧЕСКОЙ ФАЗИРОВАННОЙ РЕШЕТКИ

Для электродинамического моделирования излучения решетки был использован метод конечных элементов [13]. Рассчитывались коэффициент отражения R на входе цилиндрической решетки для двух режимов фазирования, соответствующих углам формирования максимума диаграммы направленности $\varphi_1 = 0$ и $\varphi_2 = \Psi/2$, а также соответствующие диаграммы направленности на различных частотах. В связи с угловой периодичностью цилиндрической антенной решетки в H -плоскости достаточно рассмотреть сканирование в пределах одного периода. В данной работе мы ограничились исследованиями при положении луча на краю и в центре углового периода.

Фазы сигналов на входе линеек были выбраны в результате минимизации отношения максимума уровня бокового излучения к максимуму главного лепестка диаграммы направленности. Минимизация уровня бокового излучения осуществлялась последовательно, начиная с вариации фазы пары линеек, ближайших к линейке, расположенной на краю углового периода цилиндрической решетки (в случае формирования луча в направлении края углового периода $\varphi_1 = 0$) и пары линеек, ближайшей к паре линеек, расположенной по краям углового периода цилиндрической решетки (в случае формирования луча в центре углового периода $\varphi_2 = \Psi/2$).

На рис. 3а в качестве примера показаны зависимости сдвига фаз от частоты между линейкой, расположенной на краю углового периода и парой ближайших линеек (сплошная линия), следующей парой линеек цилиндрической решетки из 11 линеек (штриховая) и т.д. (пунктир, штрих-

пунктир и двойной штрих-пунктир) до последней пары линеек. На рис. 3б в тех же обозначениях показаны зависимости сдвига фазы от частоты между парой линеек, расположенных по краям углового периода и парой ближайших линеек, следующей парой линеек цилиндрической решетки из 11 линеек и т.д. до последней, 11-й, линейки.

Были построены диаграммы направленности в H -плоскости с оптимизированными фазовыми распределениями цилиндрических решеток с различным числом линеек (рис. 4–7).

На рис. 4 сплошными линиями показаны диаграммы направленности цилиндрической антенной решетки из пяти линеек биконусов на трех частотах при $\varphi = \varphi_1$ и $\varphi = \varphi_2$. Видно, что при повышении частоты от 0.3 до 1 ГГц боковые лепестки достигают уровня -2 дБ относительно уровня главного лепестка.

На рис. 5 в тех же обозначениях представлены диаграммы направленности цилиндрической антенной решетки из семи линеек на четырех частотах. Видно, что боковые лепестки достигают уровня -2 дБ относительно уровня главного лепестка при повышении частоты от 0.3 до 3 ГГц.

На рис. 6 в тех же обозначениях показаны диаграммы направленности цилиндрических антенных решеток из девяти линеек вырезок из биконуса на четырех частотах. Видно, что при повышении частоты от 0.3 до 5 ГГц боковые лепестки диаграммы направленности достигают уровня -4 дБ относительно уровня главного лепестка.

На рис. 7 в тех же обозначениях показаны диаграммы направленности цилиндрических фазированных антенных решеток из одиннадцати линеек на четырех частотах. Видно, что при увеличении ча-

