

DOI 10.30898/1684-1719.2020.3.8

УДК 621.396.67

ИССЛЕДОВАНИЕ ПЛОСКОЙ ДВУМЕРНО – ПЕРИОДИЧЕСКОЙ СВЕРХДИАПАЗОННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С СИСТЕМОЙ ПИТАНИЯ

В. А. Калошин¹, Н. Т. Ле²

¹Институт радиотехники и электроники им. В.А.Котельникова Российской академии наук,
125007, г. Москва, ул. Моховая д. 11, стр.7

²Московский физико-технический институт (национальный исследовательский
университет), 141700, Москов. обл., г. Долгопрудный, Институтский пер. 9

Статья поступила в редакцию 2 марта 2020 г.

Аннотация. С использованием численного и физического эксперимента проведено исследование характеристик согласования и излучения плоской двумерно - периодической антенной решетки ТЕМ рупоров с металлизацией межрупорного пространства и системой питания. В рамках численного эксперимента с использованием метода конечных элементов и конечных разностей во временной области проведено электродинамическое моделирование элементов системы питания и антенной решетки 64 ТЕМ-рупоров с системой питания при сканировании в Е и Н плоскости в секторе 90 градусов. В рамках физического эксперимента проведены измерения коэффициента отражения синфазной решетки 32 ТЕМ рупоров над граундом и ее диаграмм направленности в Н-плоскости на различных частотах, которые подтвердили результаты моделирования.

Ключевые слова: СШП антенна, сверхдиапазонная антенна, антенная решетка, делители мощности, система питания.

Abstract. Using a numerical and physical experiment, a study of the characteristics of matching and radiation of a flat two-dimensional antenna array of TEM horns with metallization of the interstitial space and a feed system was made. As part of a numerical experiment using the finite element and finite difference time domain method,

electrodynamic modeling of the elements of the feed system and antenna array of 64 TEM horns with the feed system when scanning in the E and H plane in the 90 degree sector was carried out. The feed system of the array contains two power dividers and delay lines. The first of the dividers is sequential division based on a 50-ohm coaxial line, the second is parallel division based on a symmetrical strip line. Losses in the delay lines were not taken into account in the simulation. The reflection coefficient of power dividers in the frequency range 0.3 GHz - 7 GHz is below the level of -25 dB. The matching band of the antenna array with the power supply system at a level of -10 dB in cophased mode and when scanning in the 90^0 sector in the H - plane is more than 19: 1, and when scanning in the E - plane it is more than 15: 1. As part of a physical experiment, measurements were made of the reflection coefficient of the cophased mode array of 32 TEM horns above the ground and its radiation patterns in the H-plane at various frequencies, which confirmed the simulation results.

Key words: UWB antenna, over wave range antenna, antenna array, power dividers, feeding system.

Введение

Развитие сверхширокополосных (СШП) и многодиапазонных радиоэлектронных систем требует создания остронаправленных сканирующих 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) антенн могут быть использованы фазированные антенные решетки (ФАР). Разработка сверхдиапазонных ФАР сталкивается с рядом серьезных проблем, главная среди которых - согласование решетки с периодом много меньшим длины волны.

В работах [1-5] исследованы СШП антенные решетки *ТЕМ* – рупоров без экрана. Их существенным недостатком является большое заднее излучение.

В работах [6 - 10] исследованы плоские двумерно-периодические антенные решетки с экраном.

В работах [6, 7] исследованы цифровые двухполяризационные антенные решетки из 64 элементов (8x8) в виде неоднородной щелевой линии. В синфазном режиме полоса согласования решетки [6] составила 12:1, а при сканировании в секторе 90^0 - сужается до 8:1. Полоса согласования решетки [7] 9:1, а при сканировании в секторе 60^0 - сужается до 7:1.

В работе [8] 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 90^0 в *H* – плоскости полоса согласования бесконечной решетки составила 10:1, а при сканировании в *E* – плоскости – 5:1.

В работах [9,10] исследована двухполяризационная решетка из 576 (24x24) проводников квадратного переменного поперечного сечения. Полоса согласования в синфазном режиме и при сканировании в секторе 90^0 в *H* – плоскости составила – 34:1, а при сканировании в *E* – плоскости 15:1.

Отметим, что в указанных работах исследовалось согласование только полотна решетки (при отсутствии системы питания).

Цель данной работы – исследование характеристик согласования и излучения сверхдиапазонной решетки *ТЕМ* рупоров с системой питания.

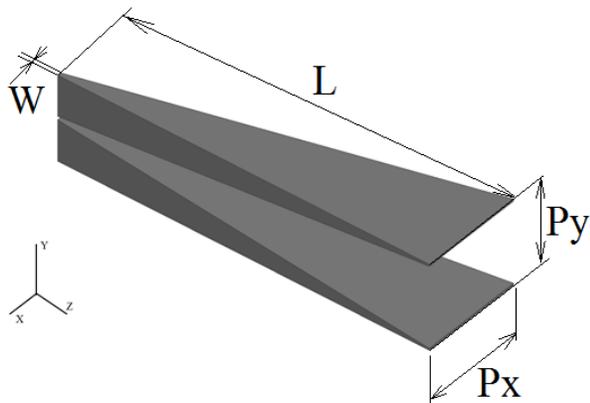
1. Антенная решетка с системой питания

Функциональная схема антенной решетки с системой питания представлена на рис. 1. Система питания решетки в общем случае содержит два делителя мощности (с последовательным делением на основе 50-омной коаксиальной линии и с параллельным делением на основе двухпроводной симметричной полосковой линии) и управляемые линии задержки.

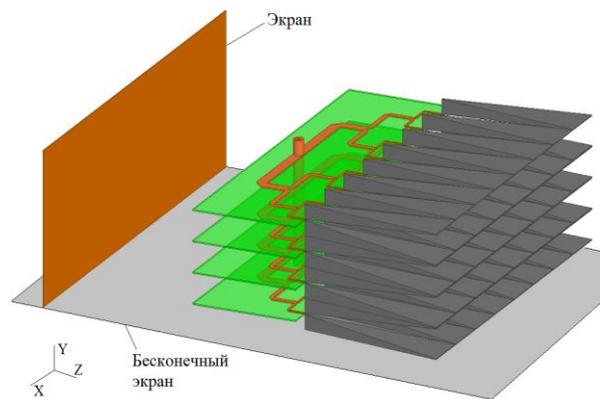


Рис. 1. Функциональная схема антенной решетки с системой питания.

Для упрощения изготовления экспериментального образца использовалась схема «антенна на граунде», что позволило в два раза уменьшить число элементов в решетке. На рис.2а, б показаны, соответственно, элемент и модель 64-элементной решетки (32 элементная решетка над бесконечным экраном). На рис. 2в приведена фотография и экспериментальной образец 32 элементной антенной решетки ТЕМ рупоров (4x8) с металлизацией межрупорного пространства и системой питания в измерительной камере. Решетка расположена над граундом размером 1500x700 мм. Элемент решетки имеет следующие параметры: входной импеданс $Z_{\text{вход}} = 100$ Ом, длина $L = 100$ мм, входная толщина $W = 1$ мм. Период решетки в Н-плоскости $P_x = 30$ мм, а в Е-плоскости $P_y = 20$ мм. С задней стороны решетки на расстоянии 170 мм от входа ТЕМ - рупоров расположен металлический экран размером 300x100 мм.



а)



б)

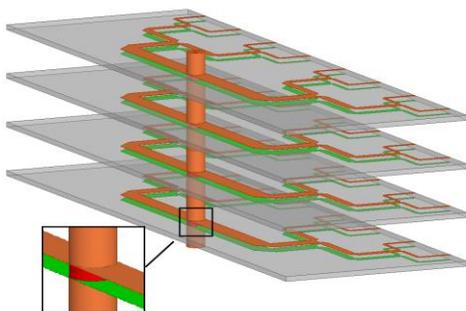


в)

Рис. 2. Антенная решетка с системой питания в измерительной камере.

2. Исследование делителей мощности системы питания

Модель многоканального делителя мощности и экспериментальный образец показаны на рис. 3а,б, соответственно. Делитель мощности на коаксиальной линии имеет 50-омный вход и четыре 12.5-омных выхода. Каждый выход делителя мощности на коаксиальной линии соединен с входом восьмиканального делителя мощности на симметричной двухпроводной полосковой линии. В итоге делитель мощности имеет 32 выхода с волновым сопротивлением 100 Ом. Для реализации режима сканирования в модели системы питания между выходами полоскового делителя и излучателями решетки расположены управляемые линии задержки.



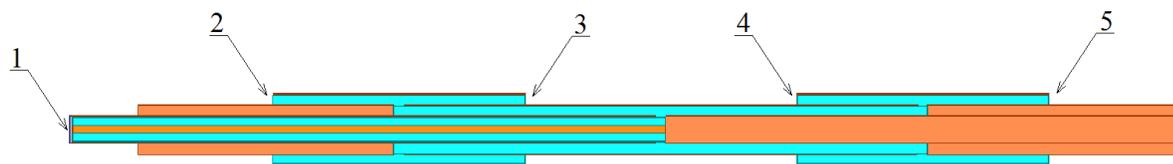
а)



б)

Рис. 3. Система питания антенной решетки.

