

## АНТЕННО-ФИДЕРНЫЕ СИСТЕМЫ

УДК 621.396.67

# ДВУМЕРНО-ПЕРИОДИЧЕСКАЯ СВЕРХДИАПАЗОННАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА ТЕМ-РУПОРОВ С СИСТЕМОЙ ПИТАНИЯ

© 2020 г. В. А. Калошин<sup>а,\*</sup>, Н. Т. Ле<sup>б,\*\*</sup>

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

<sup>б</sup>Московский физико-технический институт (национальный исследовательский университет),  
Институтский пер., 9, Долгопрудный Московской обл., 141701 Российская Федерация

\*E-mail: vak@cplire.ru

\*\*E-mail: lenhuthairus@gmail.com

Поступила в редакцию 22.08.2019 г.

После доработки 22.08.2019 г.

Принята к публикации 23.10.2019 г.

С использованием электродинамического моделирования на основе метода конечных элементов проведено исследование характеристик плоской двумерно-периодической антенной решетки 32-х ТЕМ-рупоров с системой питания. Коэффициент отражения каждого из двух делителей мощности, входящих в систему питания решетки, ниже уровня  $-25$  дБ в диапазоне частот  $0.3...7$  ГГц. Найдено, что полоса согласования антенной решетки с системой питания по уровню  $-10$  дБ в синфазном режиме и при сканировании в секторе  $90^\circ$  в  $H$ -плоскости составила более  $19 : 1$ , а в  $E$ -плоскости – более  $15 : 1$ .

DOI: 10.31857/S0033849420090041

### ВВЕДЕНИЕ

Развитие сверхширокополосных (СШП) и многодиапазонных радиоэлектронных систем требует создания сканирующих остронаправленных антенн, функционирующих в очень широком диапазоне частот, в том числе с отношением верхней частоты к нижней более  $10 : 1$ , т.е. перекрывающих более одного диапазона волн. В качестве таких (сверхдиапазонных) сканирующих антенн могут быть использованы фазированные антенные решетки (ФАР) с полосой рабочих частот более  $10 : 1$ . При разработке сверхдиапазонных ФАР возникает ряд серьезных проблем, главная среди которых – согласование решетки с периодом, который много меньше длины волн.

В работах [1–4] исследованы антенные решетки ТЕМ-рупоров без экрана. Эти решетки согласованы в широкой полосе частот. В работе [4] в результате электродинамического моделирования показано, что синфазные бесконечные решетки ТЕМ-рупоров могут быть согласованы в полосе частот более  $40 : 1$ . При сканировании в  $E$ -плоскости в секторе  $90^\circ$  полоса согласования уменьшается до  $27 : 1$ . Полоса согласования 36-элементной решетки в синфазном режиме составляет  $10 : 1$ , при сканировании в секторе  $60^\circ$  –  $7 : 1$ . При этом существен-

ным недостатком решеток без экрана является большое заднее излучение.

В работах [5–10] исследованы антенные решетки с экраном. В работе [6] исследованы бесконечная и конечная (144 элемента) двумерно-периодическая решетка ТЕМ-рупоров с металлизацией межрупорного пространства и полосой согласования в синфазном режиме  $10 : 1$ . При сканировании в секторе  $90^\circ$  в  $H$ -плоскости полоса согласования бесконечной решетки составила  $10 : 1$ , а при сканировании в  $E$ -плоскости –  $5 : 1$ .

В работах [7–10] исследованы двухполяризационные антенные решетки. Рассмотренные в работах [7, 8] решетки состоят из 64-х элементов ( $8 \times 8$ ) в виде неоднородной щелевой линии. В синфазном режиме полосы согласования решеток составили  $12 : 1$  [7] и  $9 : 1$  [8]. При сканировании в секторе  $90^\circ$  полоса согласования решетки в работе [7] сужается до  $8 : 1$ , а при сканировании в секторе  $60^\circ$  в работе [8] – до  $7 : 1$ .

В работах [9, 10] исследована двухполяризационная решетка из 576 ( $24 \times 24$ ) проводников квадратного переменного поперечного сечения и показана возможность реализации сверхдиапазонного режима работы (полоса согласования в синфазном режиме и при сканировании в секторе  $90^\circ$  в  $H$ -плоскости составила  $34 : 1$ , а в  $E$ -плоскости –  $15 : 1$ ).

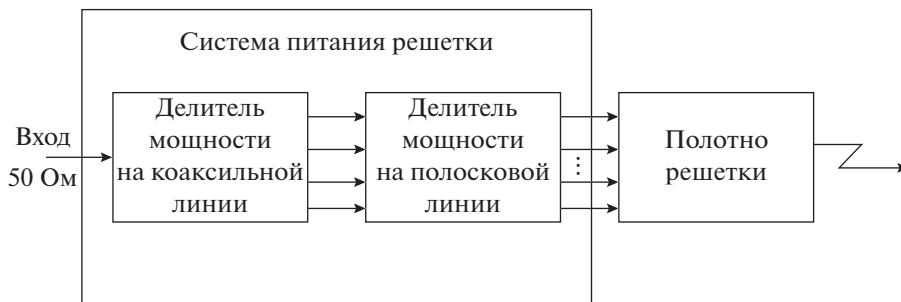


Рис. 1. Функциональная схема антенной решетки с системой питания.