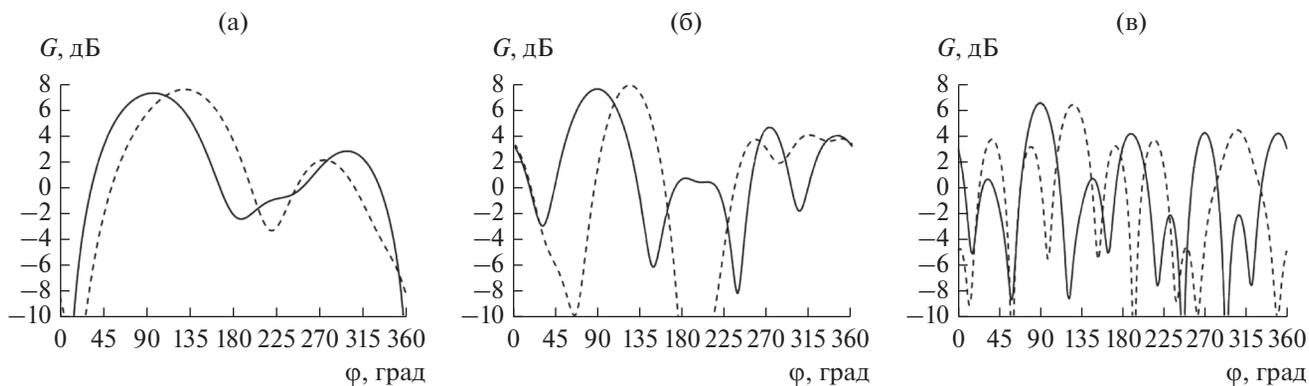


Рис. 4. Диаграммы направленности в H -плоскости цилиндрической антенной решетки из пяти линеек на трех частотах: 0.3 (а), 0.5 (б) и 1 ГГц (в), при $\varphi = \varphi_1$ (сплошные линии) и при $\varphi = \varphi_2$ (штриховые).

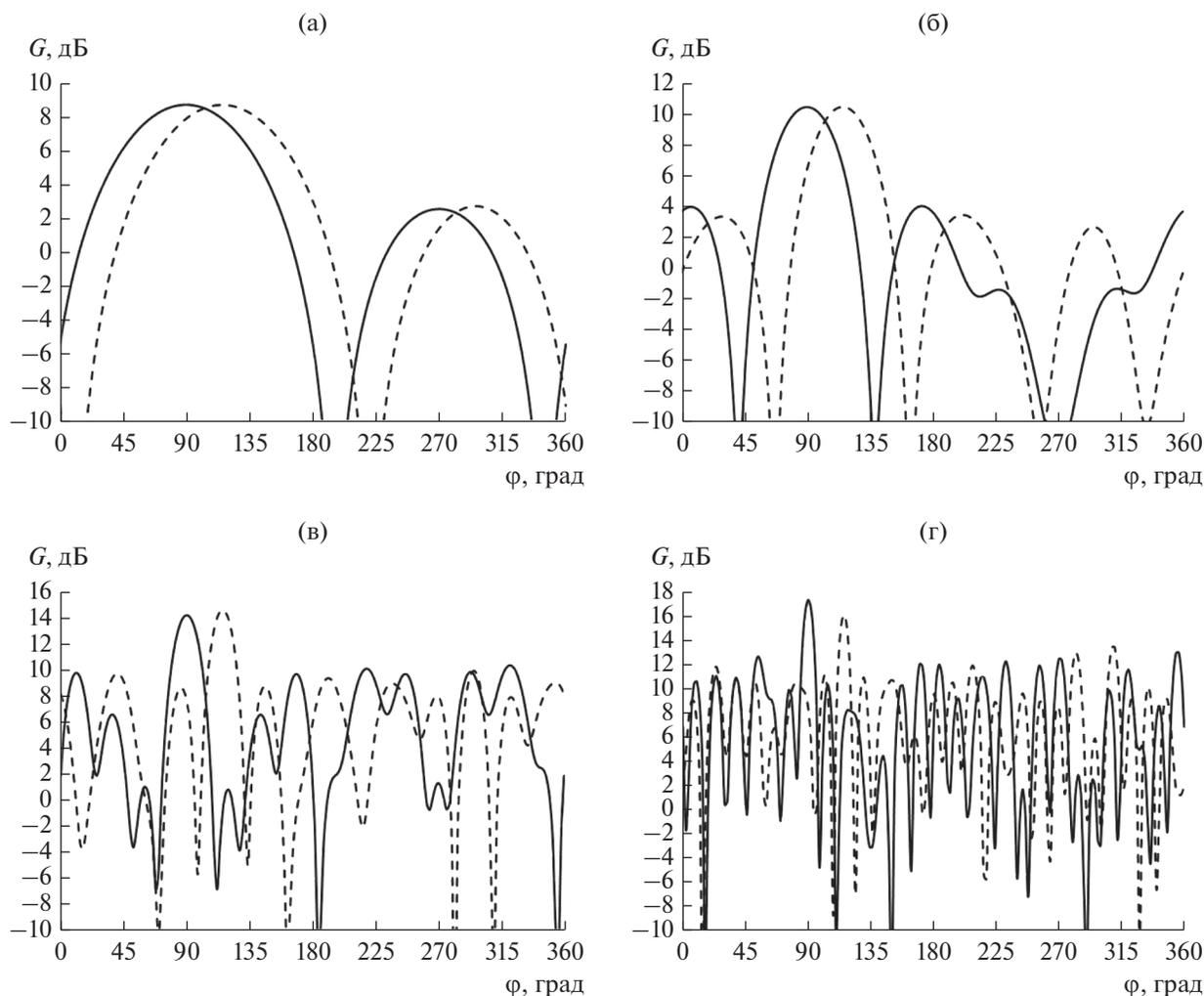


Рис. 5. Диаграммы направленности в H -плоскости решетки из семи линеек на четырех частотах: 0.3 (а), 0.5 (б), 1.5 (в) и 3 ГГц (г).

