

## АНТЕННО-ФИДЕРНЫЕ СИСТЕМЫ

УДК 621.396.67

### ХАРАКТЕРИСТИКИ РАССЕЯНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК

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

Поступила в редакцию 29.04.2019 г.

После доработки 29.04.2019 г.

Принята к публикации 15.05.2019 г.

Проведено исследование моностатической и бистатической эффективной поверхности рассеяния (ЭПР) трех плоских двумерно-периодических антенных решеток с одинаковыми размерами апертуры: решетки проводников переменного квадратного сечения, *ТЕМ*-рупоров и прямоугольных металлических волноводов. Результаты численного моделирования исследуемых решеток с использованием метода конечных элементов показали, что при нормальном падении плоской волны моностатическая ЭПР решетки проводников квадратного сечения меньше ЭПР волноводной решетки на 10...30 дБ в полосе частот более 10 : 1. Для одной из линейных поляризаций падающей плоской волны ЭПР решетки *ТЕМ*-рупоров близка к ЭПР волноводной решетки, а для другой – к ЭПР решетки проводников переменного квадратного сечения. При увеличении углов падения и наблюдения разница моностатических ЭПР уменьшается. Проведены диаграммы рассеяния решетки проводников переменного квадратного сечения для различных частот и углов падения плоской волны, которые сопоставлены с диаграммами рассеяния волноводной решетки при нормальном падении.

DOI: 10.31857/S0033849420020102

#### ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время характеристики радиолокационной заметности объектов, построенных с использованием «стелс»-технологий, в значительной степени определяются рассеянием их антенных систем. Это объясняется невозможностью использования для уменьшения их рассеяния покрытий из стандартных поглощающих материалов, поскольку при этом невозможно сохранить требуемые характеристики излучения антенн.

К известным способам уменьшения радиолокационной заметности антенн в ограниченном секторе углов и частот, сохраняющих в определенной степени их характеристики излучения, относятся в первую очередь, способы с использованием обтекателей и экранов из отражающих, поглощающих, рассеивающих и переизлучающих частотно-селективных структур (ЧСС), а также с использованием ЧСС с преобразованием поляризации [1–10]. Естественно, чем шире полоса рабочих частот, тем сложнее сохранить требуемые характеристики антенны при том или другом способе уменьшения радиолокационной замет-

ности. Дополнительные сложности возникают при подавлении рассеяния сканирующих антенных решеток, что, с одной стороны, связано с многолучевым характером рассеяния решеток, а с другой – с изменением их характеристик при сканировании.

В данной работе путем электродинамического моделирования двух предложенных ранее антенных решеток [11–13] с использованием метода конечных элементов показано, что эффективный поперечник рассеяния (ЭПР) сверхширокополосных (СШП) антенных решеток существенно меньше ЭПР волноводной решетки в широкой полосе частот без применения дополнительных мер уменьшения рассеяния.

#### 1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Рассмотрим задачу рассеяния плоской линейно поляризованной электромагнитной волны, падающей на один из трех типов антенных решеток с одинаковым размером апертуры.