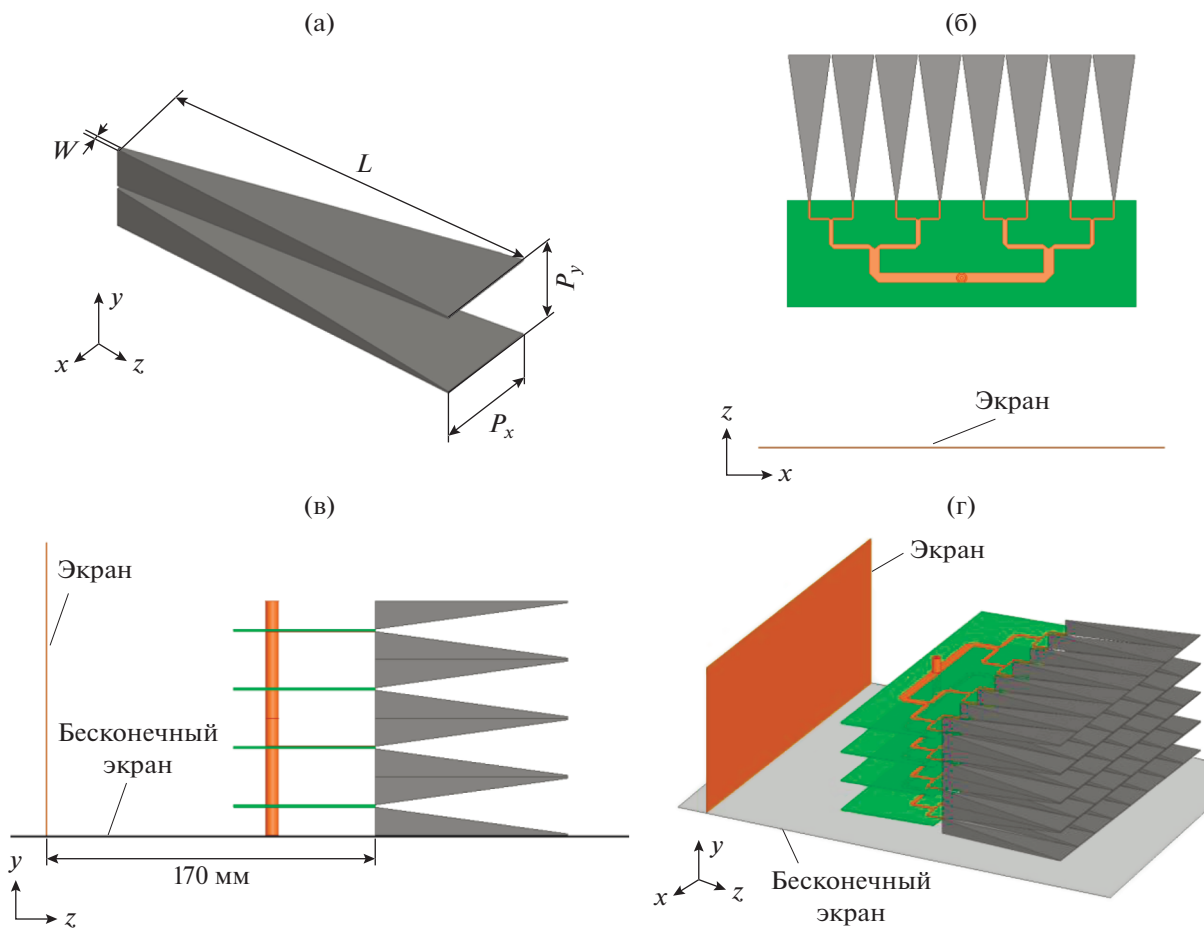


Рис. 2. Антенная решетка с системой питания: а – элемент решетки, б – вид сверху антенной решетки с системой питания, в – вид сбоку, г – общий вид.

Сверхдиапазонные двумерно-периодические ФАР с системой питания не исследовались. Цель данной работы рассмотреть такую решетку.

### 1. АНТЕННАЯ РЕШЕТКА С СИСТЕМОЙ ПИТАНИЯ

Функциональная схема антенной решетки с системой питания представлена на рис. 1. На рисунке видно, что система питания решетки состоит из двух частей. Первая представляет собой де-

литель мощности с последовательным делением на коаксиальной линии, вторая часть – с параллельным делением на полосковой линии. Полотно решетки состоит из 32-х ТЕМ-рупоров (4 × 8) с металлизацией междупорного пространства.