Продольное сечение четырехканального делителя мощности на коаксиальной линии и его экспериментальный образец приведено на рис. 4а,б, соответственно. Делитель обеспечивают равномерное синфазное деление мощности на выходе коэффициентом передачи -6 дБ в каждом канале (без учета тепловых потерь).



а)



б)

Рис. 4. Делитель мощности на коаксиальной линии.

Каждый из четырех восьмиканальных делителей мощности имеет вход (1) с волновым сопротивлением 12.5 Ом, выходы (2-9) с волновыми сопротивлениями 100 Ом и обеспечивает равномерное синфазное деление мощности на выходе с коэффициентом передачи -9 дБ (без учета тепловых потерь). Конструкция печатной платы делителя и фото ее экспериментального образца показаны на рис. 5а, б, соответственно.

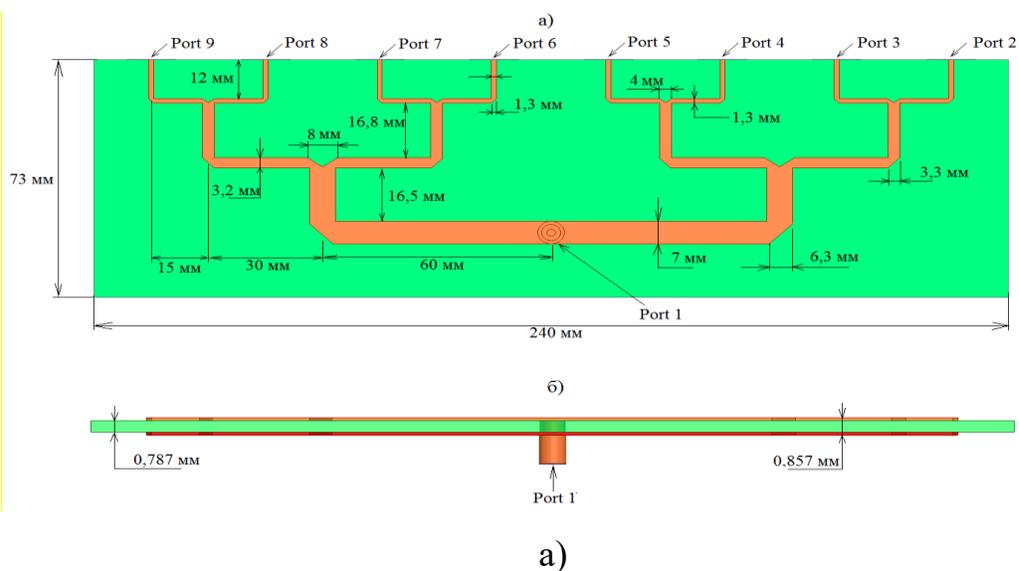


Рис. 5. Делитель мощности на полосковой линии.

Результаты расчета частотных зависимостей коэффициентов отражения четырехканального и восьмиканального делителя с использованием МКЭ (здесь и далее сплошные линии) и МКРВО (здесь и далее штриховые линии) показаны на рис. 6. Видно, что в полосе частот от 0.3 до 7 ГГц коэффициент отражения каждого из делителей ниже -25 дБ.

Зависимости модулей коэффициентов передачи делителей мощности на коаксиальной и полосковой линиях от частоты показаны на рис. 7а, б, соответственно, а фазы коэффициентов передачи относительно фазы на выходе 2 - для четырехканального и на выходах 2, 9 - для восьмиканального делителя - на рис. 8а, б, соответственно.

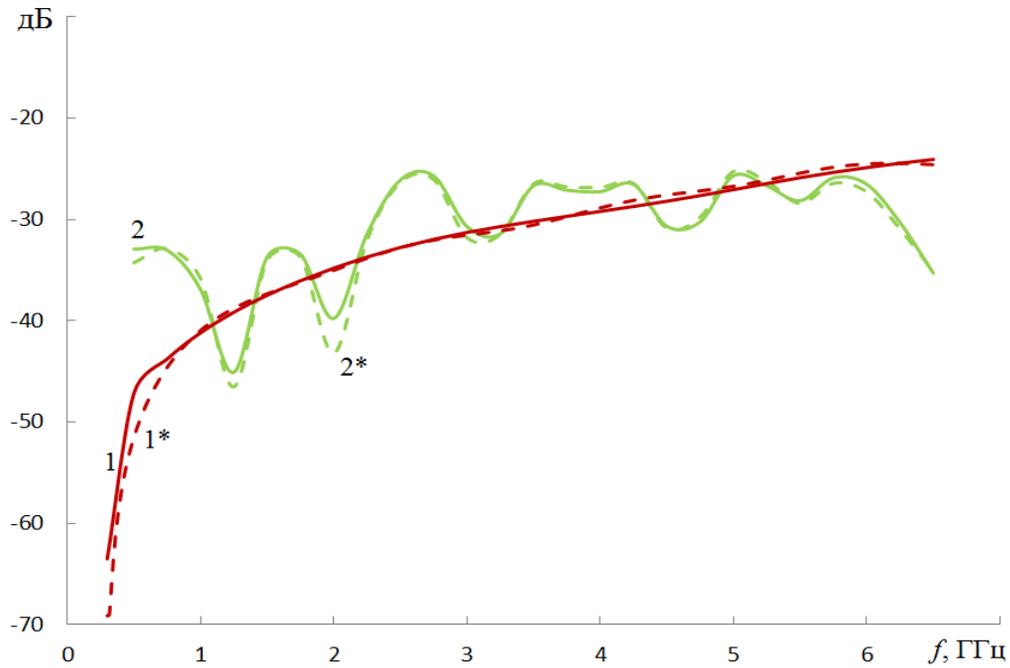
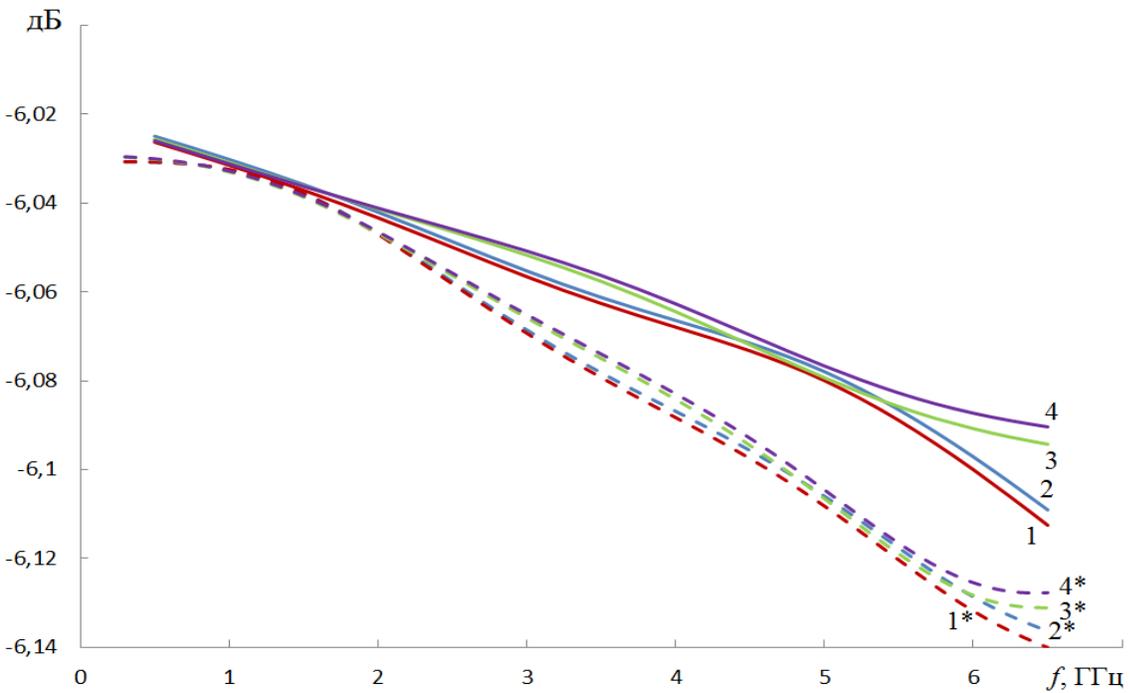
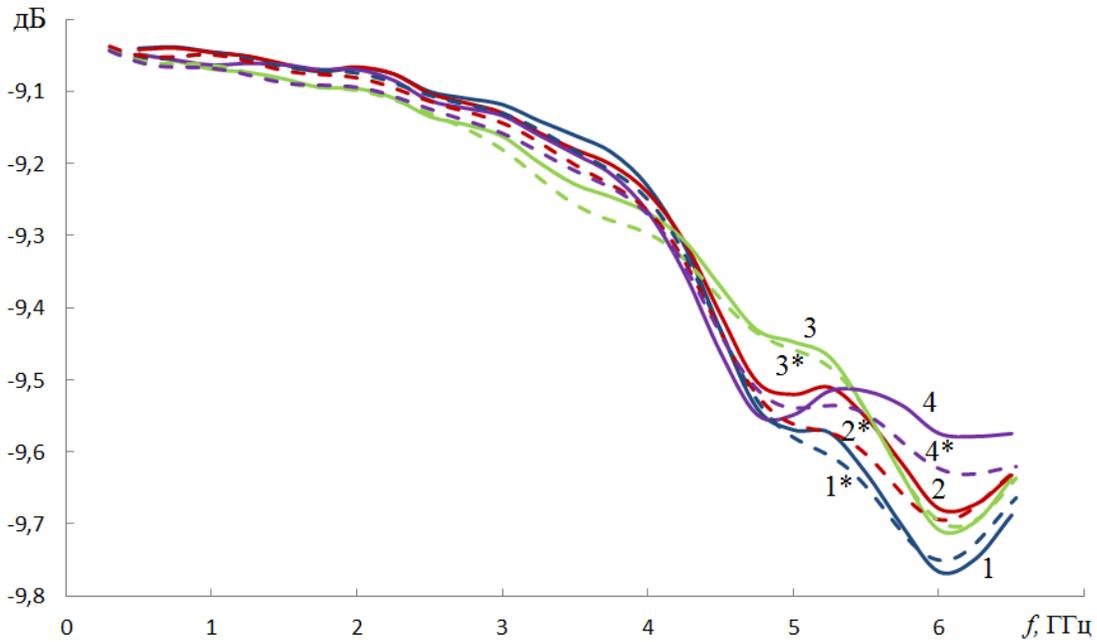


Рис. 6. Зависимости коэффициентов отражения делителей мощности от частоты (кривая 1, 1* – 4х канальный делитель, 2, 2* – 8-ми канальный делитель).

