

ИССЛЕДОВАНИЕ СВЕРХДИАПАЗОННОЙ ЦИЛИНДРИЧЕСКОЙ
ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ© 2021 г. М. Д. Дупленкова^а, В. А. Калошин^а, *^а Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН,
ул. Моховая, 11, стр. 7, Москва, 125009 Российская Федерация

*E-mail: vak@cplire.ru

Поступила в редакцию 25.12.2020 г.

После доработки 16.07.2021 г.

Принята к публикации 20.07.2021 г.

Проведены теоретические и экспериментальные исследования фрагмента цилиндрической антенной решетки, содержащей восемь линейных решеток из восьми *ТЕМ* рупоров с металлизацией межрупорного пространства. С использованием численного моделирования методом конечных элементов исследованы характеристики излучения и согласования фрагмента цилиндрической антенной решетки при сканировании в секторах $\pm 15^\circ$ и $\pm 30^\circ$. Изготовлены макеты линейной и фрагмента цилиндрической решеток и проведены измерения характеристик согласования и излучения. Проведено сравнение результатов численного моделирования и физического эксперимента.

DOI: 10.31857/S0033849421120068

ВВЕДЕНИЕ

Сверхдиапазонные антенные решетки – это новый класс сверхширокополосных антенных решеток с полосой частот более $10 : 1$, т.е. перекрывающих более одного диапазона волн. Такие антенные решетки могут найти применение в перспективных многофункциональных многодиапазонных системах радиолокации, радиомониторинга и связи.

В работах [1–6] исследованы линейные, кольцевые и плоские антенные решетки с полосой рабочих частот более $10 : 1$. Следует отметить, что линейные и кольцевые антенные решетки имеют сравнительно небольшое усиление, а недостатком плоских фазированных решеток является падение усиления с увеличением угла сканирования.

В работах [7, 8] исследованы цилиндрические антенные решетки (ЦАР) из биконусов и вырезок из биконусов. В отличие от плоских, ЦАР позволяют обеспечить в одной (азимутальной) плоскости сканирование без потери усиления. В работах [7, 8] показана возможность сверхдиапазонного режима согласования ЦАР, но при большом уровне бокового излучения.

В работе [9] с использованием электродинамического моделирования показано, что полоса согласования ЦАР с цилиндрическим экраном увеличивается с увеличением числа возбуждаемых линейных антенных решеток (ЛАР) и может превысить $40 : 1$. Вместе с тем с ростом количества возбуждаемых ЛАР возрастает боковое излучение

ЦАР. В результате показано, что для заданного диаметра ЦАР существует оптимальное количество возбужденных ЛАР, при котором рабочая полоса частот максимальна как с точки зрения согласования, так и допустимого уровня бокового излучения. Для исследованной модели рабочая полоса частот равна $20 : 1$.

Цель данной работы – доказать возможность реализации сверхдиапазонного режима работы ЦАР без экрана при сканировании луча путем численного моделирования, а также экспериментально исследовать фрагмент ЦАР *ТЕМ* рупоров с металлизацией межрупорного пространства и системой питания в виде 32-канального делителя мощности.

1. МОДЕЛИРОВАНИЕ ФРАГМЕНТА ЦАР

Элементом исследуемого фрагмента ЦАР является ЛАР, а элементом ЛАР – *ТЕМ* рупор (рис. 1). Фрагмент ЦАР (рис. 2) состоит из восьми линейных антенных решеток (ЛАР) *ТЕМ* рупоров с металлизацией межрупорного пространства, входы которых расположены на цилиндрической поверхности радиусом $R_0 = 370$ мм. Каждая ЛАР содержит восемь *ТЕМ* рупоров со следующими геометрическими параметрами: $W = 1$ мм, $L = 100$ мм, $P_x = 30$ мм, $P_y = 20$ мм (см. рис. 1).