На рис. 2а–2г показаны соответственно элемент решетки, вид сверху антенной решетки с системой питания, вид сбоку и общий вид. Решетка из 32-х элементов расположена над бесконечным металлическим экраном, что эквивалентно увеличению числа ее элементов до 64-х (8 × 8). Эле-

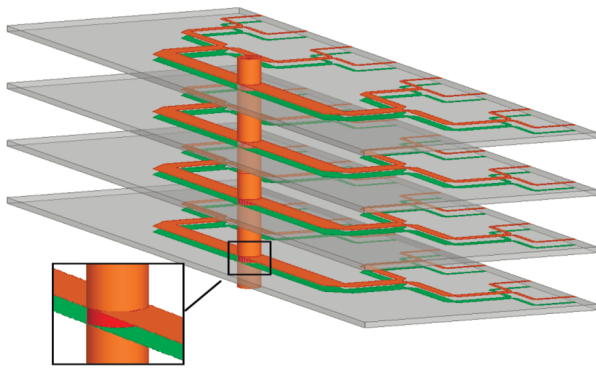


Рис. 3. Система питания антенной решетки, на вставке – увеличенный фрагмент.

мент решетки имеет следующие параметры: входной импеданс  $Z_{\text{вход}} = 100 \text{ Ом}$ , длина  $L = 100 \text{ мм}$ , период  $P_x = 30 \text{ мм}$ ,  $P_y = 20 \text{ мм}$ , входная толщина  $W = 1 \text{ мм}$ . Позади решетки на расстоянии 170 мм от входа *ТЕМ*-рупоров расположен металлический экран размером  $300 \times 100 \text{ мм}$ . Таким образом, задача исследования характеристик решетки из 64-х *ТЕМ*-рупоров сводится к исследованию решетки из 32-х *ТЕМ*-рупоров.

## 2. ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК СИСТЕМЫ ПИТАНИЯ

Система питания антенной решетки показана на рис. 3. Делитель мощности на 50-омной коаксиальной линии имеет один вход и четыре выхода. Каждый выход делителя мощности на коаксиальной линии соединен с входом восьмиканального делителя мощности на симметричной двухпроводной полосковой линии. В итоге получена система питания с 32 выходами с волновым сопротивлением 100 Ом.

Продольное сечение четырехканального делителя мощности на коаксиальной линии приведено на рис. 4. Делитель имеет вход (1) с волновым сопротивлением 50 Ом и четыре выхода (2–5) с волновыми сопротивлениями 12.5 Ом, которые обеспечивают равномерное синфазное деление мощности на выходе с амплитудой –6 дБ. Восьмиканальный делитель мощности на симметричной двухпроводной полосковой линии показан на рис. 5. Он содержит вход 1 с волновым сопротивлением 12.5 Ом и восемь выходов (2–9) с волновыми сопротивлениями 100 Ом, с равномерным синфазным делением мощности на выходе с амплитудой –9.5 дБ.

Результаты расчета частотных зависимостей коэффициентов отражения четырехканального и

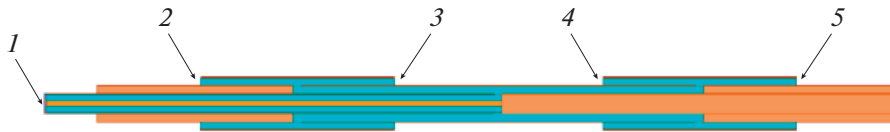


Рис. 4. Делитель мощности на коаксиальной линии: 1 – вход, 2–5 – выходы.

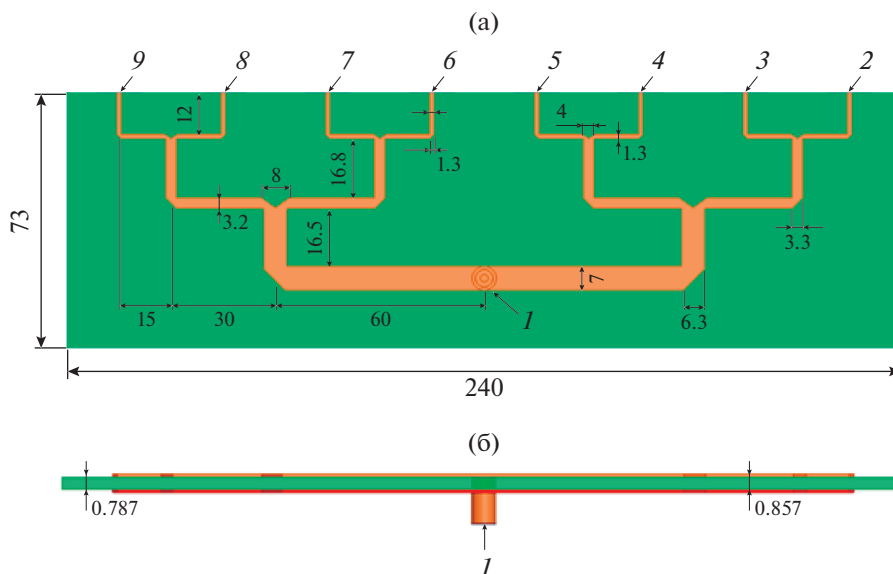


Рис. 5. Делитель мощности на полосковой линии (все параметры – в мм): а – вид сверху, б – вид сзади; 1 – вход, 2–9 – выходы.