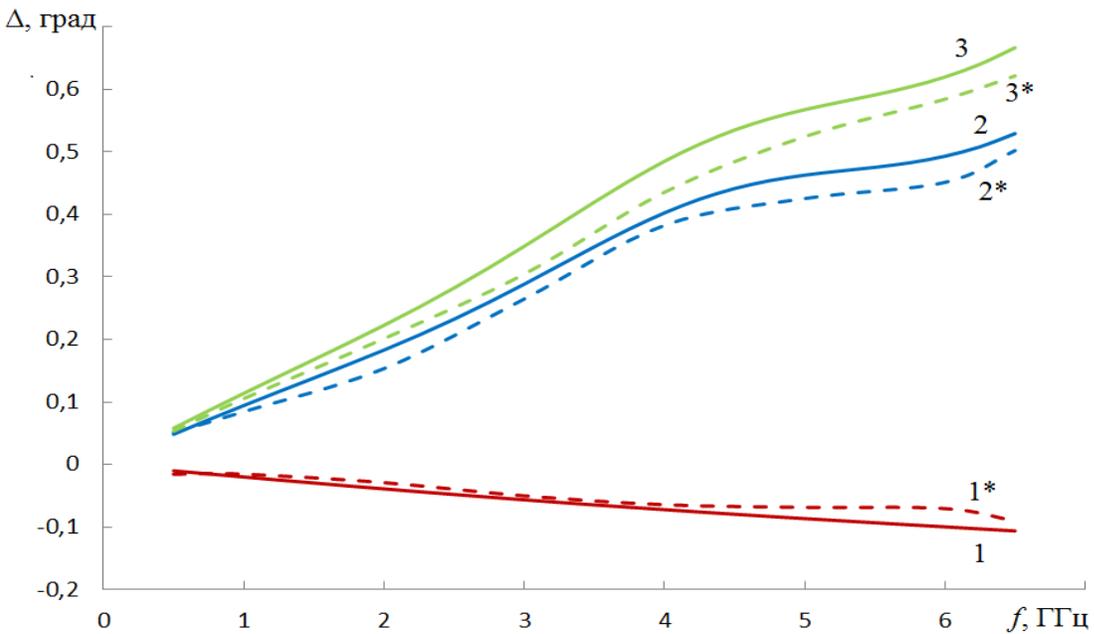


а) кривая 1, 1* – выход 2; кривая 2, 2* – выход 3; кривая 3, 3* – выход 4; кривая 4, 4* – выход 5.

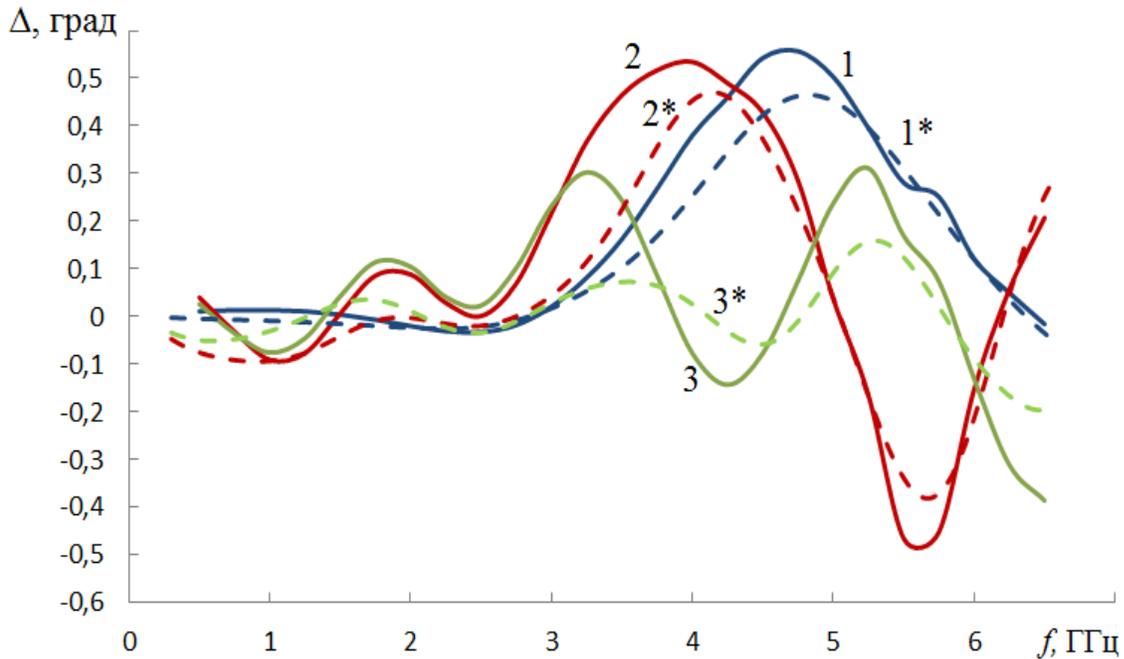


б) кривая 1, 1* – выходы 3, 8; кривая 2, 2* – выходы 4, 7; кривая 3, 3* – выходы 5, 6.

Рис. 7. Зависимости модулей коэффициентов передачи делителей мощности от частоты.



а) кривая 1, 1* – выход 3; кривая 2, 2* – выход 4; кривая 3, 3* – выход 5.



б) кривая 1, 1* – выход 2(9); кривая 2, 2* – выход 3(8); кривая 3, 3* – выход 4(7); кривая 4, 4* – выход 5(6).

Рис. 8. Зависимости фаз коэффициентов передачи делителей мощности от частоты

На рисунках видно, что каждый из делителей обеспечивает неравномерность распределения мощности на выходах не более 0,2 дБ, фазы – не более 1 градуса. Тепловые потери в коаксиальном делителе – не более 0,13 дБ, а в полосковом – не более 0,77 дБ, т.е. суммарные потери в системе питания – не более 0,9 дБ. Потери в линиях задержки при моделировании не учитывались.

3. Исследование характеристик антенной решетки с системой питания

Далее было проведено исследование характеристик антенной решетки с системой питания. На рис. 9 сплошной линией представлена зависимость коэффициента отражения 64-элементной синфазной антенной решетки от частоты, рассчитанная с использованием МКЭ, штриховой – с использованием МКРВО. Пунктирной линией на рисунке показана аналогичная зависимость для модели

экспериментального образца, рассчитанная с использованием МКЭ, а штрих - пунктирной линией приведены результаты измерений экспериментального образца решетки (рис.2). Видно, что по уровню -10 дБ решетка согласована в полосе частот 0.35 - 6.6 ГГц, (19:1), при этом результаты расчета моделей различными методами достаточно близки как между собой, так и к результатам измерений экспериментального образца.

