

DOI 10.30898/1684-1719.2020.7.9

УДК 621.396.67

## ГИБРИДНЫЕ И МНОГОЛУЧЕВЫЕ АНТЕННЫ НА ОСНОВЕ ПАРАБОЛИЧЕСКОГО ЦИЛИНДРА

В. А. Калошин<sup>1</sup>, К. Т. Нгуен<sup>2</sup>

<sup>1</sup> Институт радиотехники и электроники им. В.А.Котельникова РАН,  
125007, Москва, Моховая, 11-1

<sup>2</sup> Московский физико-технический институт (национальный исследовательский университет), 141700, Долгопрудный Моск. обл., Институтский пер. 9

Статья поступила в редакцию 8 июля 2020 г.

**Аннотация.** С использованием численного эксперимента на основе методов конечных элементов и конечных разностей во временной области в широкой полосе частот исследованы и оптимизированы характеристики антенн с зеркалом в виде параболического цилиндра: многолучевой антенны с планарной трехзеркальной диаграммо-образующей системой, а также гибридных антенн с разреженными линейными облучающими решетками в E и H плоскости. Показано, что сектор обзора многолучевой антенны по уровню падения усиления - 3дБ - более  $70^{\circ}$ , а сектор сканирования гибридной антенны с облучающей разреженной линейной решеткой в E-плоскости – более  $27^{\circ}$ . При этом КИП гибридной антенны с облучающей синфазной решеткой в H-плоскости в полосе частот 10% более 0.7, а с облучающей синфазной решеткой в E-плоскости в полосе частот 24% - более 0.82.

**Ключевые слова:** параболический цилиндр, многолучевая антенна, гибридная зеркальная антенна, широкая полоса частот.

**Abstract.** Antennas with a mirror in the form of a parabolic cylinder: a multi-beam antenna with a planar three-mirror beam-forming system, as well as hybrid antennas with sparse linear feed arrays in E and H plane are investigated in a wide frequency band using a numerical experiment based on finite element methods and finite differences in the time domain. It is shown that the scanning sector of a multi-beam antenna in terms

of the gain drop of -3 dB is more than  $70^{\circ}$ , and the scanning sector of a hybrid antenna with a linear feed array in the E-plane is more than  $27^{\circ}$ . In this case, the efficiency of the hybrid antenna with a linear feed in-phase array in the H-plane is more than 0.7 in the 10% frequency band, and with the feed in-phase array in the E-plane - more than 0.82 in the 24% frequency band.

**Key words:** parabolic cylinder, multi-beam antenna, hybrid mirror antenna, wide frequency band.

## Введение

В последнее время возрос интерес к гибридным сканирующим и многолучевым зеркальным антеннам [1]. Этот интерес обусловлен тем, что наряду с традиционными приложениями таких антенн, появляются новые: в базовых станциях мобильной связи, наземных системах космической связи, системах радио - мониторинга и т.д.

Широко известными вариантами таких антенн являются гибридная антенна с зеркалом в виде параболического цилиндра и линейной облучающей решеткой, а также многолучевая антенна с планарной диаграммо-образующей системой (ДОС) на основе матрицы Батлера или линзы Ротмана [2]. Достоинствами такой многолучевой антенны являются возможность широкоугольного обзора в одной плоскости при относительно небольшом количестве управляемых или диаграммо-формирующих элементов, большом коэффициенте усиления (КУ) антенны и простой технологии изготовления главного зеркала и планарной ДОС. Однако использование матриц или волноводных линз с принудительным преломлением приводит к ограничению полосы частот, а в микрополосковом или кабельном исполнении - к увеличению тепловых потерь и ограничению пропускаемой мощности. Использование однозеркальной квазиоптической ДОС [3] при больших электрических размерах апертуры сильно ограничивает сектор обзора антенны из-за значительных фазовых aberrаций. Поэтому актуальной является задача разработки и исследования многолучевой антенны с главным зеркалом в виде

параболического цилиндра и новыми типами ДОС, в первую очередь, многозеркальными.

С другой стороны, существует ряд применений, где предпочтительней использование не многолучевых, а однолучевых сканирующих антенн. В первую очередь это относится к передающим антеннам с высоким уровнем мощности. При использовании в качестве такой антенны гибридной антенны с параболическим главным зеркалом сектор ее сканирования ограничен не только из-за уменьшения эквивалентной апертуры при увеличении угла сканирования, но и из-за возрастания при этом перелива энергии облучающей фазированной антенной решеткой (ФАР) мимо зеркала. Поэтому актуальной является задача разработки и исследования гибридной антенны на основе параболического цилиндра с ограниченным сектором сканирования и ДОС в виде разреженной ФАР, что позволяет упростить конструкцию, уменьшить потери и стоимость, повысить КУ и КИП антенны. Для обзора в плоскости, ортогональной облучающей линейной ФАР при этом можно использовать механическое сканирование за счет поворота цилиндрического зеркала [4].