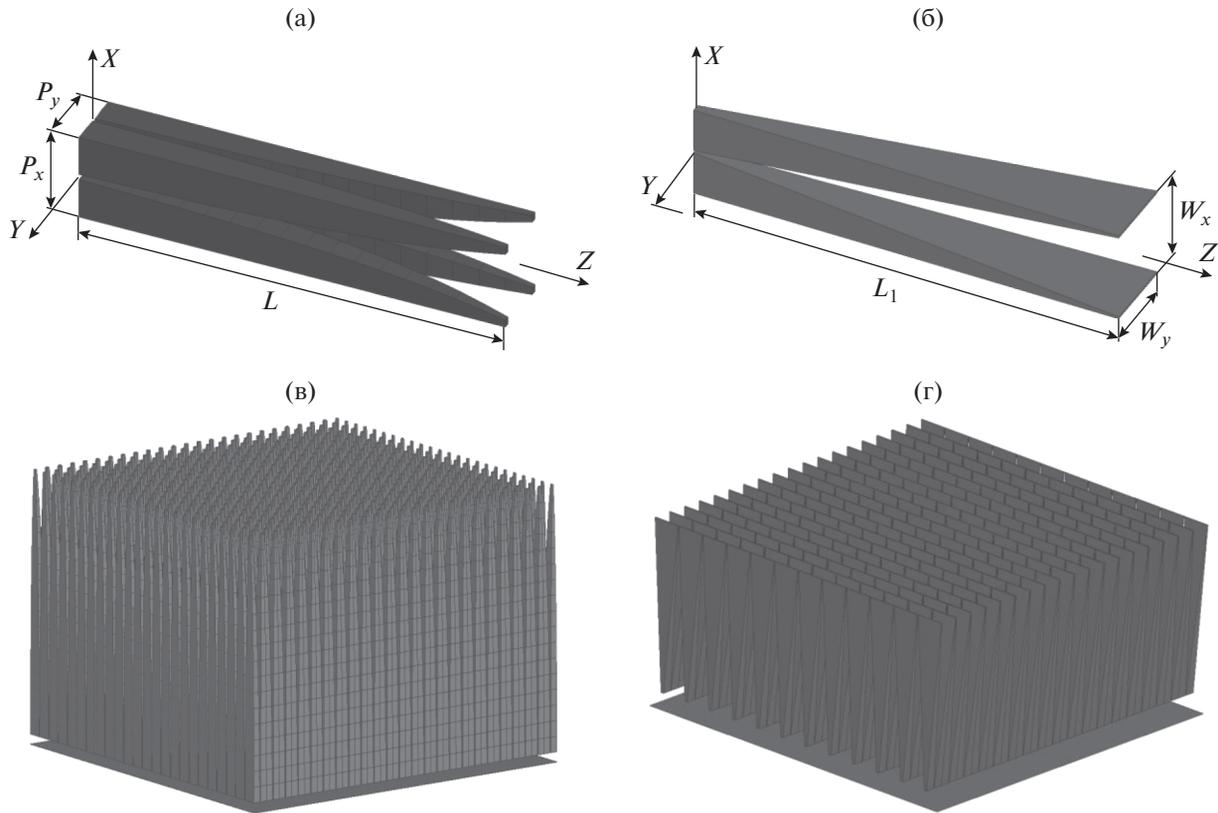


Рис. 1. Элементы (а, в) и общие виды решеток (б, г).

Решетка **1**, предложенная и исследованная в работах [12, 13], состоит из 576 проводников переменного квадратного сечения. Элемент решетки показан на рис. 1а, а общий вид – на рис. 1в. Входной импеданс элемента  $Z_0 = 25$  Ом, длина элемента  $L = 260$  мм, период  $P_x = P_y = 15$  мм.

Решетка **2**, предложенная и исследованная в работе [11], состоит из 216 *ТЕМ*-рупоров ( $18 \times 12$ ) с металлизацией межрупорного пространства. Элемент решетки показан на рис. 1б, а общий вид – на рис. 1г. Входной импеданс элемента  $Z_0 = 75$  Ом, период  $W_x = 20$  мм, период  $W_y = 30$  мм, длина элемента  $L = 150$  мм.

Решетка **3** состоит из 384 полых прямоугольных металлических волноводов ( $24 \times 16$ ) с размером широкой стенки  $a = 22.5$  мм, узкой стенки  $b = 15$  мм и длиной  $L = 260$  мм. Размеры поперечного сечения волноводов этой решетки выбраны из условия совпадения ее рабочей полосы с высокочастотной частью полосы частот решеток **1, 2**.

Исследуем характеристики рассеяния трех описанных решеток с использованием метода конечных элементов.

Падение плоской волны на решетку с вектором электрического поля  $\vec{E}$  в плоскости падения

будем далее называть случаем параллельной поляризации, а если вектор  $\vec{E}$  перпендикулярен плоскости падения – случаем перпендикулярной поляризации. Далее ограничимся случаями расположения плоскостей падения и наблюдения в одной из двух плоскостей симметрии решетки. При этом в силу симметрии рассеянное поле будет иметь такую же поляризацию, как и падающее. Случай, когда вектор  $\vec{E}$  падающего поля параллелен кромкам *ТЕМ*-рупоров решетки **2** или широким стенкам волноводов решетки **3**, будем называть случаем параллельной ориентации, а если вектор  $\vec{E}$  падающего поля ортогонален этим кромкам – случаем перпендикулярной ориентации.