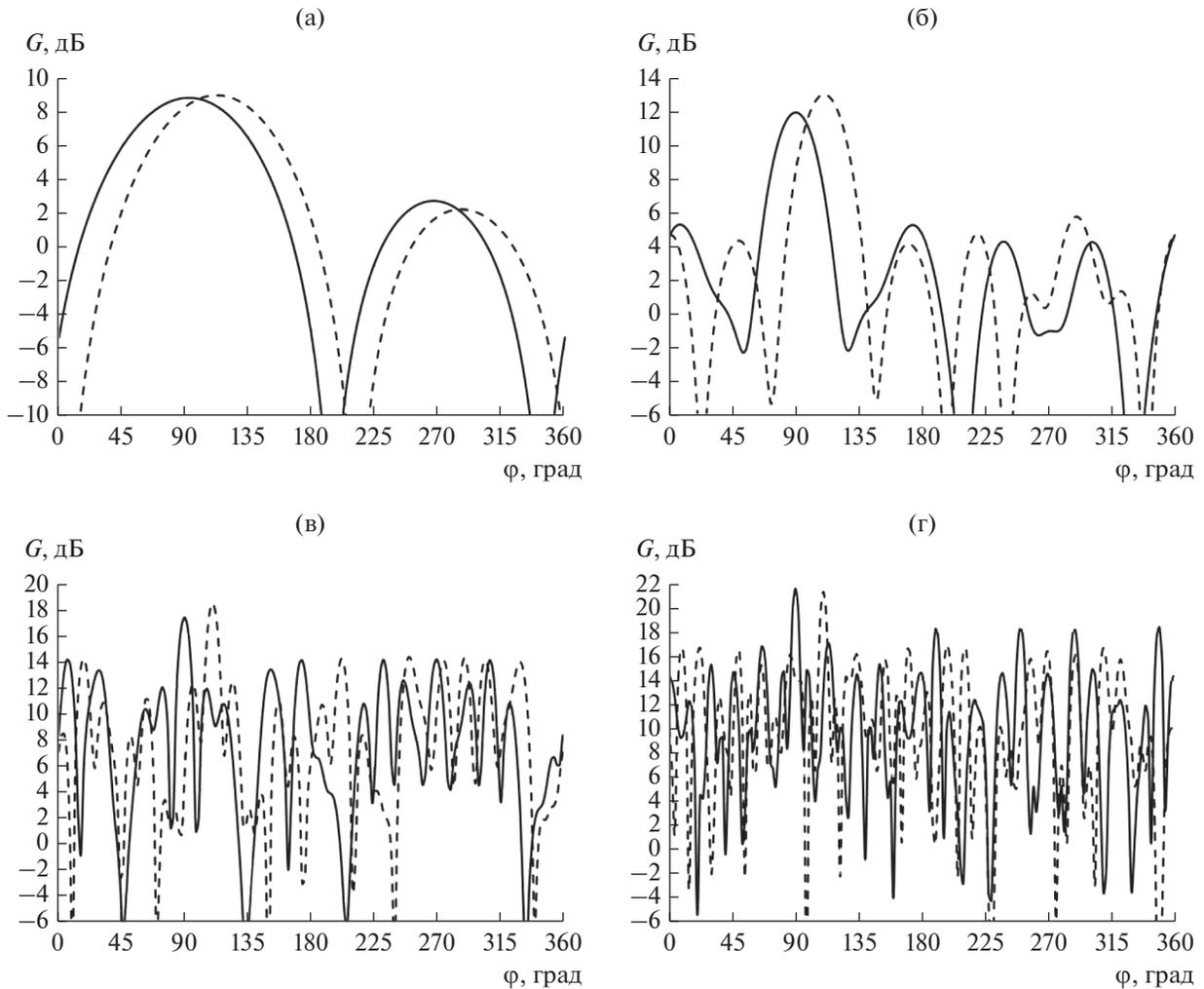


Рис. 6. Диаграммы направленности в H -плоскости цилиндрической решетки из девяти линеек на четырех частотах: 0.3 (а), 1 (б), 3 (в) и 5 ГГц (г).