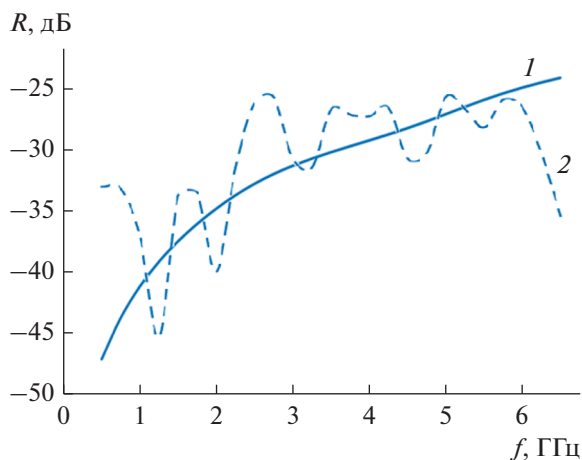


Рис. 6. Зависимости коэффициентов отражения четырехканального (1) и восьмиканального (2) делителей мощности от частоты.

восьмиканального делителя с использованием метода конечных элементов показаны на рис. 6. Видно, что в полосе частот ниже 7 ГГц коэффициент отражения каждого из делителей ниже  $-25$  дБ.

В результате численного моделирования были также найдены зависимости модулей коэффициентов передачи делителей мощности на коаксиальной и полосковой линиях от частоты, которые представлены на рис. 7а, 7б соответственно. На рис. 7а приведены соответствующие зависимости на выходах 2–5 делителя мощности на коаксиальной линии, а на рис. 7б – на выходах 2–9 делителя на полосковой линии.

В результате численного моделирования найдена разность фаз коэффициентов передачи на выходах четырехканального и восьмиканального делителей относительно выходов 2, 9 (рис. 8). Результаты для выходов четырехканального делите-

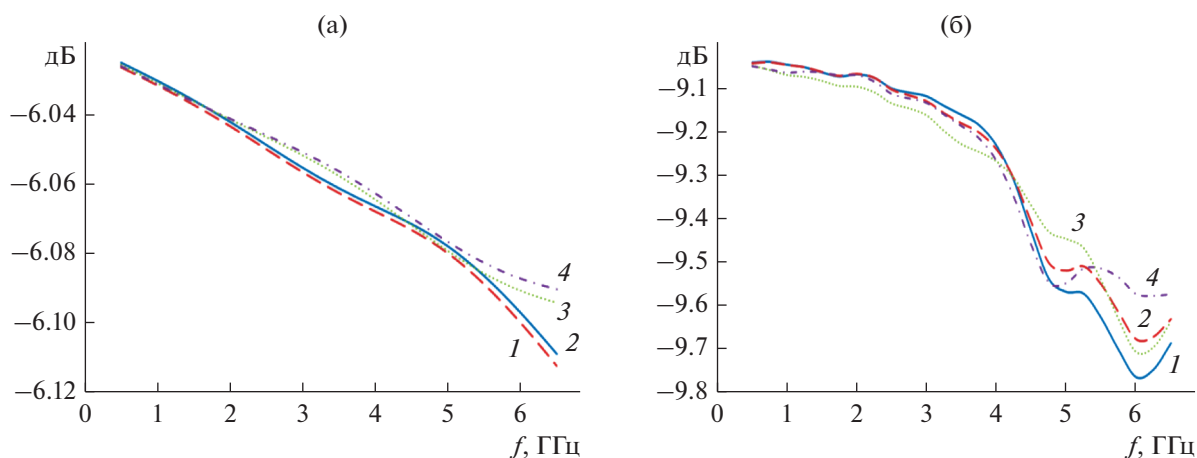


Рис. 7. Зависимости модулей коэффициентов передачи четырехканального (а) и восьмиканального (б) делителей мощности от частоты; на рис. 7а выходы 2 (1), 3 (2), 4 (3), 5 (4), на рис. 7б – выходы 2, 9 (1), 3, 8 (2), 4, 7 (3), 5, 6 (4).