Для формирования плоского фазового фронта в апертуре ЦАР при излучении решетки вдоль оси Ox каждую ЛАР необходимо возбудить с опреде-

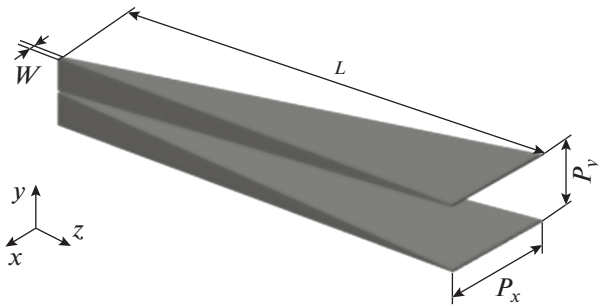


Рис. 1. Элемент ЦАР.

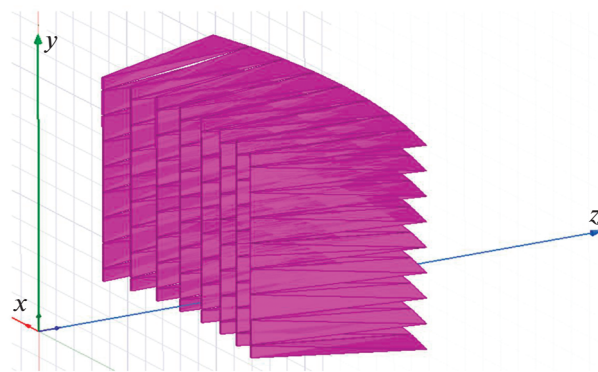


Рис. 2. Фрагмент ЦАР.

ленной фазой. Фазовые сдвиги между ЛАР при формировании плоского фронта, ортогонального плоскости yz , определяются формулой:

$$\Phi_n = R_0(1 - \cos(n\varphi_0)), \quad (1)$$

где φ_0 – угол между соседними ЛАР, Φ_n – фаза поля на входе n -й ЛАР.

Рассмотрим сначала синфазное возбуждение элементов ЛАР. На рис. 3 показаны соответствующие диаграммы направленности (ДН) $G(\theta)$ фрагмента ЦАР в H - и E -плоскостях на четырех частотах, рассчитанные с использованием метода конечных элементов (МКЭ). Как видно на рисунке, несмотря на отсутствие экрана, использованного в работе [9], отношение излучения “вперед–назад” с ростом частоты до 10 ГГц увеличивается до 19 дБ.

Далее исследуем характеристики фрагмента ЦАР при сканировании с использованием МКЭ. На рис. 4 представлены ДН фрагмента ЦАР при сканировании в E -плоскости на четырех частотах. При этом сканировании в H -плоскости осуществляется путем переключения возбужденных ЛАР в составе ЦАР. В силу осевой симметрии ЦАР такое (азимутальное) сканирование не влияет на ее характеристики, в том числе при сканировании в E -плоскости.