## 2. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ МОНОСТАТИЧЕСКОЙ ЭПР

Из-за большого электрического размера решеток электродинамическое моделирование при нормальном падении было проведено с использованием плоскости симметрии, что позволило в два раза уменьшить объем задачи. Результаты численного моделирования с использованием метода конечных элементов зависимости моностатической ЭПР от частоты при нормальном падении для пер-

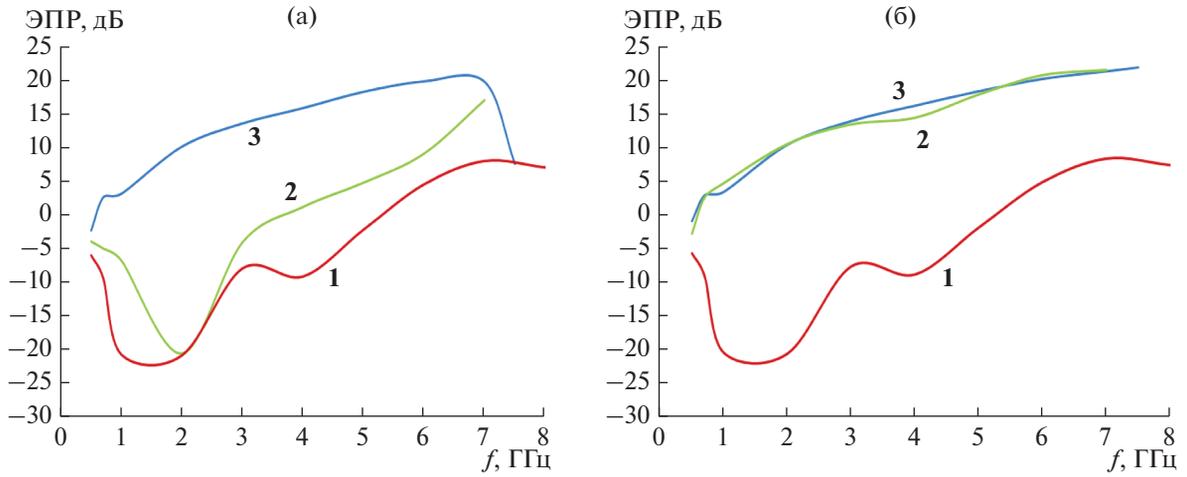


Рис. 2. Зависимость моностатической ЭПР решеток 1, 2 и 3 от частоты при  $\Theta = 0$  для перпендикулярной (а) и параллельной ориентации (б).