стоты от 0.3 до 8 ГГц (в 27 раз) относительный уровень боковых лепестков вырастает от -9 до -5 дБ. При этом коэффициент усиления цилиндрической решетки растет от 8 до 24 дБ.

Следует отметить, что коэффициенты усиления цилиндрических решеток с различным числом элементов на одинаковых частотах мало отличаются. Это связано с тем, что диаметр решеток не зависит от числа элементов.

Диаграммы направленности цилиндрической решетки в E -плоскости в центре углового периода приведены на рис. 8 на частотах 0.3, 1.5, 5 и 8 ГГц. Диаграмма направленности нижней части полупространства в статье не приведена, поскольку из-за симметрии задачи она имеет такую же форму.

Как видно из рис. 8, диаграммы направленности цилиндрической решетки в E -плоскости на

высоких частотах близки к соответствующим диаграммам линейного синфазного источника с равномерным амплитудным распределением [14]. Диаграмма направленности цилиндрической решетки в E -плоскости при $\varphi = \varphi_2$ имеют аналогичный вид, поэтому не приводятся.

Коэффициент отражения цилиндрической антенной решетки R вычисляли по формуле

$$R = \left| \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N S_{ij} e^{i\psi_j} \right|, \quad (2)$$

где S_{ij} – коэффициент передачи со входа i -й линейки на выход j -й линейки, N – количество линеек в решетке, ψ_j – фазовой сдвиг между i -й и j -й линейками.

На рис. 9а–9г представлены результаты моделирования зависимости коэффициента отражения