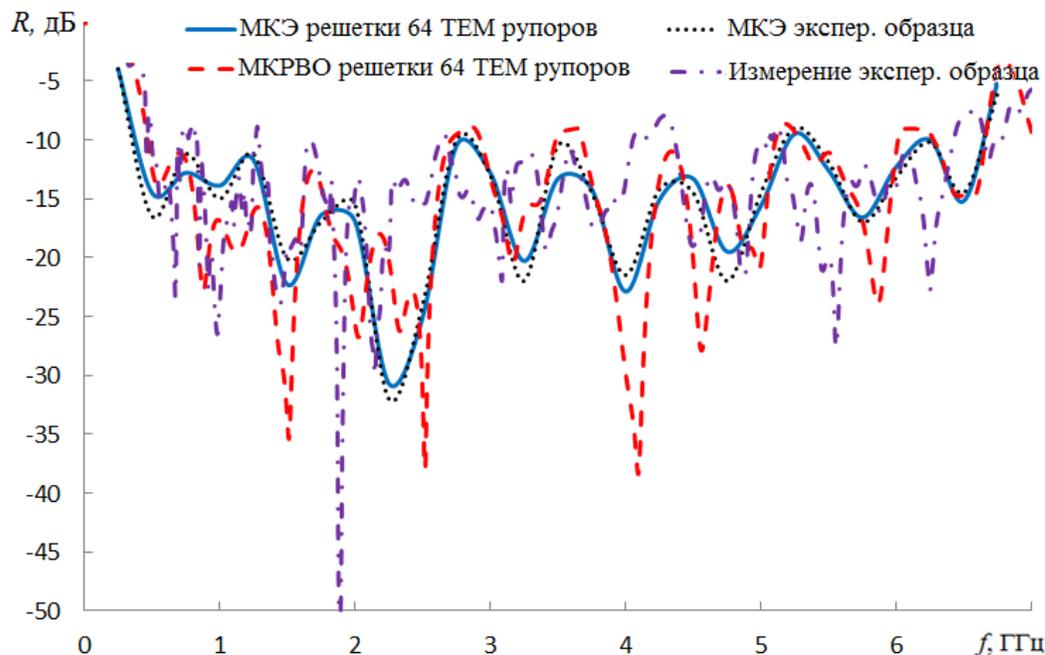
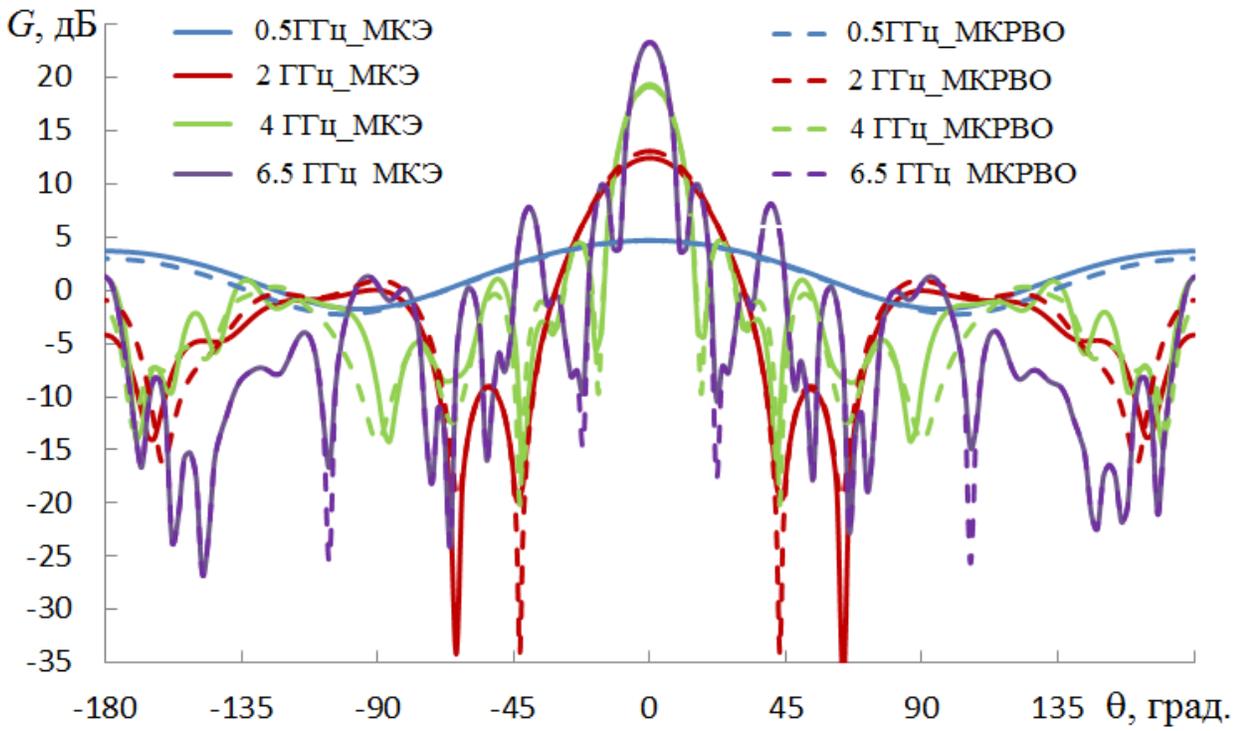
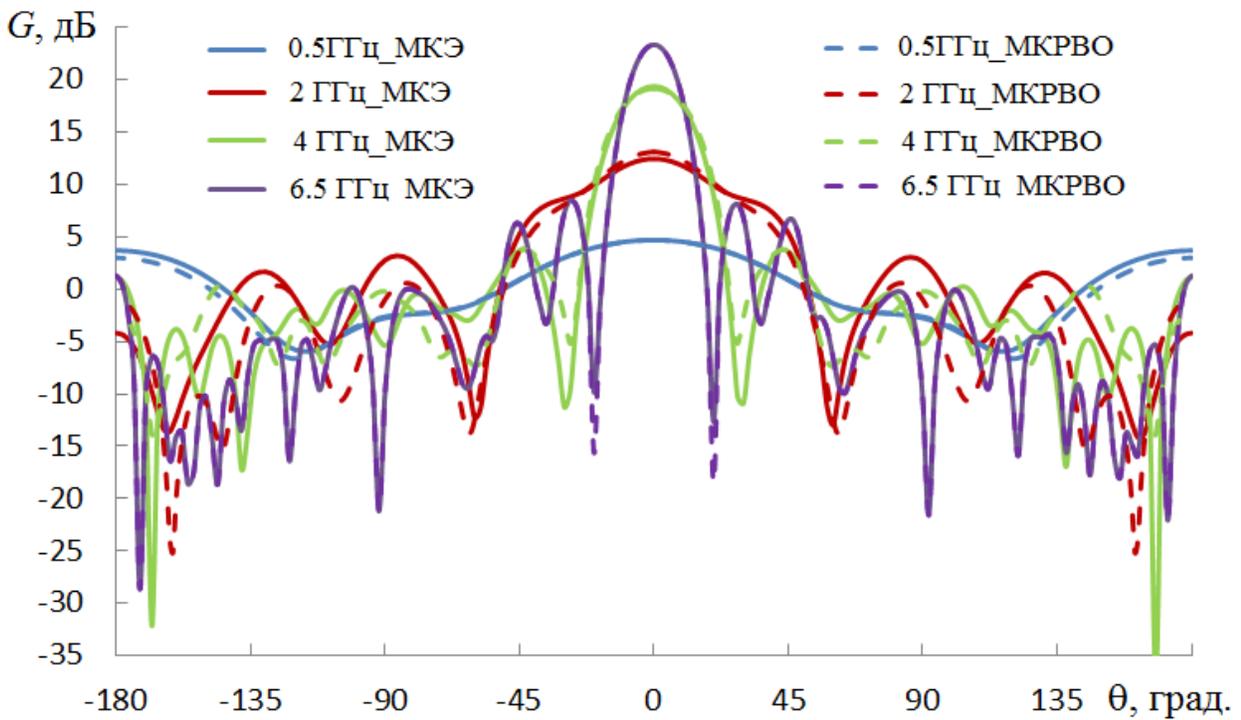


Рис. 9. Зависимость коэффициента отражения синфазной решетки от частоты.

На рис. 10а, б показаны диаграммы направленности (ДН) синфазной антенной решетки в H и E - плоскости, соответственно, рассчитанные с использованием МКЭ и МКРВО на четырех частотах. Видно, что коэффициент усиления монотонно растет с увеличением частоты, при этом на средних и высоких частотах относительный уровень первого бокового в H – плоскости меняется от -12 до -13 дБ, а в E – плоскости – от -10 до -16 дБ, соответственно. Уровень заднего лепестка меняется от -10 до -23 дБ. В нижней части полосы рабочих частот усиление мало (менее 5 дБ), а отношение усиления вперед-назад стремится к единице.



а) H - Плоскость



б) E - Плоскость

Рис. 10. ДН синфазной антенной решетке на разных частотах.