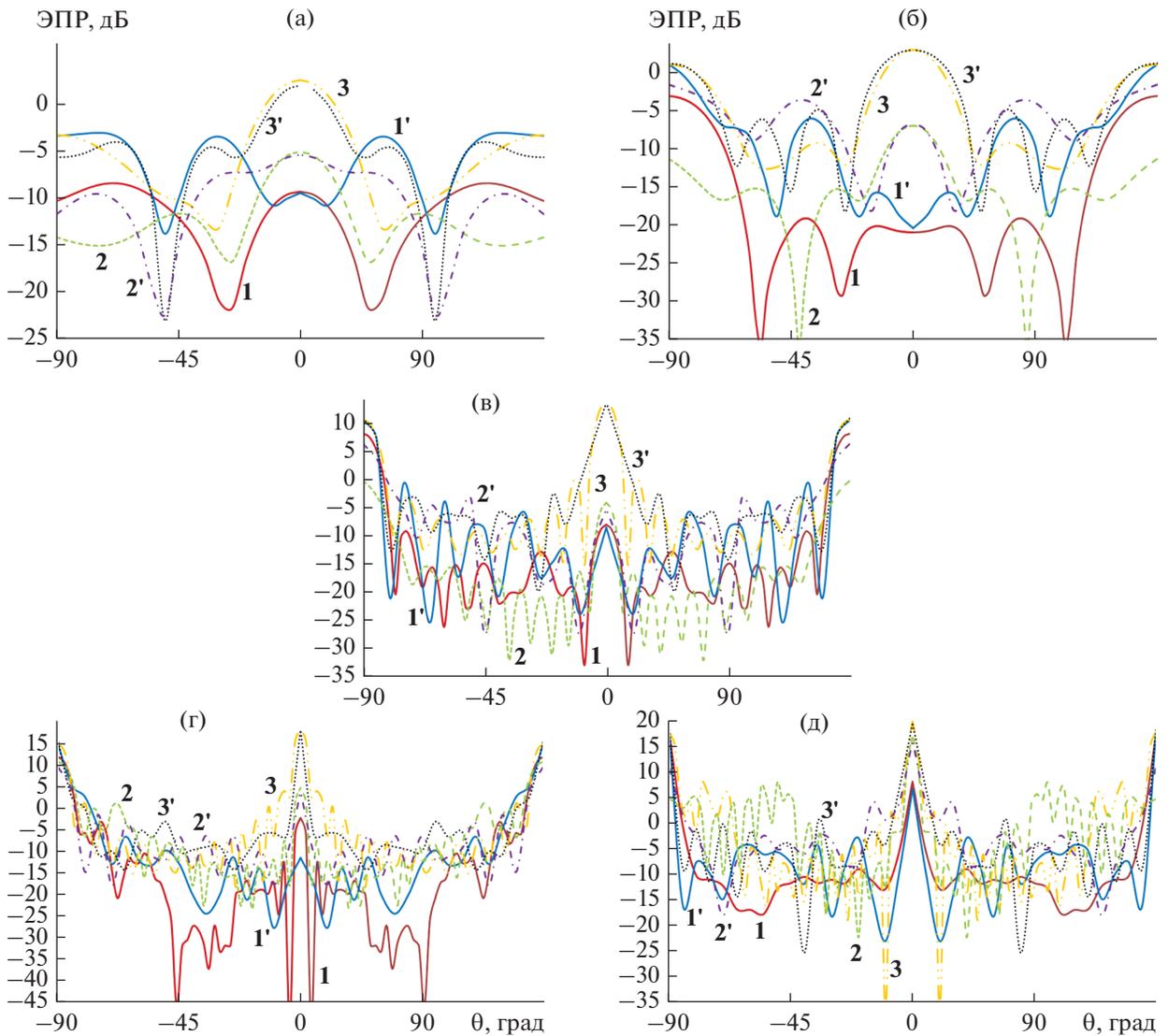