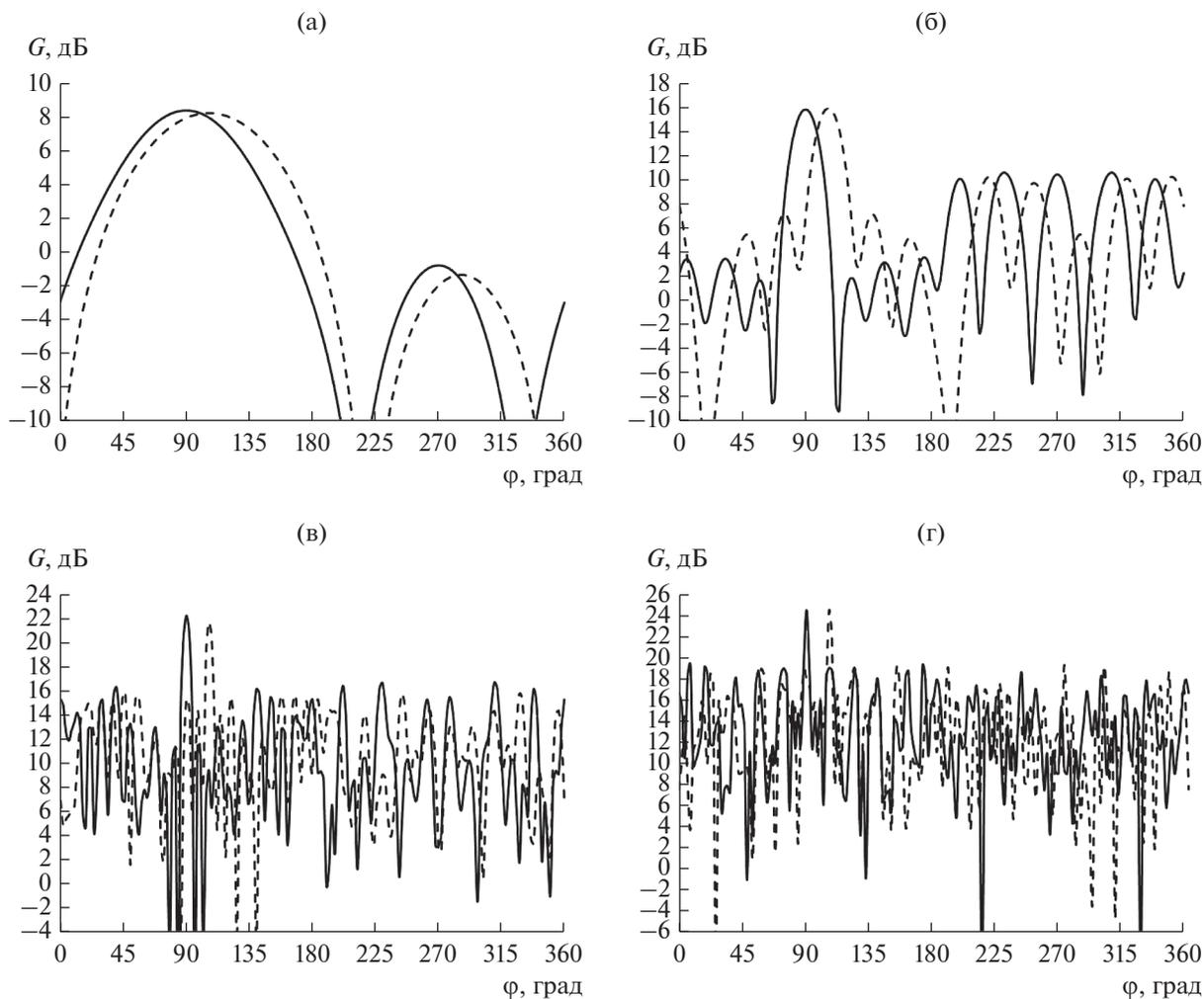


Рис. 7. Диаграммы направленности в H -плоскости цилиндрической решетки из одиннадцати линеек на четырех частотах: 0.3 (а), 1.5 (б), 3 (в) и 8 ГГц (г).

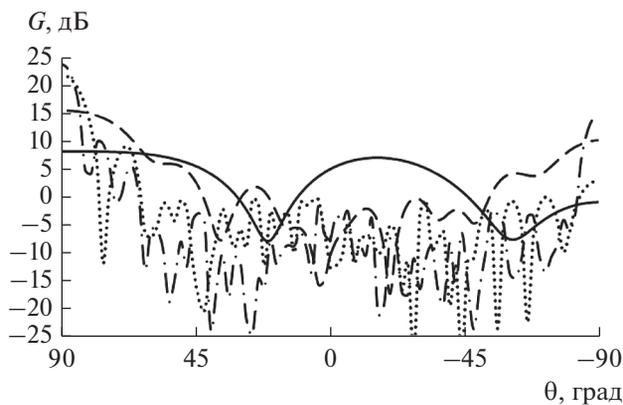


Рис. 8. Диаграммы направленности в E -плоскости цилиндрической решетки из одиннадцати линеек на четырех частотах: 0.3 ГГц (сплошная линия), 1.5 ГГц (штриховая), 5 ГГц (пунктир), 8 ГГц (штрих-пунктир), при $\phi_1 = 0$.

от частоты соответственно 30-, 42-, 54- и 66-элементной цилиндрической фазированной решетки с учетом сдвига фаз, использованного для формирования луча под углом $\phi = \phi_1$ и $\phi = \phi_2$. Для срав-

нения на рисунке показаны коэффициенты отражения линейки в свободном пространстве (пунктиром) и линейки в составе соответствующей цилиндрической решетки (штрих-пункти-