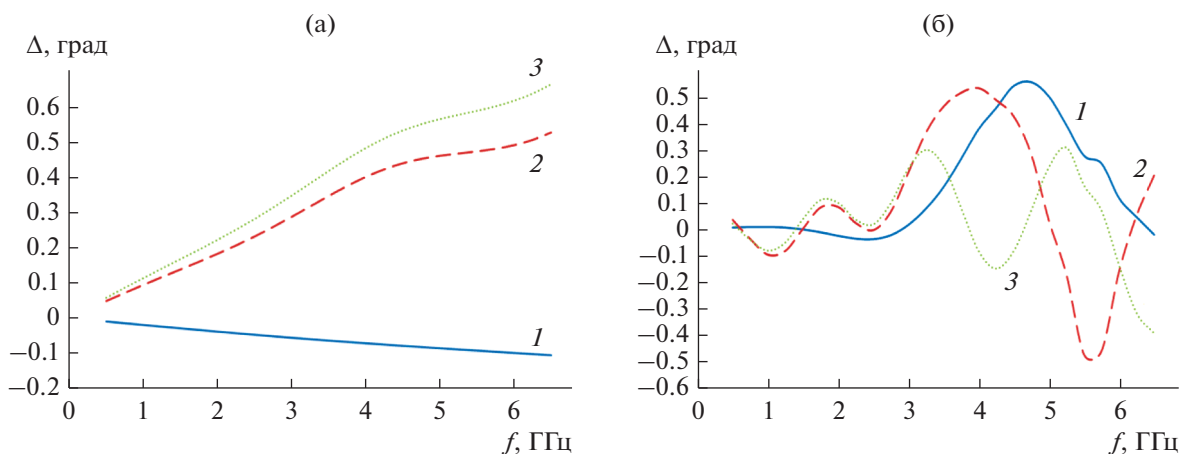
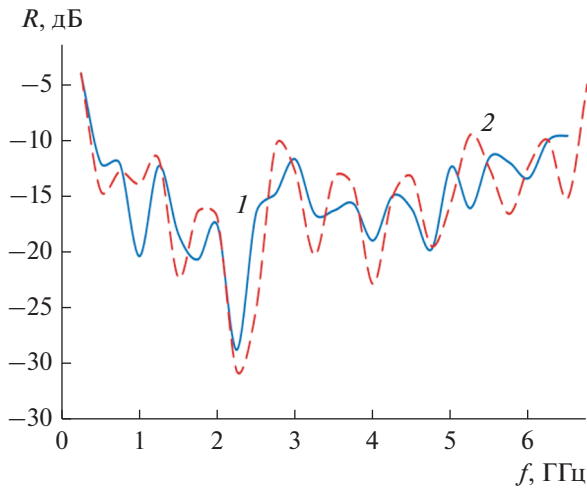


Рис. 8. Зависимости разности фаз коэффициентов передачи на выходах четырехканального (а) и восьмиканального (б) делителей мощности от частоты; на рис. 8а выходы 3 (1), 4 (2), 5 (3), на рис. 8б выходы 3, 8 (1), 4, 7 (2), 5, 6 (3).



**Рис. 9.** Зависимости коэффициентов отражения синфазных антенных решеток без экрана (1) и с экраном (2) от частоты.

ля показаны на рис. 8а, а для выходов восьмиканального делителя – на рис. 8б.

### 3. ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С СИСТЕМОЙ ПИТАНИЯ

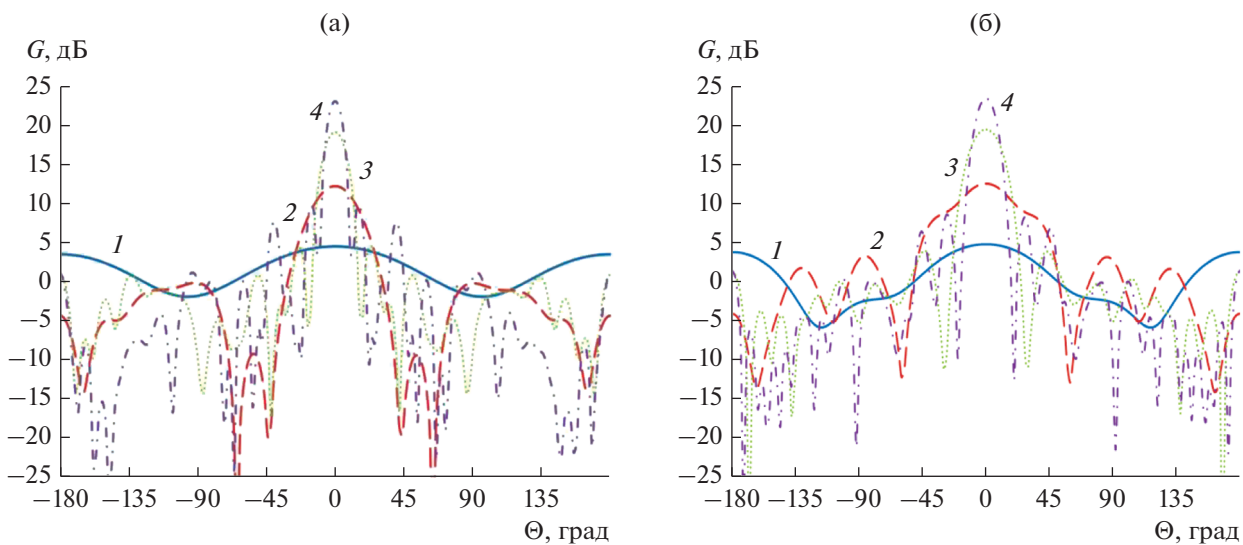
С использованием метода конечных элементов было проведено численное исследование характеристик антенной решетки совместно с системой питания. На рис. 9 представлены зависимости коэффициента отражения синфазной антенной решетки

от частоты. Видно, что решетка без экрана и с экраном согласована по уровню  $-10$  дБ в полосе частот  $0.35...6.6$  ГГц, т.е. полоса согласования решетки примерно  $19 : 1$ . Таким образом, наличие экрана сзади решетки данной конструкции не приводит к ухудшению согласования, поэтому далее исследуется только решетка с экраном.