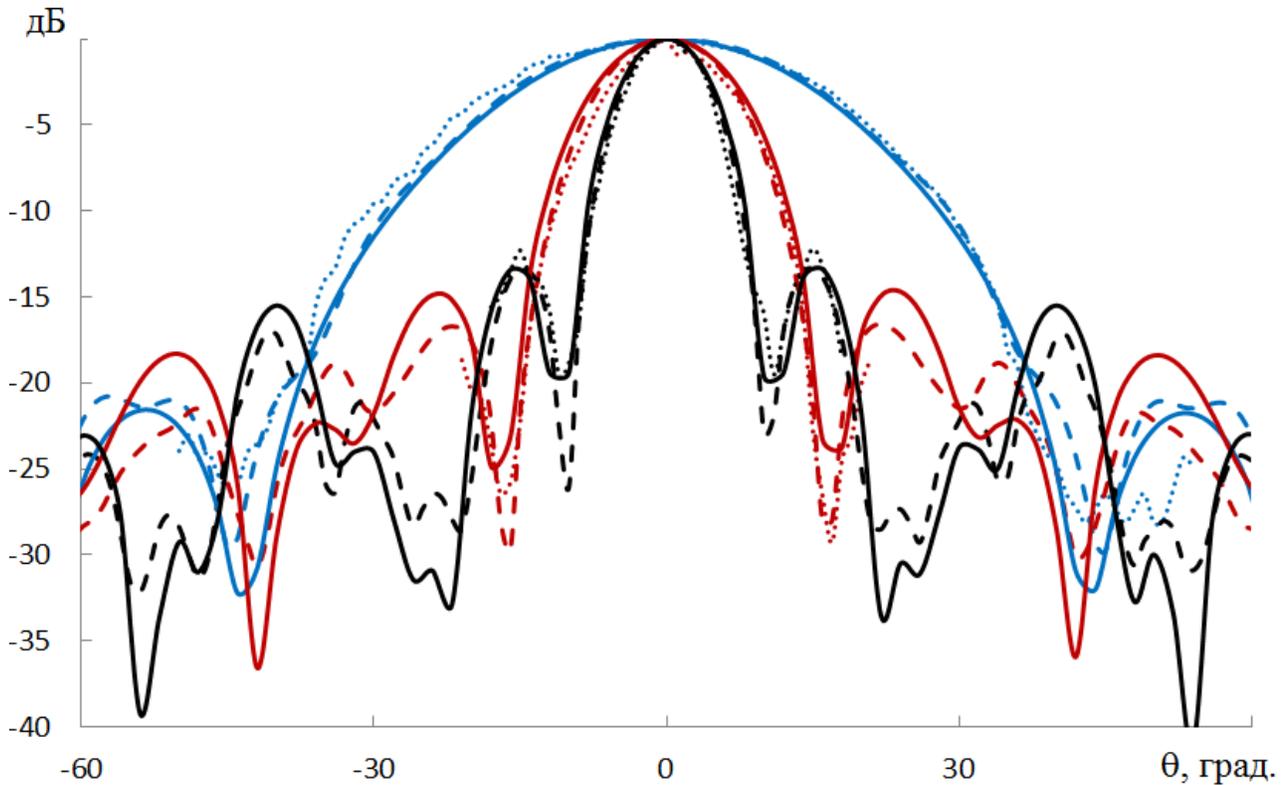


Рис. 11. ДН синфазной антенной решетки в H – плоскости (синие линии – 2 ГГц, красные – 4 ГГц, черные – 6.5 ГГц)

На рис. 11 сплошной кривой приведены результаты расчета ДН в H – плоскости синфазной 64- элементной антенной решетки на трех частотах. Штриховой линией и пунктиром приведены результаты, соответственно, моделирования с использованием МКЭ и измерений ДН экспериментального образца 32 –элементной синфазной антенной решетки. Как видно на рисунке все кривые практически совпадают в области главного лепестка, а штриховая и пунктирная линии - и в области бокового излучения. В области максимумов бокового излучения отличие сплошной кривой – 2-3 дБ, в области минимумов – до 5 дБ.

На рис. 12, 13 показаны зависимости коэффициента отражения от частоты при сканировании в H и E – плоскости, соответственно. При моделировании характеристик сканирования в H – плоскости с целью уменьшения объема задачи

в 2 раза использовалась модель решетки 32 элементов (8x4) над бесконечным идеально-проводящем граундом. На рисунке видно, что при сканировании в секторе 90^0 полоса согласования более 1:20. При сканировании в E – плоскости для уменьшения числа элементов решетки (в H-плоскости) в два раза использовалась магнитная плоскость, решетка в E-плоскости разбивалась на две подрешетки с отдельными входами портами, а коэффициент отражения находился по формуле (1), где S_{mn} - элементы матрицы эквивалентного четырехполюсника.

$$R = \frac{1}{2} \cdot \sum_{n=1}^2 \sum_{m=1}^2 S_{nm} \quad (1)$$

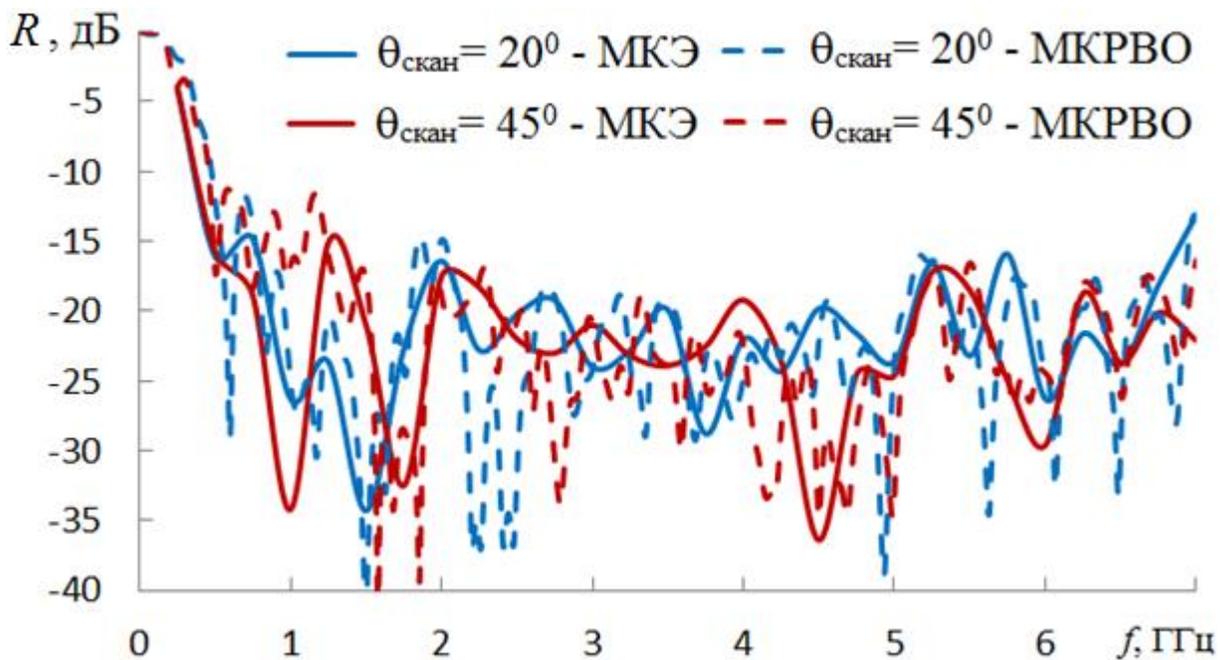


Рис. 12. Зависимость коэффициента отражения от частоты решетки сканирующей в H – плоскости.

На рис. 12 видно, что при сканировании в H-плоскости полоса согласования практически не зависит от угла сканирования.

На рис. 13 видно, что при сканировании в E-плоскости в секторе 60^0 полоса согласования практически такая же, как в синфазном режиме (19:1), а при сканировании в секторе 90^0 полоса согласования сужается до 15:1.