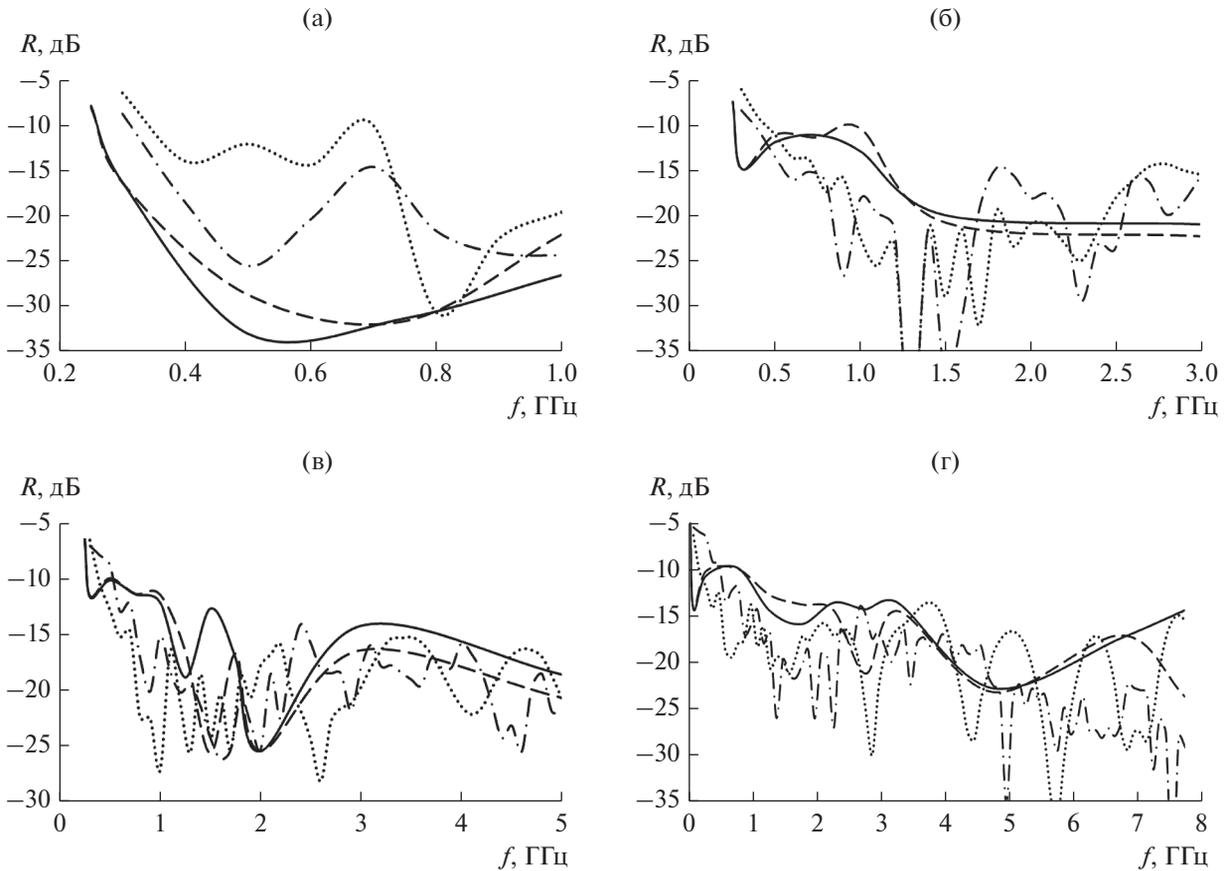


Рис. 9. Зависимости коэффициента отражения от частоты для пяти (а), семи (б), девяти (в) и одиннадцати линеек (г) при $\varphi = \varphi_1$ (сплошные линии) и $\varphi = \varphi_2$ (штриховые).

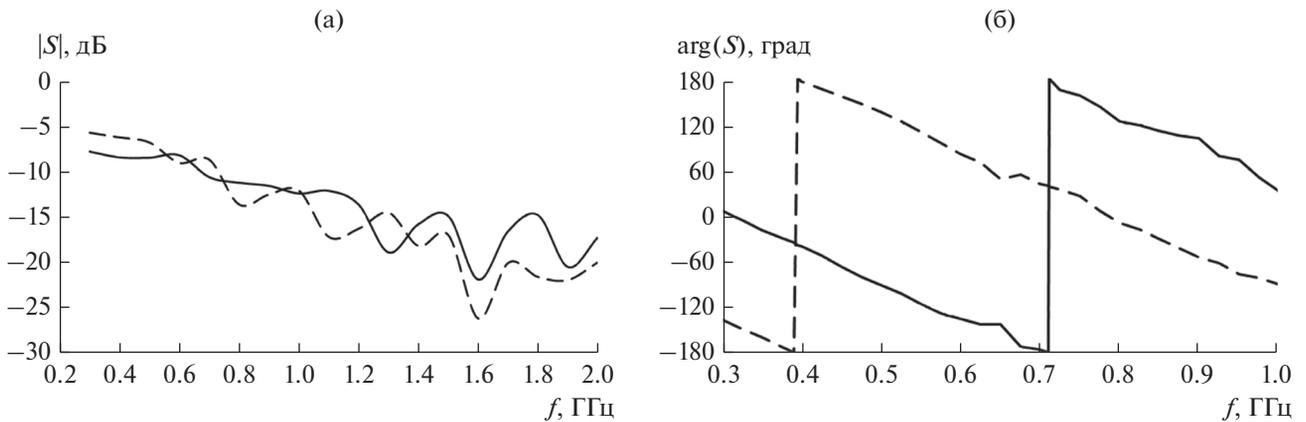


Рис. 10. Зависимости модуля (а) и фазы (б) коэффициентов S_{11} (сплошная), S_{12} (штриховая) от частоты.