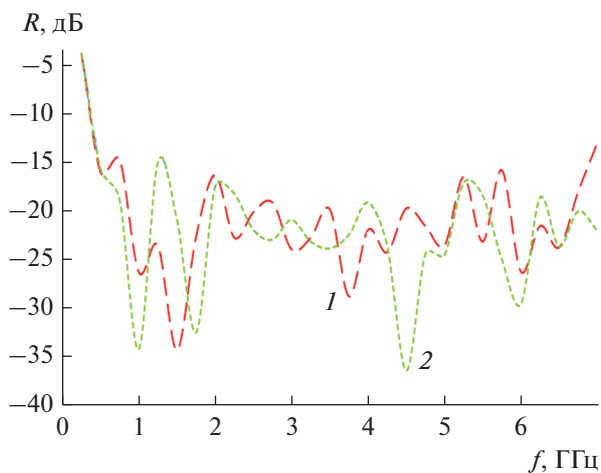
На рис. 10а, 10б показаны диаграммы направленности (ДН) синфазной антенной решетки в  $H$ - и  $E$ -плоскости соответственно на частотах  $f = 0.5, 2, 4$  и  $6.5$  ГГц. Видно, что отношение вперед–назад с ростом частоты увеличивается до  $23$  дБ.

На рис. 11, 12 показаны зависимости коэффициента отражения от частоты при сканировании в  $H$ - и  $E$ -плоскости, соответственно. На рис. 11 показаны зависимости коэффициента отражения от частоты при сканировании в секторе  $40^\circ$  и  $90^\circ$ . На рисунке видно, что при сканировании полоса согласования не уменьшается. На рис. 12 показаны зависимости при сканировании в секторе  $30^\circ, 60^\circ$  и  $90^\circ$ . На рисунке видно, что при сканировании в секторе  $60^\circ$  полоса согласования практически такая же, как в синфазном режиме ( $19 : 1$ ), а при сканировании в секторе  $90^\circ$  полоса согласования сужается до  $15 : 1$ .

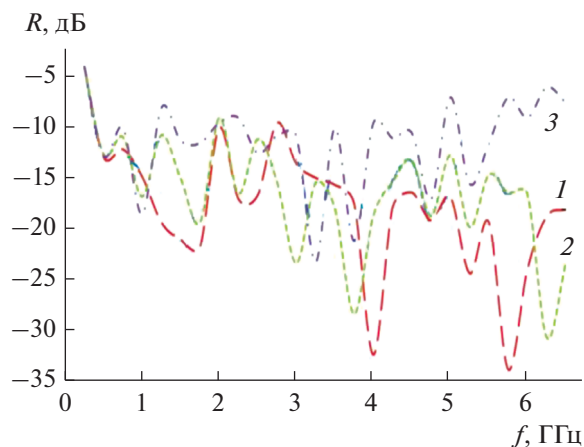
Нормированные ДН антенной решетки при сканировании в  $H$ -плоскости на частотах  $2, 4, 5$  и  $6.5$  ГГц представлены на рис. 13а–13г, соответственно. На рисунке видно, что с увеличением частоты растут боковые лепестки и на частоте  $f = 6.5$  ГГц уровень первого бокового лепестка достигает уровня  $-10$  дБ при сканировании на угол  $20^\circ$  и  $-4$  дБ при сканировании на угол  $45^\circ$ .