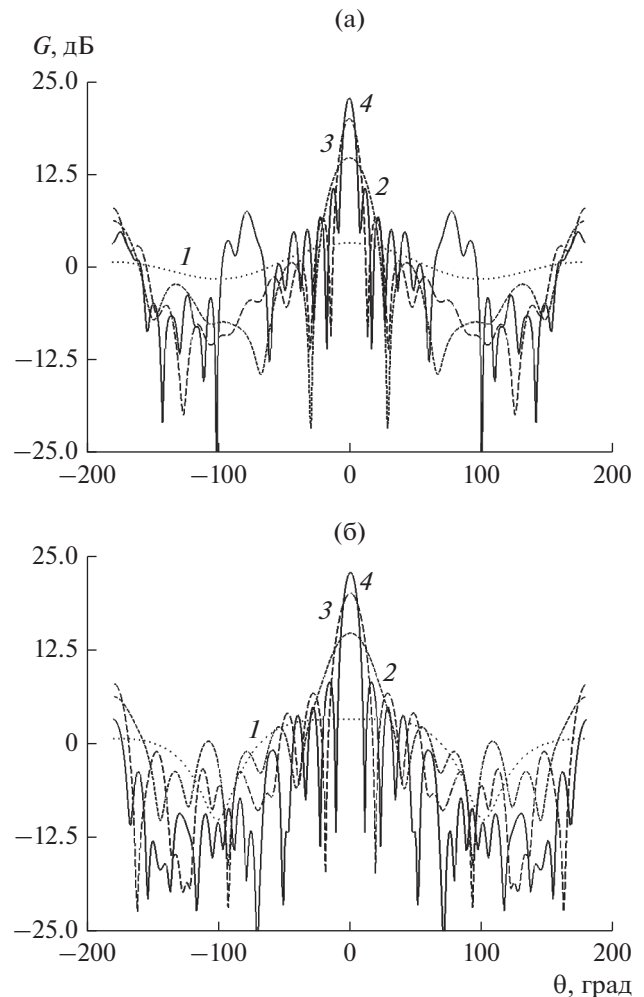


Рис. 3. Диаграммы направленности фрагмента ЦАР в синфазном режиме в H -плоскости (а) и E -плоскости (б) на частотах: $f = 0.7$ (1), 3 (2), 6 (3) и 10 ГГц (4).

Проведем исследование характеристик согласования фрагмента ЦАР. На рис. 5 приведены частотные зависимости коэффициента отражения от входа фрагмента ЦАР для трех значений углов отклонения луча. Видно, что отклонение луча в E -плоскости на угол θ вплоть до 30° практически не сказывается на характеристике согласования фрагмента ЦАР.

2. ИССЛЕДОВАНИЕ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО МАКЕТА ФРАГМЕНТА ЦАР

Для экспериментального исследования был разработан и изготовлен макет фрагмента ЦАР с системой питания (рис. 6а), в которой использованы разработанные и исследованные ранее [5, 6] делители мощности: с последовательным делением на основе 50-омной коаксиальной линии (рис. 6б) и