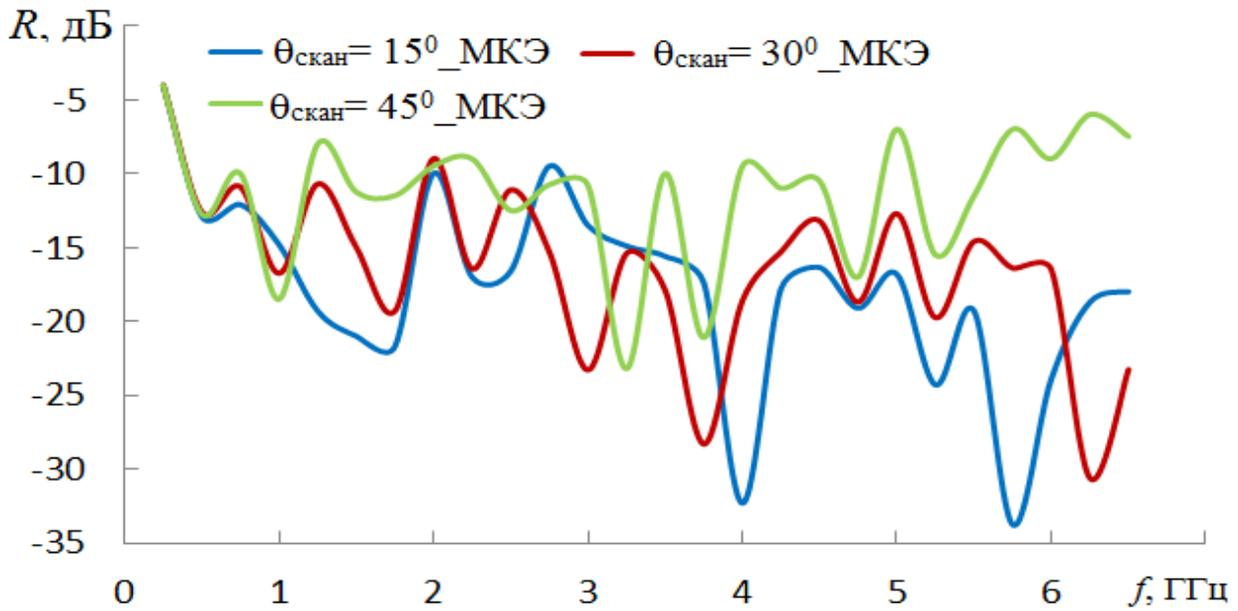
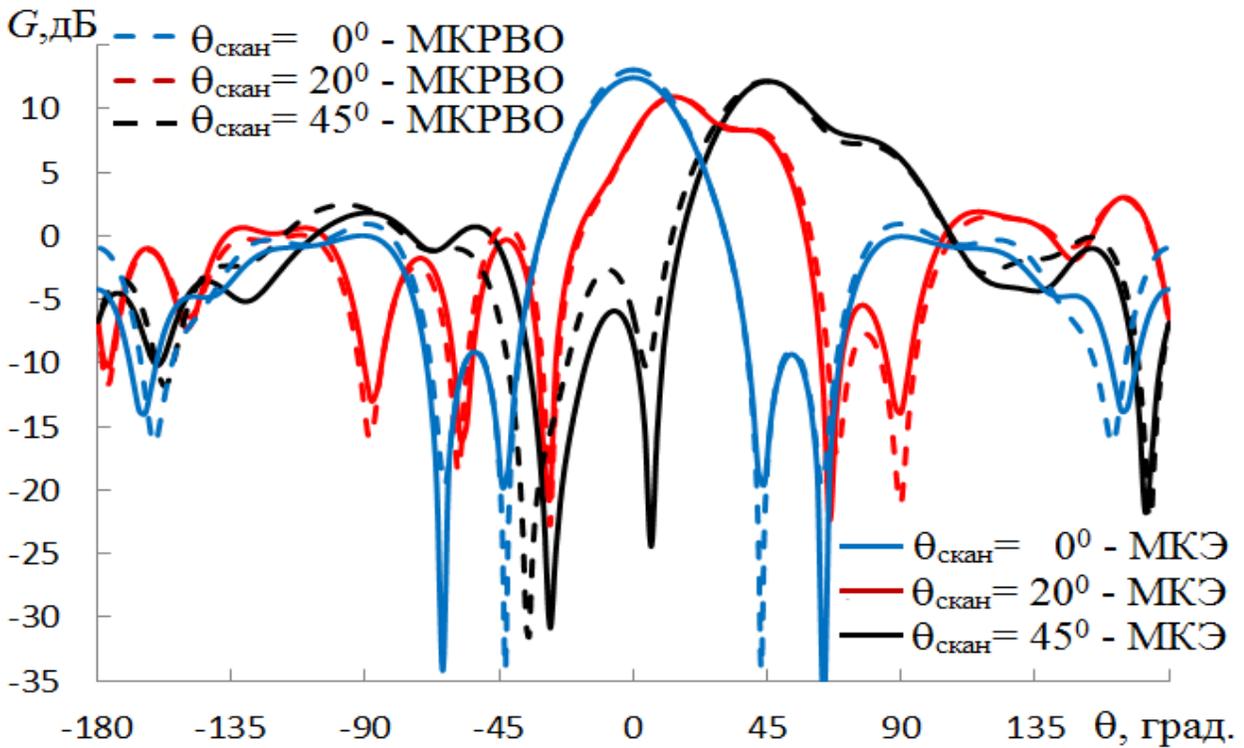
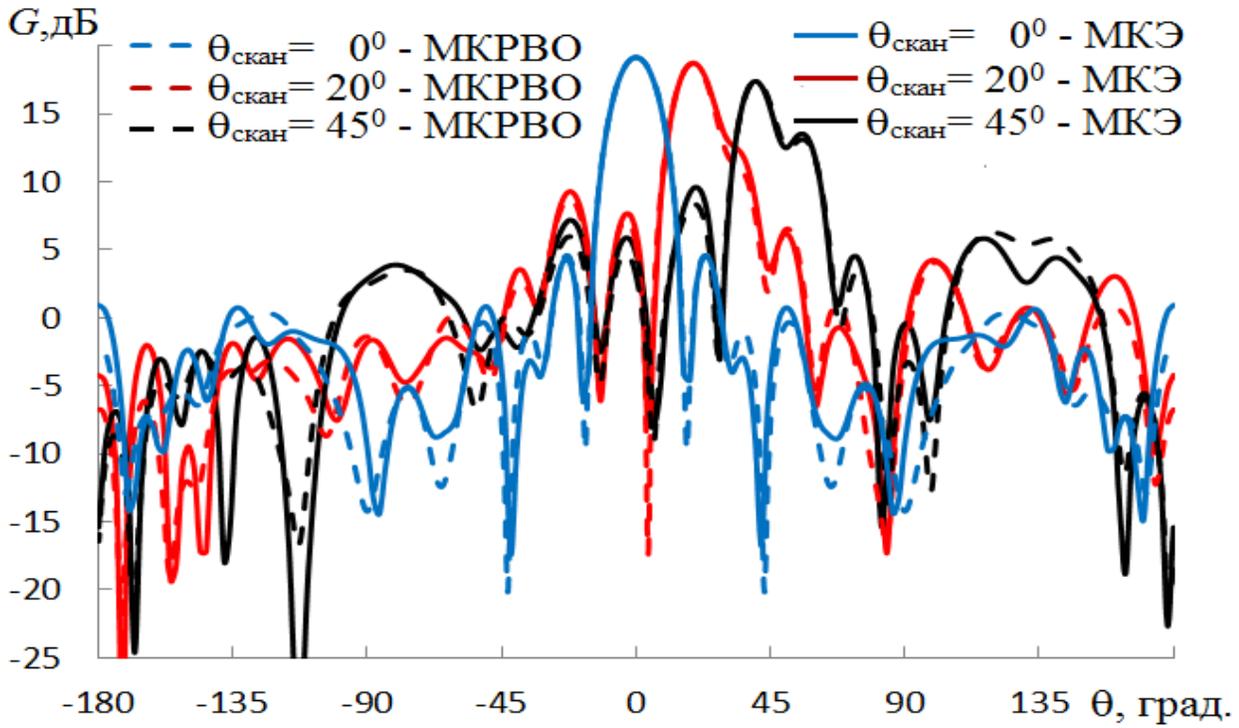


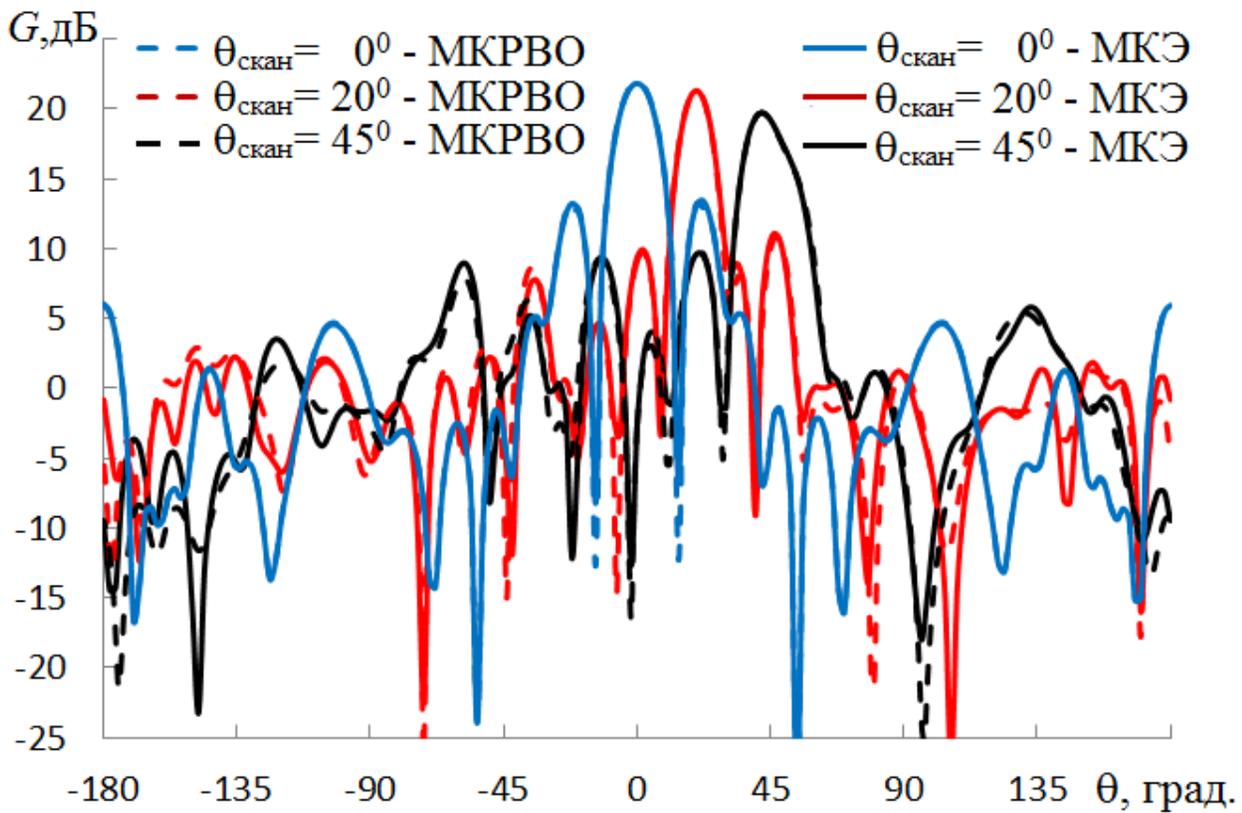
Рис. 13. Зависимость коэффициента отражения от частоты решетки сканирующей в E – плоскости.