В данной работе проведено исследование характеристик трех антенн на базе параболического цилиндра: многолучевой антенны с ДОС на основе планарной трехзеркальной апланатической антенны, синтезированной и исследованной в работе [5], а также гибридных антенных систем с разреженными облучающими линейными решетками в Е и Н плоскости, основные элементы которых исследованы и оптимизированы в работах [6 - 9]. При этом главное внимание при анализе многолучевой антенны уделено исследованию сектора обзора, а при анализе и оптимизации гибридных антенн – величинам КУ и КИП в широкой полосе частот.

## **1. Многолучевая антенна**

Геометрия многолучевой антенны показана на рис.1. Антенна содержит зеркало в виде параболического цилиндра и планарную ДОС на основе

трехзеркальной апланатической антенны, конструкция которой подробно описана в работе [5].

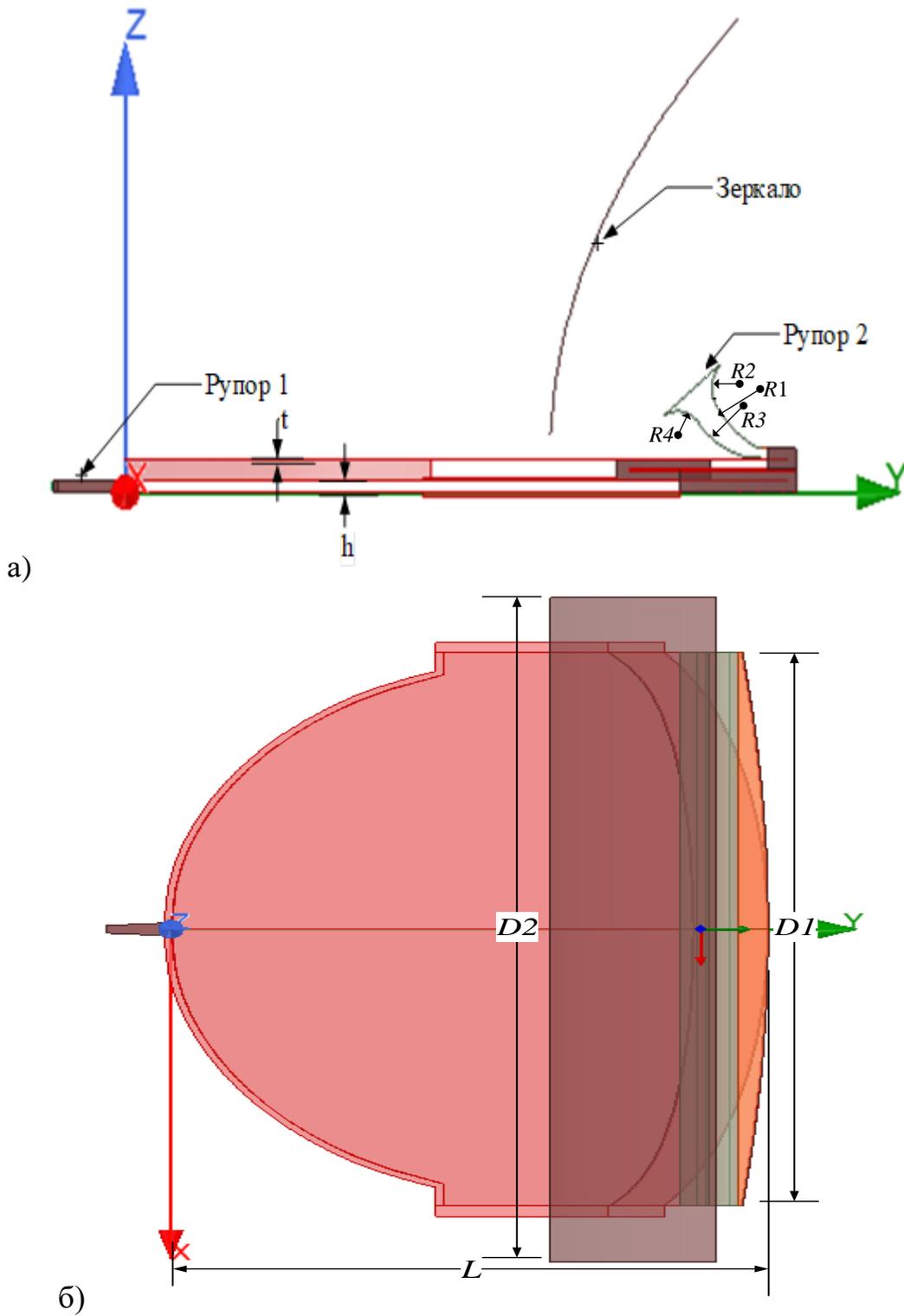


Рис.1. Геометрия многолучевой антенны : а) в E-плоскости и б) в H- плоскости.