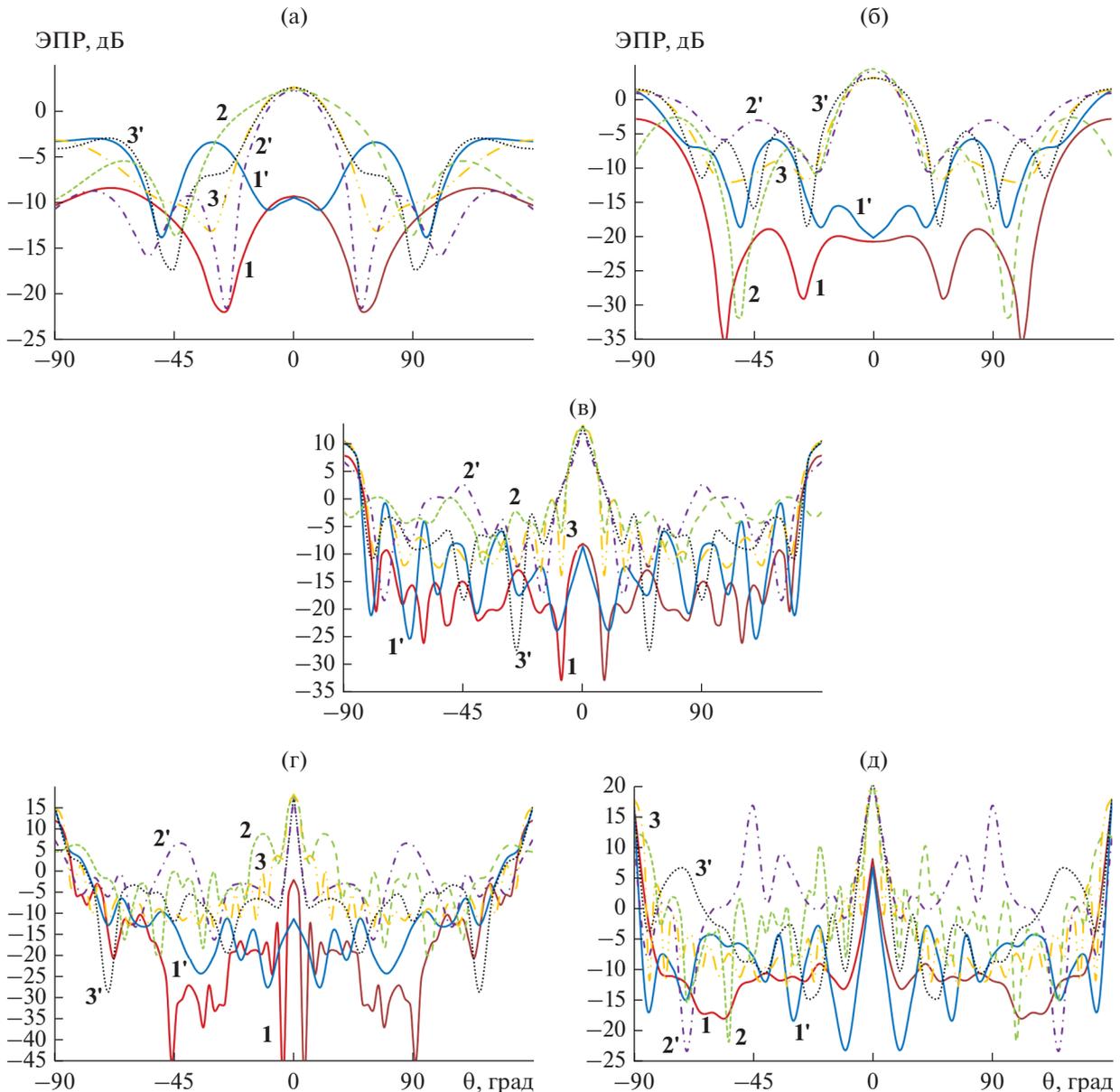