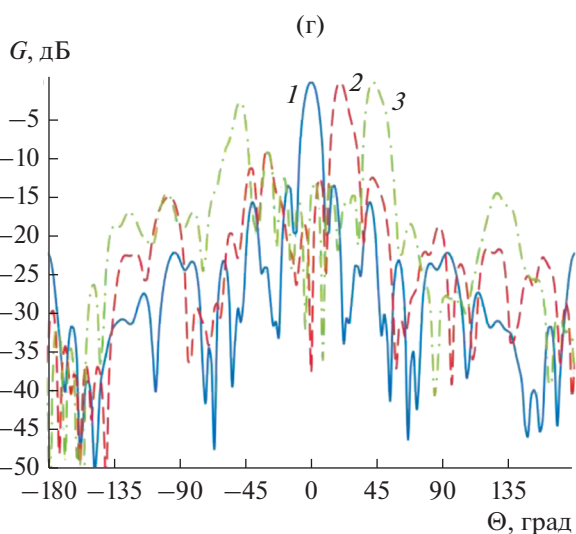
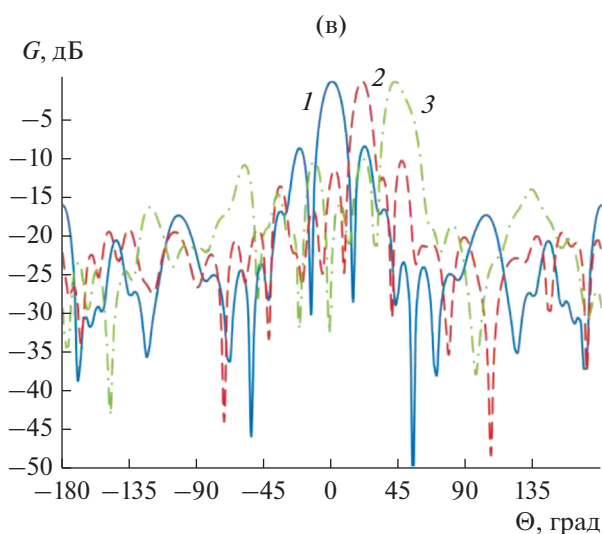
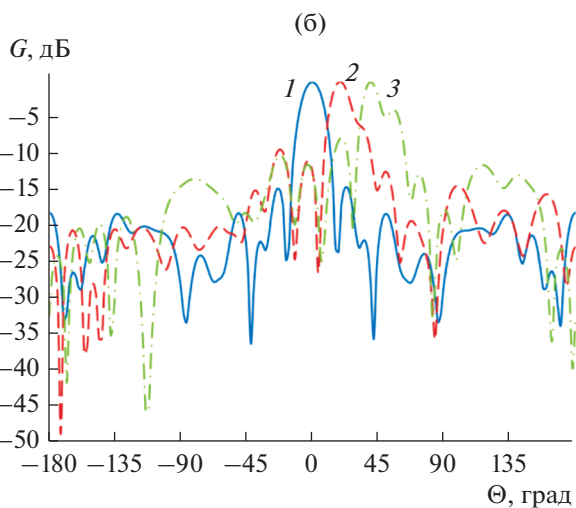
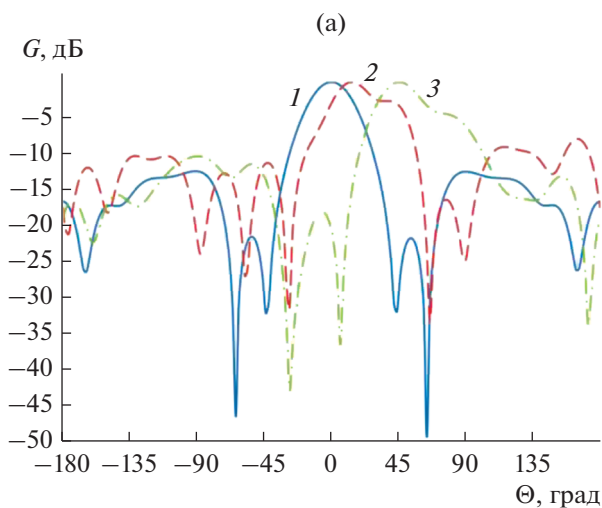
**Рис. 10.** Диаграмма направленности синфазной антенной решетки в  $H$ - (а) и  $E$ -плоскости (б) на четырех частотах:  $f = 0.5$  (1), 2 (2), 4 (3) и  $6.5$  ГГц (4).



**Рис. 11.** Зависимость коэффициента отражения от частоты антенной решетки при сканировании в  $H$ -плоскости: при сканировании в секторе  $40^\circ$  (1) и  $90^\circ$  (2).