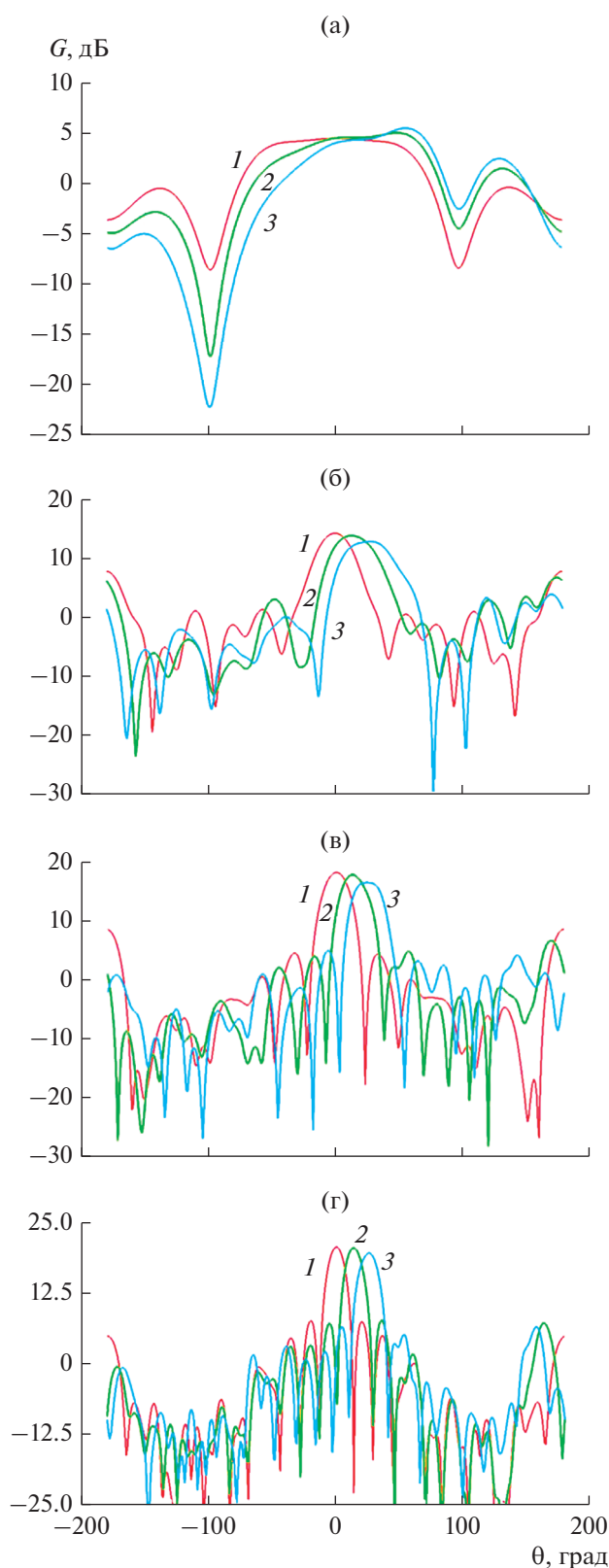


Рис. 4. Диаграммы направленности ЦАР при сканировании в E -плоскости на частотах 1 (а), 3 (б), 5 (в) и 8 ГГц (г); отклонение луча $\theta = 0^\circ$ (1), 15° (2) и 30° (3).

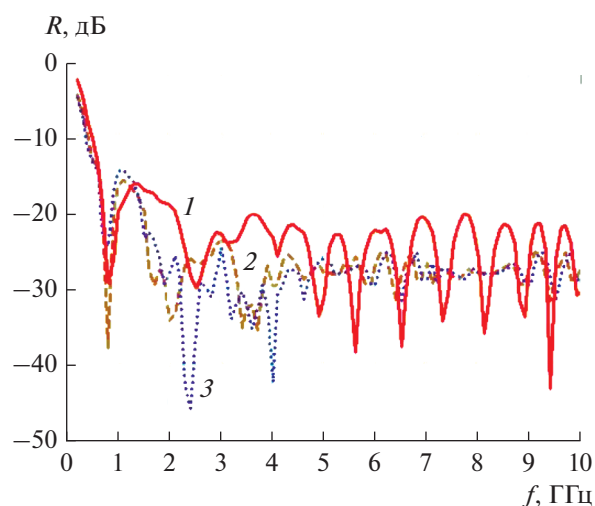


Рис. 5. Зависимости коэффициента отражения от частоты: $\theta = 0^\circ$ (1), 15° (2) и 30° (3).

с параллельным делением на основе двухпроводной симметричной полосковой линии (рис. 7). Делитель мощности на коаксиальной линии, показанный на рис. 6б, имеет 50-омный вход 1 и четыре 12.5-омных выхода (2–5). Каждый выход делителя мощности на коаксиальной линии соединен с входом 1 восьмиканального делителя мощности на симметричной двухпроводной полосковой линии (рис. 7) с выходами (2–9). В итоге система питания имеет 32 синфазных выхода с волновым сопротивлением 100 Ом. Характеристики используемых делителей мощности подробно описаны в работах [5, 6]. Каждый из делителей обеспечивает неравномерность распределения мощности на выходах не более 0.2 дБ, фазы – не более 1 град. Тепловые потери в коаксиальном делителе – не более 0.13 дБ, а в полосковом – не более 0.77 дБ, т.е. суммарные тепловые потери в системе питания – не более 0.9 дБ. Потери на излучение системы питания – не исследовались.

Для реализации синфазного фронта с целью обеспечения необходимых для этого фазовых сдвигов между ЛАР в соответствии с формулой (1) была разработана и изготовлена плата с линиями задержек (рис. 8).