Рис. 3. Зависимость ЭПР от угла падения в случае перпендикулярной ориентации на частотах  $f = 0.7$  (а), 1 (б), 3 (в), 5 (г) и 7 ГГц (д) для решеток 1, 2, 3 при перпендикулярной (цифры без штриха) и параллельной (цифры со штрихом) поляризации.



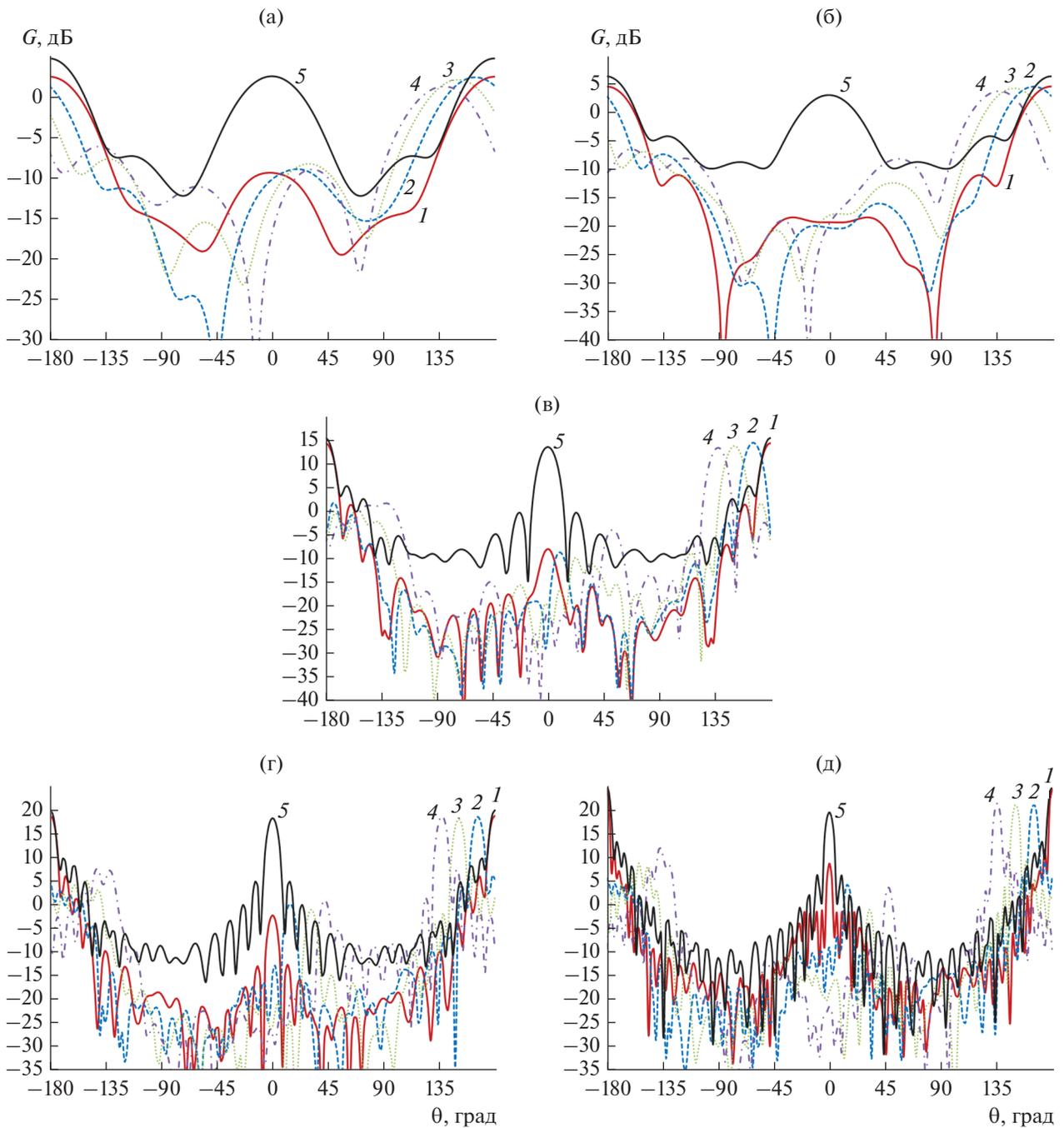
**Рис. 4.** Зависимость ЭПР от угла падения в случае параллельной ориентации для решеток 1, 2, 3 для перпендикулярной (цифры без штриха) и параллельной (цифры со штрихом) поляризации.

пендикулярной и параллельной ориентации приведены на рис. 2а, 2б соответственно. Показаны зависимости моностатических ЭПР от частоты для решеток 1, 2, 3 соответственно.

На рис. 2 видно, что для перпендикулярной ориентации моностатическая ЭПР решетки 1 на 10...30 дБ меньше ЭПР решетки 3 в диапазоне частот 10 : 1, а для параллельной – в полосе частот более 10 : 1. ЭПР решетки 2 в случае перпендикулярной ориентации близка к ЭПР решетки 1, а в случае параллельной ориентации – к ЭПР решетки 3.

Результаты численного исследования моностатической ЭПР от угла падения плоской волны на частотах  $f = 0.7, 1, 3, 5, 7$  ГГц для перпендикулярной и параллельной ориентации приведены соответственно на рис. 3, 4. Показаны ЭПР решеток 1, 2, 3 для перпендикулярной поляризации (цифры без штриха) и ЭПР тех же решеток 1', 2', 3' – но для параллельной поляризации (со штрихом).

Видно, что при любом угле падения плоской волны в диапазоне частот 0.7...7 ГГц ЭПР решетки 1 всегда меньше, чем ЭПР решетки 3. При приближении величины угла  $\theta$  к  $90^\circ$  кривые зависимостей ЭПР сближаются.