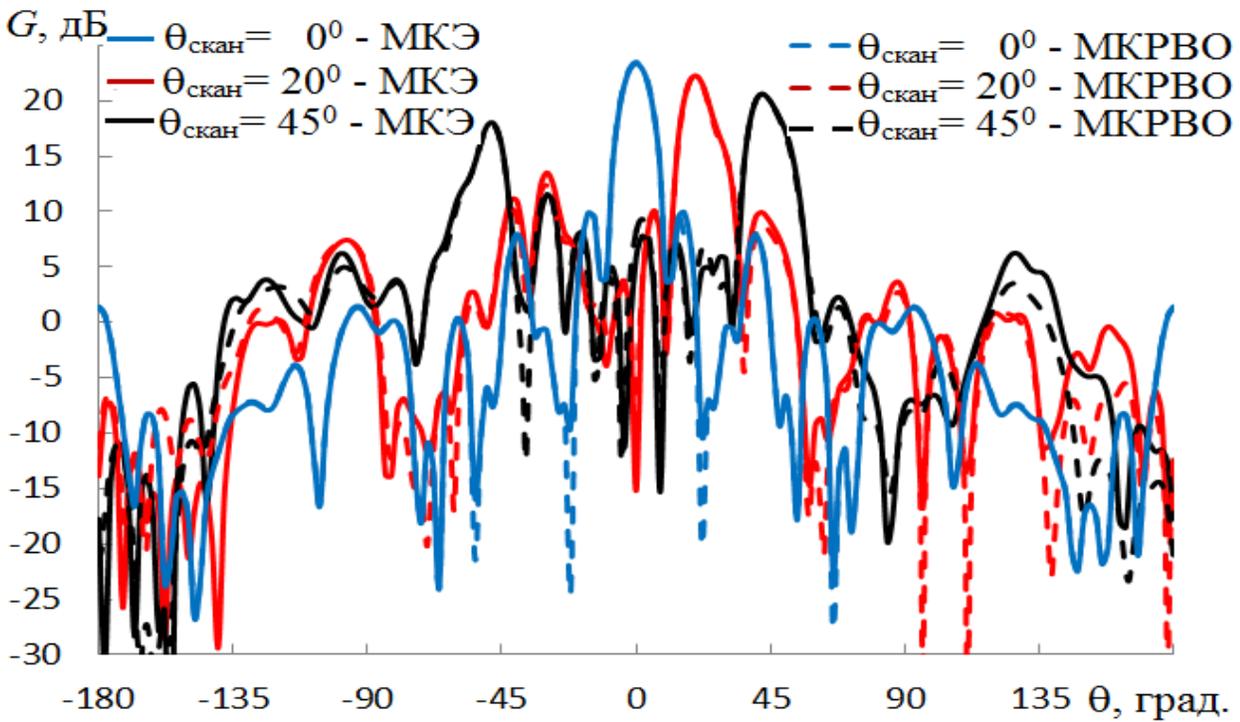
а) 2 ГГц



б) 4 ГГц

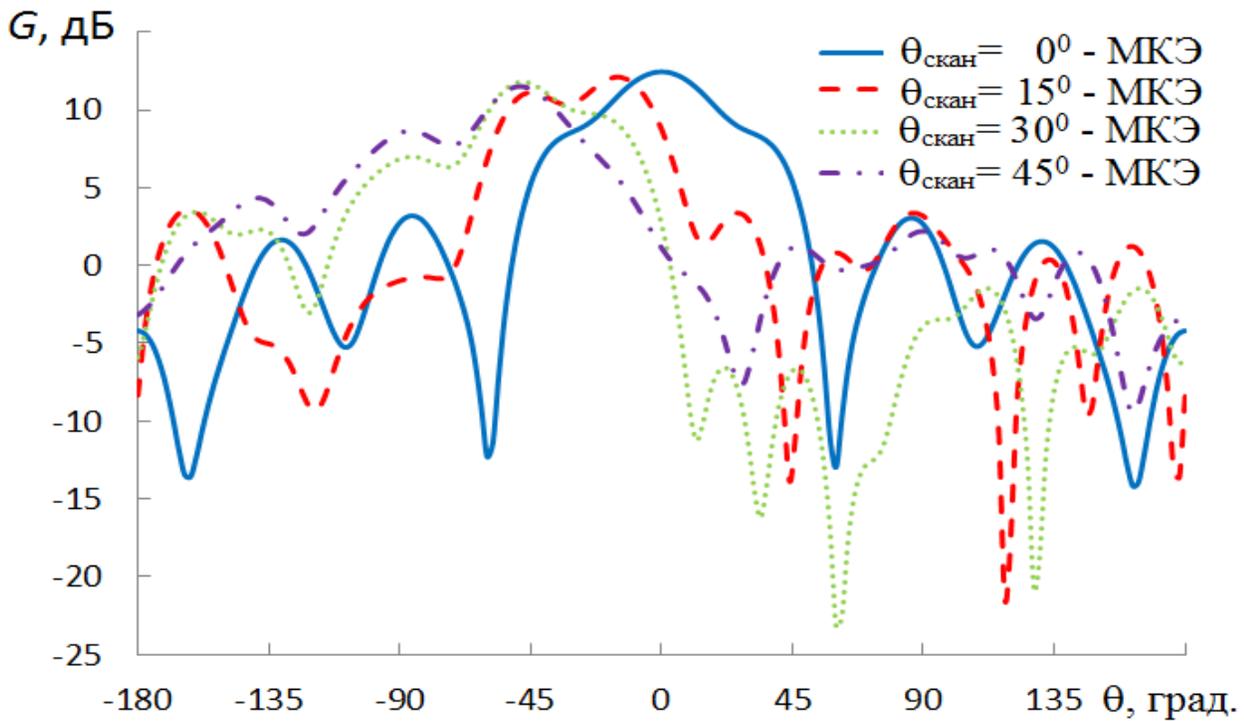


в) 5 ГГц

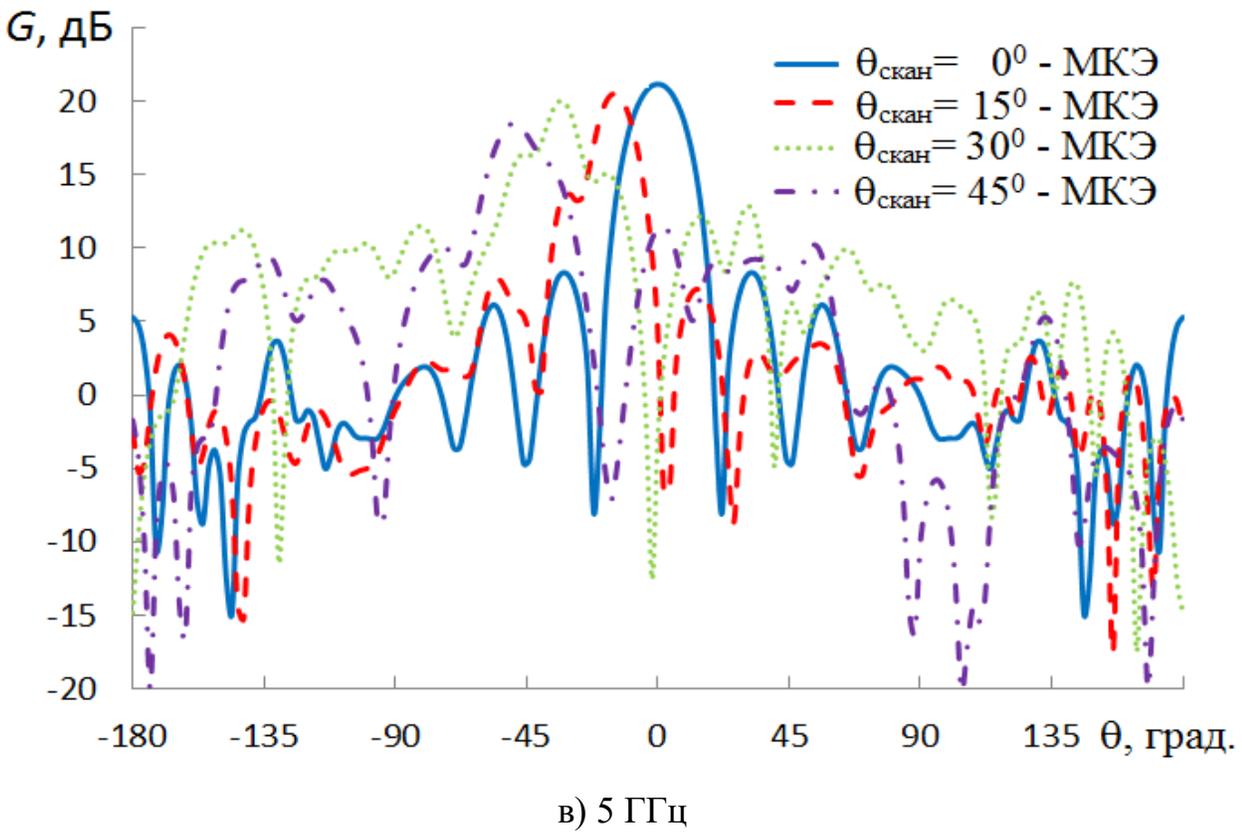
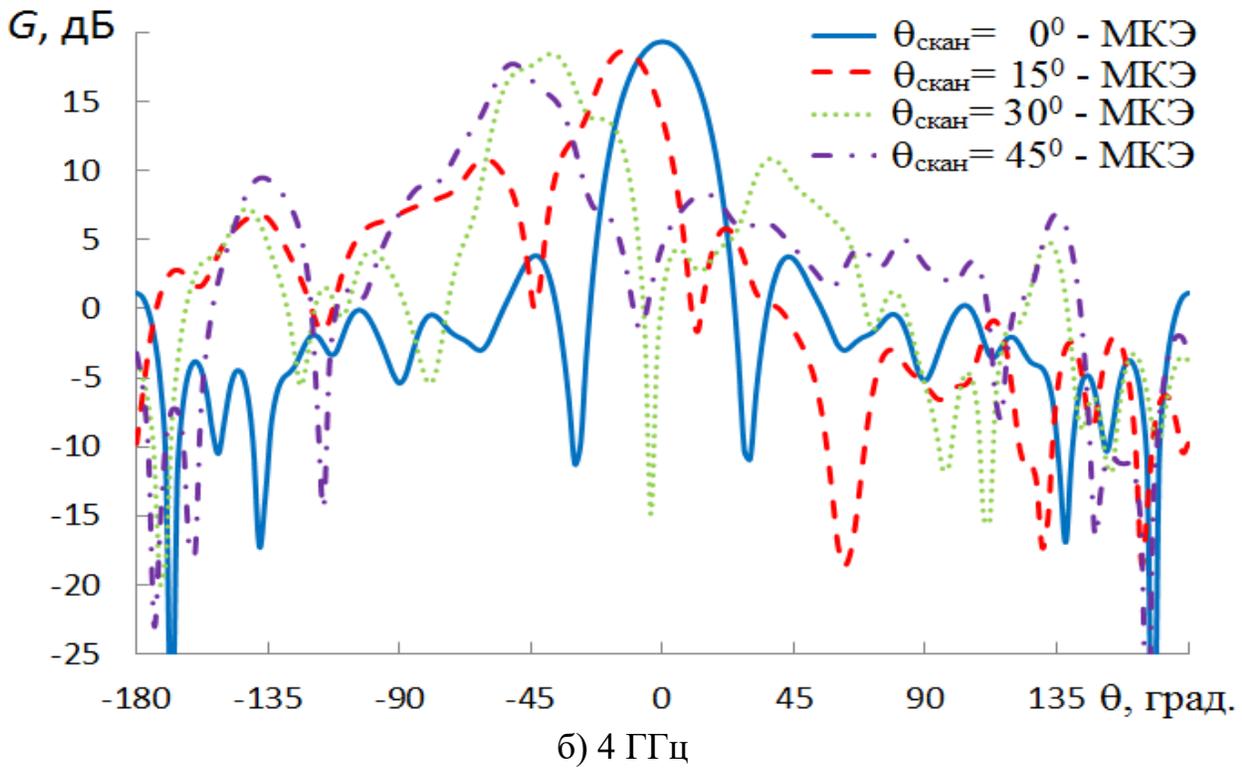