При изготовлении экспериментального образца, как и в работе [9] использована схема “антенна на граунде”, что позволяет в случае бесконечного граунда в соответствии с законом зеркального отражения в два раза уменьшить число элементов в решетке без изменения характеристик согласования. Фотография экспериментального образца 32-элементного фрагмента ЦАР показана на рис. 9а, макета ЛАР – на рис. 9б.

Макет ЦАР состоит из восьми ЛАР TEM рупоров с металлизацией междупорного пространства, вхо-

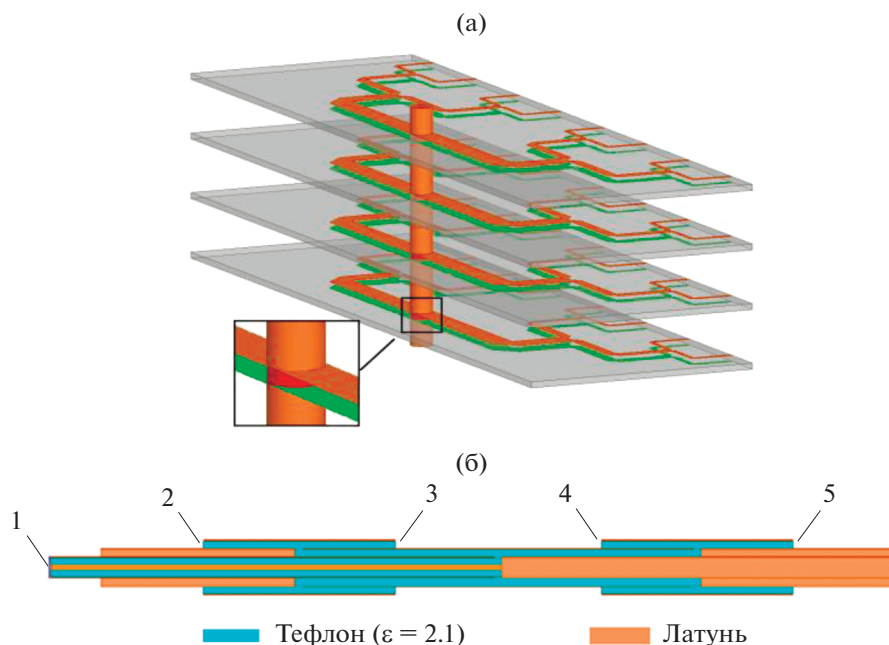


Рис. 6. Макет фрагмента ЦАР: а — общий вид системы питания; б — продольное сечение делителя в E -плоскости, 1 — вход (50 Ом), 2–5 — выходы (12.5 Ом).

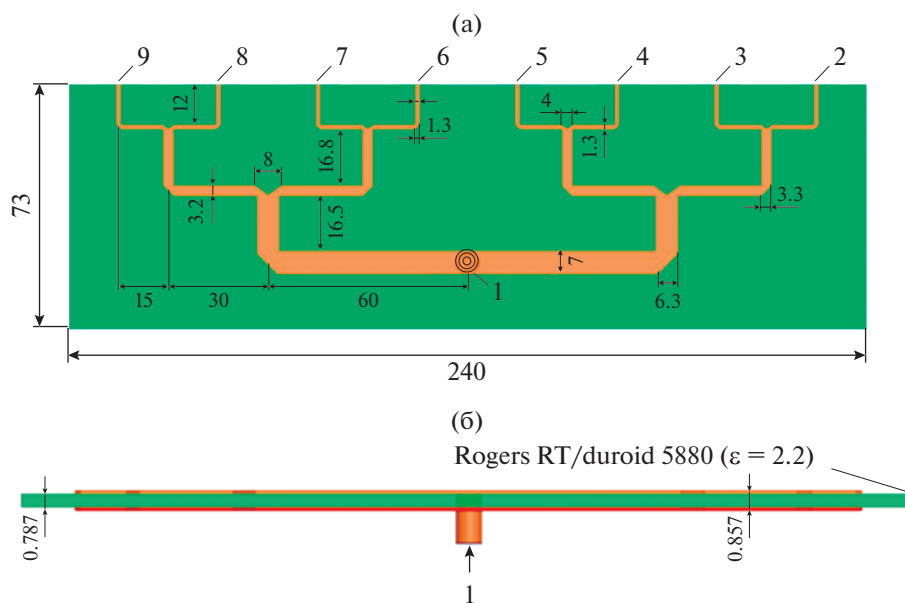


Рис. 7. Делитель H -плоскости: а — вид сверху, б — вид сбоку (все размеры даны в мм); 1 — вход делителя (12.5 Ом), 2–9 — выходы делителя (100 Ом).