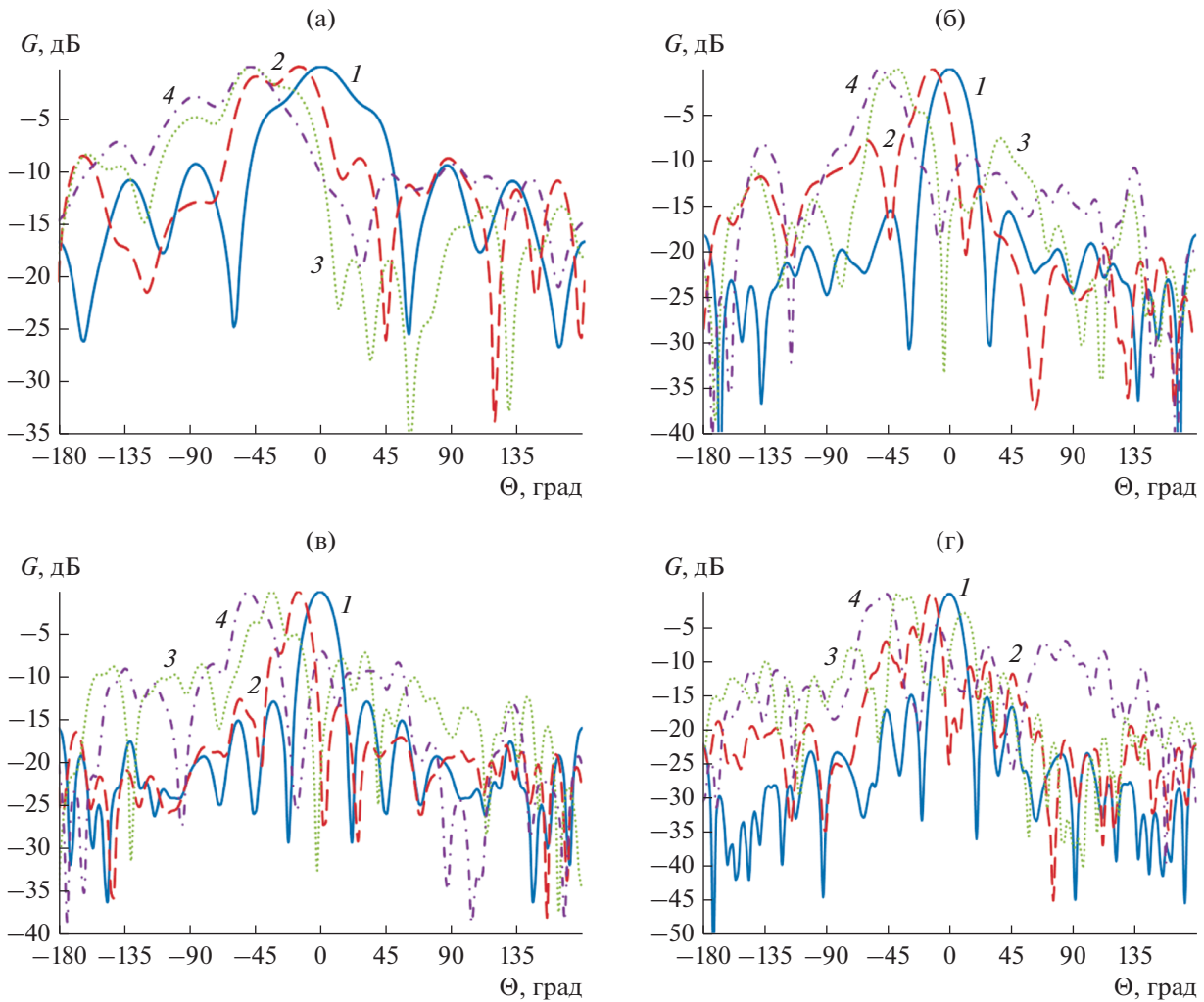


**Рис. 12.** Зависимость коэффициента отражения от частоты антенной решетки при сканировании в  $E$ -плоскости: при сканировании в секторе  $30^\circ$  (1),  $60^\circ$  (2) и  $90^\circ$  (3).



**Рис. 13.** Диаграммы направленности антенной решетки при сканировании в  $H$ -плоскости на частотах 2 (а), 4 (б), 5 (в) и 6.5 ГГц (г); синфазной решетки (1); при сканировании на  $20^\circ$  (2) и  $45^\circ$  (3).





**Рис. 14.** Диаграммы направленности антенной решетки при сканировании в  $E$ -плоскости на частотах 2 (а), 4 (б), 5 (в) и 6.5 ГГц (г); синфазной решетки (1); при сканировании на 15° (2), 30° (3) и 45° (4).

Нормированные ДН антенной решетки при сканировании в  $E$ -плоскости на частотах 2, 4, 5 и 6.5 ГГц представлены на рис. 14а–14г соответственно. На рисунке видно, что с увеличением частоты растут боковые лепестки и на частоте  $f = 6.5$  ГГц уровень первого бокового лепестка достигает уровня  $-10$  дБ при сканировании на угол  $45^\circ$ , что, однако, существенно ниже, чем при сканировании в  $H$ -плоскости.

**ЗАКЛЮЧЕНИЕ**

На основании полученных в работе результатов, можно сделать следующие выводы.

1. Показана возможность реализации сверхдиапазонного режима работы фазированной антенной решетки с системой питания при сканировании в секторе  $90^\circ$ .

2. При сканировании в  $E$ -плоскости сектор сканирования ограничивается нарушением согласования решетки.

3. При сканировании в  $H$ -плоскости сектор сканирования ограничивается ростом первого бокового лепестка.

**ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ**

Работа выполнена за счет бюджетного финансирования в рамках государственного задания по теме 0030-2019-006 и при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (проект № 18-07-0655а).

**СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ**

1. McGrath D.T., Baum C.E. // Dig. IEEE Antennas Propag. Society Intern. Symp. Montreal, 13–18 July 1997. N.Y.: IEEE, 1997. V. 2. P. 1058.

2. Банков С.Е., Калошин В.А., Нгуен К.З. // Докл. IV Всеросс. микроволн. конф. М.: ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. Ноябрь 2016. С. 410.
3. Банков С.Е., Калошин В.А., Нгуен К.З. // РЭ. 2018. Т. 63. № 7. С. 702.
4. Калошин В.А., Нгуен К.З. // Журн. радиоэлектроники. 2017. № 5.  
<http://jre.cplire.ru/jre/may17/14/text.pdf>.
5. McGrath D.T. // Dig. IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp. Atlanta, 21–26 June 1998. N.Y.: IEEE, 1998. V. 2. P. 1024.
6. Банков С.Е., Калошин В.А., Ле Н.Т. // РЭ. 2018. V. 63. № 12. С. 1263.
7. Kindt R.W., Pickles W.R. // IEEE Trans. 2010. V. AP-58. № 11. P. 3568.
8. Yan J., Gogineni S., Camps-Raga B., Brozema J. // IEEE Trans. 2016. V. AP-64. № 2. P. 781.
9. Калошин В.А., Ле Н.Т. // Докл. VI Всерос. микроволн. конф. М.: ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН, Ноябрь 2018. С. 194.
10. Калошин В.А., Ле Н.Т. // РЭ. 2019. Т. 64. № 11. С. 1126.