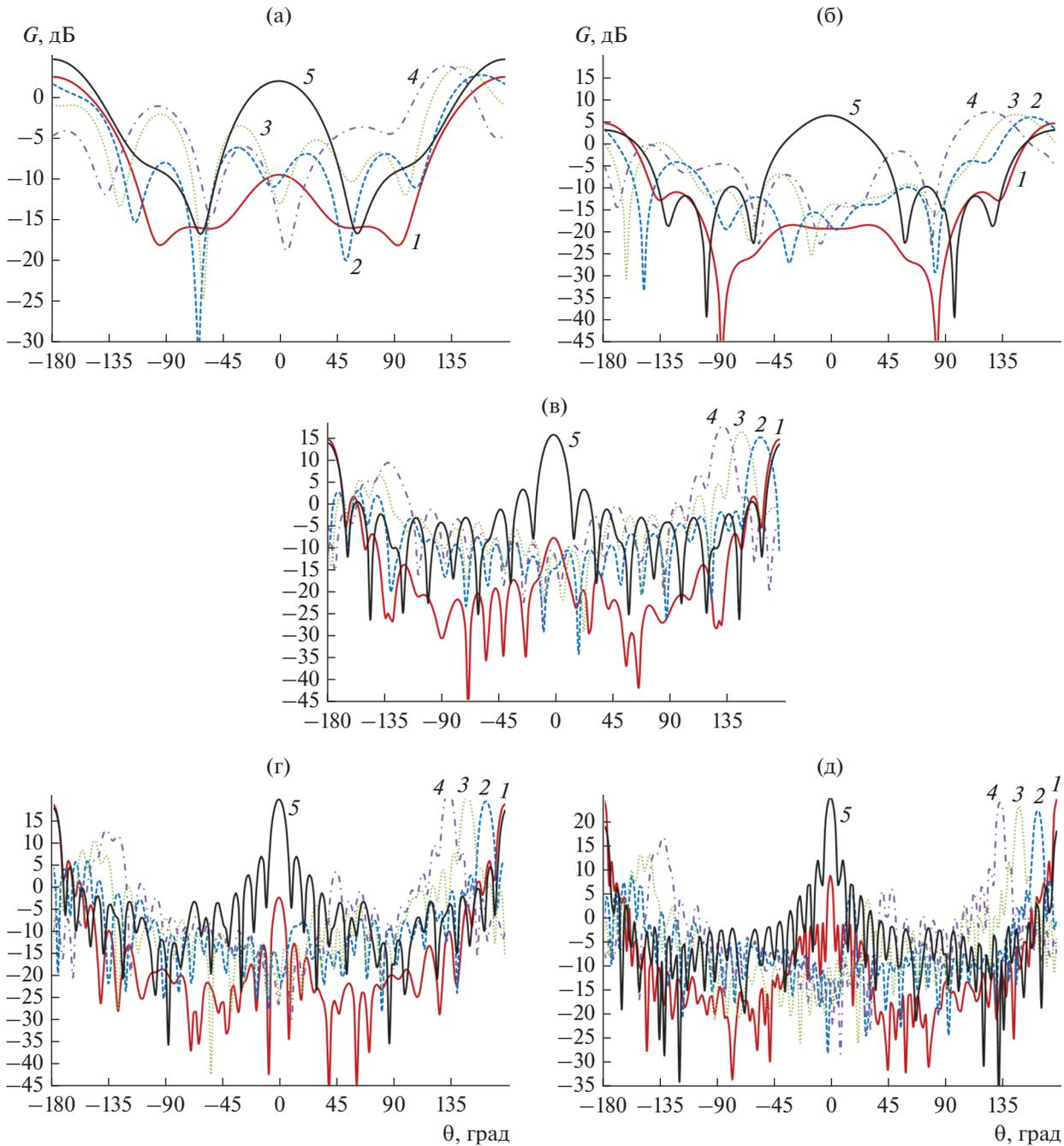


**Рис. 5.** Диаграммы рассеяния решетки **1** для перпендикулярной поляризации на частотах  $f = 0.7$  (а), 1 (б), 3 (в), 5 (г) и 7 ГГц (д) при падении плоской волны под углами  $\theta = 0$  (1), 15 (2), 30 (3), 45 град (4) и нормальном падении (5).

На рис. 3 видно, что для перпендикулярной ориентации при падении плоской волны перпендикулярной и параллельной поляризации под малым углом  $\theta$  величина ЭПР решетки **2** близка к ЭПР решетки **1**. А для параллельной ориентации (рис. 4) при падении плоской волны перпендикулярной и параллельной поляризации под малым углом величина ЭПР решетки **2** близка к ЭПР решетки **3**.