ды которых расположены на цилиндрической поверхности радиусом $R_0 = 370$ мм. Каждая ЛАР содержит восемь TEM рупоров с геометрическими параметрами, показанными на рис. 1: $W = 1$ мм,

$L = 100$ мм, $P_x = 30$ мм, $P_y = 20$ мм. Отметим, что величина R_0 исследуемой ЦАР существенно больше, чем в работе [9]. Поэтому оптимальное количество ЛАР должно быть существенно больше, чем

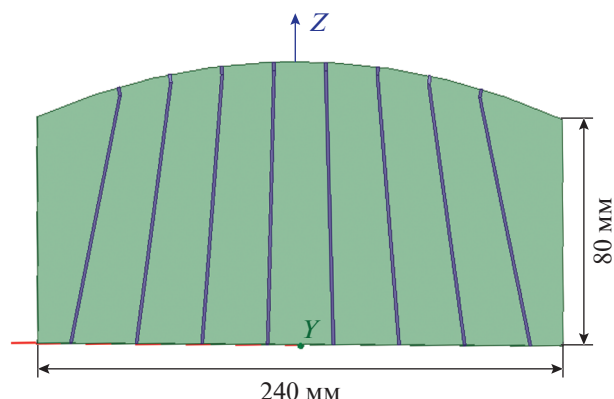


Рис. 8. Плата с линиями задержек.

в работе [9]. Однако при разработке макета мы ограничились восемью ЛАР для удобства сравнения с плоской ФАР, исследованной в [5, 6].

Измерения проводили в безэховой камере при помощи скалярного анализатора цепей P2M-40 производства компании «Микран». Результаты измерений частотных зависимостей коэффициента отражения на входе макетов ЦАР и ЛАР приведены на рис. 10.

Как видно на рисунке, результаты моделирования (для бесконечного граунда) и измерения коэффициента отражения экспериментального макета фрагмента ЦАР (для конечного граунда) близки между собой. При этом измеренная полоса согласования фрагмента ЦАР по уровню -10 дБ в два раза превосходит полосу согласования фрагмента ЛАР (см. рис. 10) и плоской антенной решетки [5, 6], что подтверждают теоретические результаты, полученные в работе [9].

При измерении ДН испытуемую ЦАР использовали в качестве приемной антенны, а измерительную рупорную антенну П6-23А — в качестве передающей. При этом расстояние между испы-

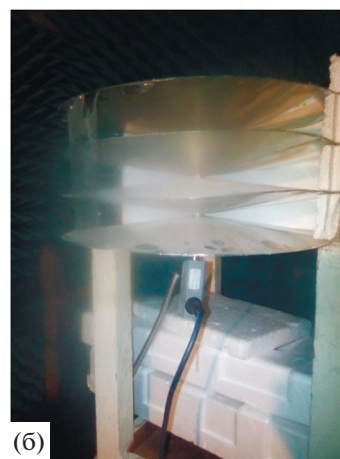
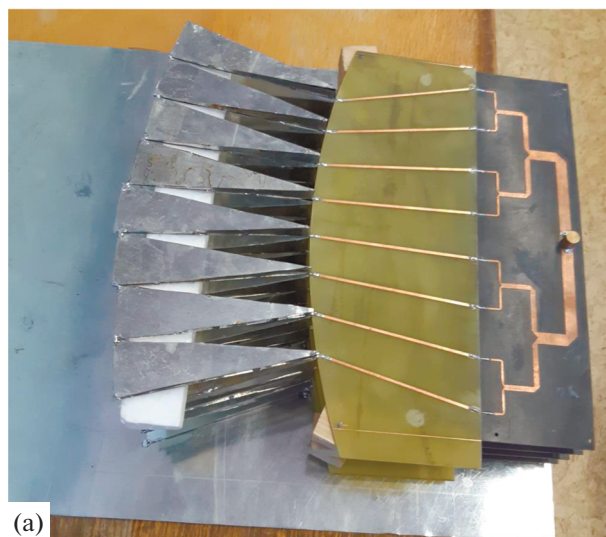