ром). При расчете коэффициента отражения мы ограничились полосой частот, в которой относительный уровень боковых лепестков диаграммы направленности не очень высок (см. выше).

На рис. 9 видно, что частотные зависимости коэффициента отражения решеток с различным числом элементов отличаются довольно сильно, а

от угла сканирования — мало. При этом нижняя частота согласования решеток с различным числом элементов по уровню -10 дБ для обоих углов сканирования примерно равна 0.27 ГГц.

Интересно, что нижняя частота согласования на входе фазированной цилиндрической решетки существенно ниже соответствующей частоты ли-

нейки как в свободном пространстве, так и в составе цилиндрической решетки. Это можно объяснить противоположными знаками величин S_{11} и S_{12} в сумме (2), которые определяют основной вклад в величину коэффициента отражения на входе цилиндрической решетки. В качестве подтверждения на рис. 10 показаны частотные зависимости S_{11} и S_{12} для цилиндрической решетки из одиннадцати линеек.

Ранее уже отмечалось, что взаимодействие элементов решетки в E -плоскости приводит к понижению нижней частоты согласования [12]. В данной работе подобный эффект наблюдается при взаимодействии элементов в H -плоскости.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Из полученных численных результатов можно сделать следующие выводы.

1. Использование цилиндрической антенной решетки позволяет существенно увеличить коэффициент усиления по сравнению с коллинеарной решеткой биконусов (для решетки из 11 линеек до 13 дБ на верхних частотах).

2. При фазовом сканировании в H -плоскости характеристики цилиндрической антенной решетки при положении луча в центре и на краю углового периода решетки мало меняются.

3. Полоса рабочих частот цилиндрической антенной решетки снизу ограничена ростом коэффициента отражения, а сверху – ростом уровня бокового излучения. При этом с увеличением числа линейных подрешеток (при постоянном диаметре цилиндрической решетки) нижняя частота не меняется, а верхняя – растет.

4. При ограничении бокового излучения уровнем 5 дБ полоса рабочих частот цилиндрической фазированной антенной решетки, состоящей из 11 линеек, при сканировании в H -плоскости примерно равна 1 : 27, т.е. реализован сверхдиапазонный режим сканирования в полном азимутальном угле.

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (проект № 18-07-00655).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Макурин М.Н., Чубинский Н.П. РЭ. 2007. Т. 52. № 10. С. 1199.
2. Калошин В.А., Мартынов Е.С. // Журн. радиоэлектроники. 2011. № 9. <http://jre.cplire.ru/jre/sep11/12/text.pdf>.
3. Калошин В.А., Мартынов Е.С., Скородумова Е.А. // РЭ. 2011. Т. 56. № 9. С. 1094.
4. Калошин В.А., Скородумова Е.А. // Антенны. 2011. № 10. С. 79.
5. Семенов В.Н., Басков К.М., Акимов Д.И. и др. Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем (СВЧ-2018). Омск: ОМГТУ, 2018. С. 248.
6. Ашихмин А.В. Проектирование и оптимизация сверхширокополосных антенных устройств и систем для аппаратуры радиоконтроля. М.: Радио и связь, 2005.
7. McDonald J.L., Filipovic D.S.A. // IEEE Trans. Antennas. Propag. 2010. V. 58. № 12. P. 3905.
8. Калошин В.А., Нгуен К.З. // Антенны. 2016. № 2. С. 34.
9. Бирюков В.Л., Дупленкова М.Д., Калинин В.И., Калошин В.А. // Журн. радиоэлектроники. 2014. № 1. <http://jre.cplire.ru/jre/jan14/21/text.pdf>.
10. Дупленкова М.Д., Калинин В.И., Калошин В.А. и др. // Журн. радиоэлектроники. 2015. № 11. <http://jre.cplire.ru/iso/nov15/13/text.html>.
11. Калошин В.А., Нгуен К.З. // Антенны. 2016. № 8. С. 69.
12. Нгуен К.З. Анализ и оптимизация сверхширокополосных малоэлементных антенных решеток линейной поляризации с целью расширения полосы частот // Дис. ... канд. физ.-мат. наук. М.: ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН, 2017. 128 с. <http://www.cplire.ru/rus/dissertations/Nguen/dissertation.pdf>.
13. Гринев А.Ю. Численные методы решения прикладных задач электродинамики. М.: Радиотехника, 2012.
14. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ. М.: Высш. школа, 1988.