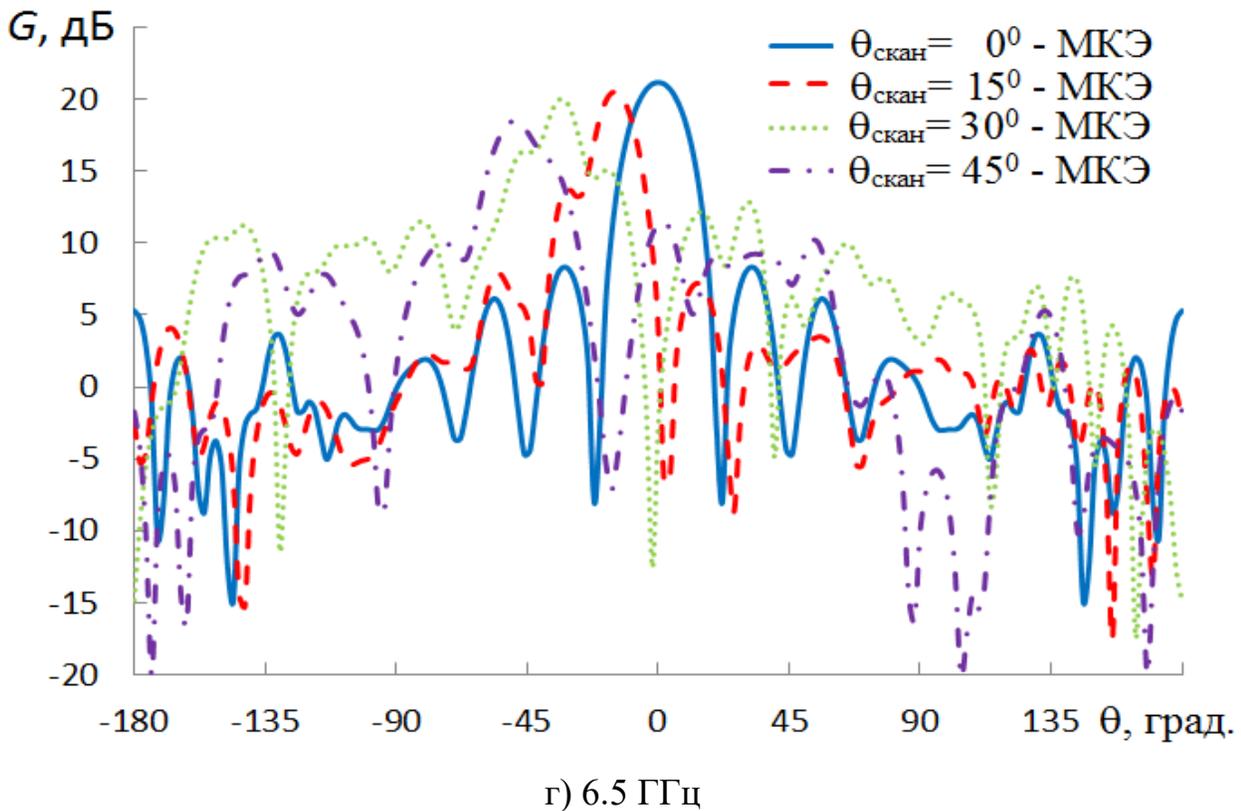
г) 6.5 ГГц

Рис. 14. ДН решетки, сканирующей Н – плоскости.



а) 2 ГГц



Рис. 15. ДН решетки, сканирующей E – плоскости.

ДН антенной решетки при сканировании в H и E – плоскостях на частотах $f = 2$ ГГц (а), 4 ГГц (б), 5 ГГц (в) и 6.5 ГГц (г) представлены на рис. 14, 15, соответственно. На рисунках виден рост боковых лепестков с увеличением частоты и падение коэффициент усиления с увеличением угла сканирования, особенно на высоких частотах. На верхней частоте $f = 6.5$ ГГц и максимальном угле сканирования (45°) относительный уровень первого бокового лепестка в H -плоскости достигает - 3 дБ, а в E - плоскости - 9 дБ.

Заключение

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

1. Полоса согласования антенной решетки с системой питания по уровню – 10 дБ в синфазном режиме и при сканировании в секторе 90° в H – плоскости более 19:1, а при сканировании в E – плоскости – более 15:1.

2. При сканировании в H – плоскости полоса частот ограничивается ростом первого бокового лепестка.
3. Результаты исследований экспериментального образца решетки в синфазном режиме подтверждают результаты моделирования с использованием МКЭ и МКРВО.

Работа выполнена за счет бюджетного финансирования в рамках государственного задания по теме 0030-2019-006 при поддержке РФФИ, проект №18-07-00655.

Литература

1. McGrath D.T., Baum C.E. Numerical analysis of planar bicone and TEM horn array antennas // IEEE Antennas Propag. Society Intern. Symposium, July 1998. P. 1058 – 1061.
2. McGrath D.T., Baum C.E. Scanning and impedance properties of TEM horn arrays for transient radiation // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Mar 1999. V. 47. P. 469 – 473.
3. Банков С.Е., Калошин В.А., Нгуен К.З. К теории антенных решеток из TEM рупоров // IV Всеросс. Микроволновой конф. Доклады. М. ИРЭ им. В.А.Котельникова РАН. Ноябрь 2016. С.410 – 413.
4. Калошин В.А., Нгуен К.З. Исследование характеристик СШП плоских двумерно – периодических решеток TEM рупоров // Журн. радиоэлектроники. 2017. №5. Режим доступа <http://jre.cplire.ru/jre/may17/14/text.pdf>
5. Банков С.Е., Калошин В.А., Нгуен К.З. К теории сверхширокополосных антенных решеток из TEM – рупоров // РЭ. 2018. Т.63. №7. С. 702 – 710.
6. Kindt R.W., Pickles W.R. Ultrawideband all-metal flared-notch array radiator // IEEE Trans. Antennas Propag. 2010. V. 58. № 11. P. 3568 – 3575.

7. Yan J., Gogineni S., Camps-Raga B., Brozena J. A dual-polarized 2-18 GHz Vivaldi array for airborne radar measurements of snow // IEEE Trans. Antennas Propag. 2016. V. 64. N 2. P. 781 – 785.
8. Банков С.Е, Калошин В.А., Ле Н.Т. Исследование характеристик двумерной сканирующей решетки ТЕМ – рупоров с металлизацией межрупорного пространства // РЭ. 2018. V. 63. №12. С. 1263 – 1276.
9. Калошин. В.А., Ле. Н.Т. Двумерно – периодическая двух- поляризационная сверхдиапазонная антенная решетка // VI Всероссийской Микроволновой конференции. Доклады. М. ИРЭ им. В.А.Котельникова РАН. Ноябрь 2018. С. 194 – 198.
10. Калошин В.А., Ле Н.Т. Двумерно – периодическая двух- поляризационная сверхдиапазонная антенная решетка // РЭ. 2019. V. 64. №11. С.1126 – 1137.

Для цитирования:

Калошин В.А., Ле Н.Т. Исследование плоской двумерно – периодической сверхдиапазонной антенной решетки с системой питания. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2020. №3. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/mar20/8/text.pdf>. DOI 10.30898/1684-1719.2020.3.8