Рис. 9. Фотографии макетов ЦАР (а) и ЛАР (б).

туемой и передающей антеннами составляло 4 м, что обеспечило условие дальней зоны для измерений ДН на частотах от 3 до 7 ГГц.

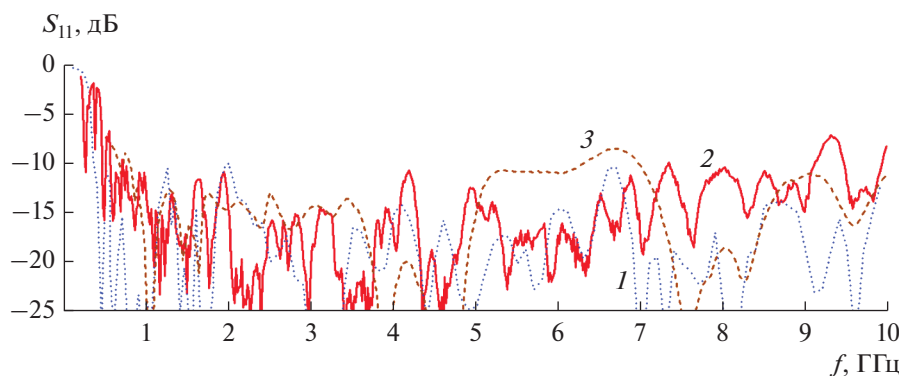


Рис. 10. Зависимости коэффициента отражения от частоты в синфазном режиме; 1 — моделирование ЦАР, 2 — измерения ЦАР, 3 — измерения ЛАР.