### 3. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ БИСТАТИЧЕСКОЙ ЭПР

На рис. 5, 6 представлены диаграммы рассеяния решетки **1** на частотах  $f = 0.7, 1, 3, 5, 7$  ГГц для перпендикулярной и параллельной поляризации соответственно. Представлены диаграммы рассеяния решетки **1** при падении плоской волны под углами  $\theta = 0^\circ, 15^\circ, 30^\circ, 45^\circ$ , соответственно, и



**Рис. 6.** Диаграммы рассеяния решетки **1** для параллельной поляризации на частотах  $f=0.7$  (а), 1 (б), 3 (в), 5 (г) и 7 ГГц (д) при падении плоской волны под углами  $\Theta = 0$  (1), 15 (2), 30 (3), 45 град (4) и нормальном падении (5).

диаграмма рассеяния решетки **1** при нормальном падении.

На рис. 5, 6 видно, что при нормальном падении плоской волны с перпендикулярной и параллельной поляризациями вплоть до частоты 5 ГГц уровень лепестков диаграммы рассеяния решетки **1** в заднем полупространстве на 15...20 дБ ниже, чем у решетки **3** и только при приближении к ча-

стоте 7 ГГц эта разница уменьшается до 10 дБ. При этом разница уровней двух главных лепестков диаграммы рассеяния (вперед и назад) решетки **1** на всех частотах превышает 30 дБ в отличие от волноводной решетки **3**, для которой эта разница практически отсутствует. При наклонном падении разница уровней главных лепестков диаграммы рассеяния решетки **1** уменьшается и на частоте 7 ГГц составляет около 10 дБ.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе показано, что моностатическая ЭПР сверхдиапазонных антенных решеток (с полосой согласования более 10 : 1) практически во всей этой полосе на 10...30 дБ меньше моностатической ЭПР волноводной решетки с рабочей полосой, совпадающей с высокочастотной частью полосы сверхдиапазонной решетки. При этом задний лепесток диаграммы рассеяния сверхдиапазонной решетки на 10...30 дБ меньше рассеяния вперед. Таким образом, использование сверхдиапазонных антенных решеток позволяет в полосе частот, превышающий один диапазон электромагнитных волн существенно снизить поперечник радиолокационного рассеяния без использования дополнительных средств.

## ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

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

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Hang Z., Qu S., Lin B. et al.* // IEEE Trans. 2012. V. AP-60. № 6. P. 3040.
2. *Jiejun Zhang, Junhong Wang, Meie Chen, Zhan Zhang* // IEEE Antennas and Wireless Propagation Lett. 2012. V. 11. P. 1048.
3. *Genovesi S., Costa F., Monorchio A.* // IEEE Intern. Symp. on Antennas and Propagation, Chicago, IL, USA, 2012. <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6348553&tag=1>
4. *Yunhao Hanl, Meie Chen, Junhong Wang et al.* // 2015 IEEE 6th International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation, and EMC Technologies (MAPE), Shanghai, China. 2015. P. 201.
5. *Wenbo Xing, Tao Hong, Wen Jiang et al.* // IEEE Conf. Intern. Symp. on Antennas and Propagation (ISAP), Okinawa, Japan. 2016. P. 474.
6. *Ying Liu, Kun Li, Yongtao Jia et al.* // IEEE Trans. on Antennas and Propag. 2016. V. 64. № 1. P. 326.
7. *Qian Chen, Hongtao Zhang, Xiaolin Zhang et al.* // IEEE Conf. Intern. Symp. on Antennas and Propagation (ISAP). 2017, Phuket, Thailand. <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=8228896>.
8. *Wenbo Zhang, Ying Liu, Shuxi Gong et al.* // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2018. V. 17. № 12. P. 2193.
9. *Семенухин А.И., Семенухина Д.В., Юханов Ю.В., Климов А.В.* // Антенны. 2019. № 1. С. 65.
10. *Гринев А.Ю., Волков А.П.* // РЭ. 2019. Т. 64. № 6. С. 549.
11. *Банков С.Е., Калошин В.А., Ле Н.Т.* // РЭ. 2018. Т. 63. № 12. С. 1219.
12. *Калошин В.А., Ле Нху Тхай* // Докл. VI Всеросс. микроволн. конф. М.: ИПЭ, 2018. С. 194.
13. *Калошин В.А., Ле Н.Т.* // РЭ. 2019. Т. 64. № 11. С. 1126.