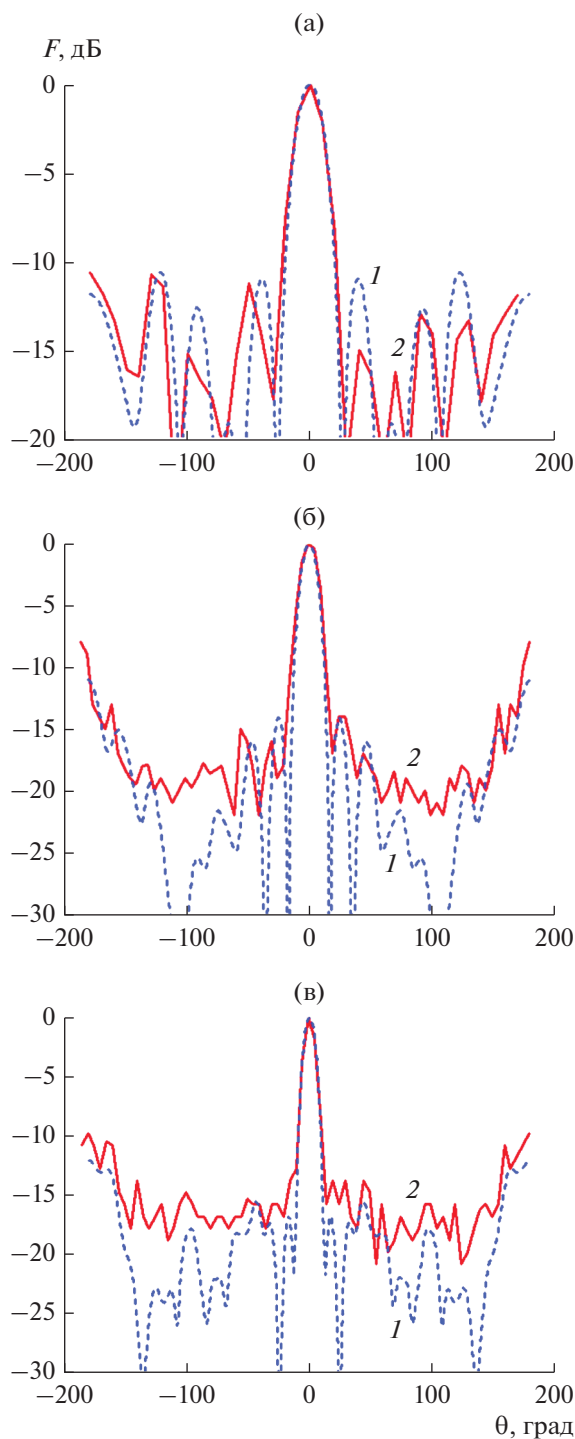


Рис. 11. Нормированные диаграммы направленности антенной решетки в H -плоскости на частотах 3 (а), 5 (б) и 7 ГГц (в): кривые 1 – результаты моделирования, кривые 2 – данные измерений.

Результаты моделирования и измерений ДН экспериментального макета ЦАР на частотах 3, 5 и 7 ГГц приведены на рис. 11, где $F(\theta)$ – нормированные ДН. Следует отметить хорошее совпадение расчетных и экспериментальных графиков до уровня -15 дБ. Расхождение расчетных и экспериментальных графиков в области ниже уровня

-15 дБ можно объяснить ошибками измерения из-за низкого уровня сигнал/шум.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основании полученных результатов численного моделирования и измерений характери-

стик излучения и согласования экспериментального макета фрагмента ЦАР, содержащей восемь ЛАР можно сделать следующие выводы:

1. Теоретическая рабочая полоса частот фрагмента ЦАР более $28 : 1$.

2. Полоса согласования экспериментального макета фрагмента ЦАР по уровню -10 дБ — более $16 : 1$ и существенно превосходит полосу согласования экспериментального макета ЛАР ($8 : 1$).

3. Результаты измерений диаграмм направленности экспериментального макета фрагмента ЦАР на четырех частотах близки к результатам численного моделирования выше уровня -15 дБ.

ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена за счет бюджетного финансирования в рамках государственного задания по теме 0030-2019-006 и при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (проект № 18-07-00655а).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бирюков В.Л., Ефимова Н.А., Калинин В.И. и др. // Журн. радиоэлектроники. 2013. № 1. <http://jre.cplire.ru/jre/jan13/20/text.pdf>.
2. Калошин В.А., Нгуен К.З. // Антенны. 2016. № 8. С. 69.
3. Банков С.Е., Калошин В.А., Ле Н.Т. // РЭ. 2018. Т. 63. № 12. С. 1263.
4. Калошин В.А., Ле Н.Т. // РЭ. 2019. Т. 64. № 11. С. 1126.
5. Калошин В.А., Ле Н.Т. // Журн. радиоэлектроники. 2020. № 3. <http://jre.cplire.ru/jre/mar20/8/text.pdf>.
6. Калошин В.А., Ле Н.Т. // РЭ. 2020. Т. 65. № 10. С. 979.
7. Дупленкова М.Д., Калинин В.И., Калошин В.А. // Журн. радиоэлектроники. 2015. № 11. <http://jre.cplire.ru/jre/nov15/13/text.pdf>.
8. Калошин В.А., Ле Н.Т. // РЭ. 2019. Т. 64. № 5. С. 447.
9. Калошин В.А., Ле Н.Т., Фролова Е.В. // Журн. радиоэлектроники. 2020. № 4. <http://jre.cplire.ru/jre/apr20/2/text.pdf>.