Отличие конструкции, использованной в данной работе, заключается в ином выборе размера поперечного сечения планарного волновода ( $h = 1$  мм), толщины его стенок ( $t=0.5$  мм), ширины щелей между слоями (0.7 мм), размеров апертуры зеркал ДОС ( $D1 = 500$  мм), а также геометрии выходного рупора 2, образующие стенки которого состоят из дуг окружностей (рис.1). Большой радиус верхней стенки  $R1= 30.4$  мм, малый радиус  $R2= 9.4$  мм, большой радиус нижней стенки  $R3= 27$  мм, малый радиус  $R4= 9.4$  мм. Размер параболического цилиндра в горизонтальной (H) плоскости (XY)  $D2=700$  мм выбран с запасом для того, чтобы избежать перелива энергии мимо зеркала при сканировании луча. Размер апертуры параболического цилиндра в вертикальной (E) плоскости (XZ) – 200 мм, фокальное расстояние – 100 мм. Расстояния между зеркалами ДОС изменены в соответствии с изменением их апертуры.

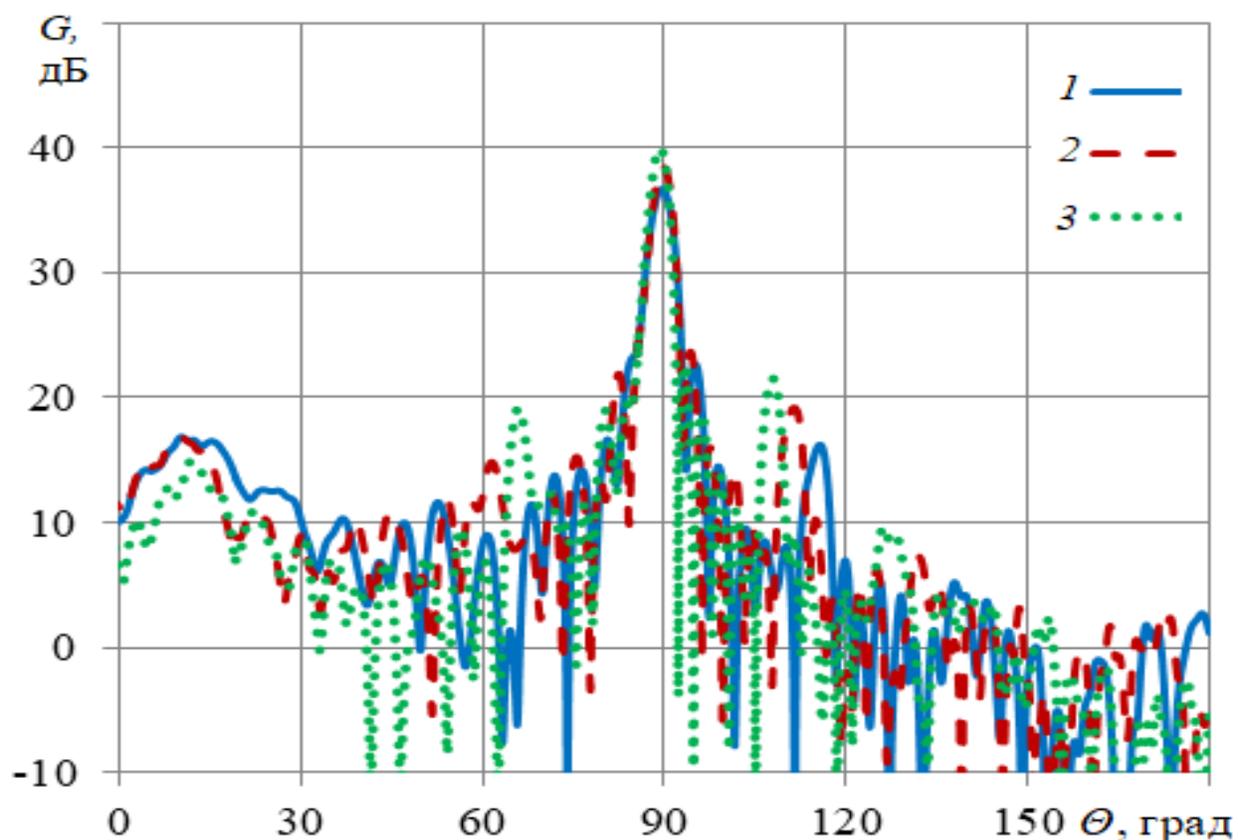


Рис.2. ДН в E- плоскости центрального луча антенны на частотах:  $f=25$  ГГц (1),  $f=30$  ГГц (2) и  $f=35$  ГГц (3).

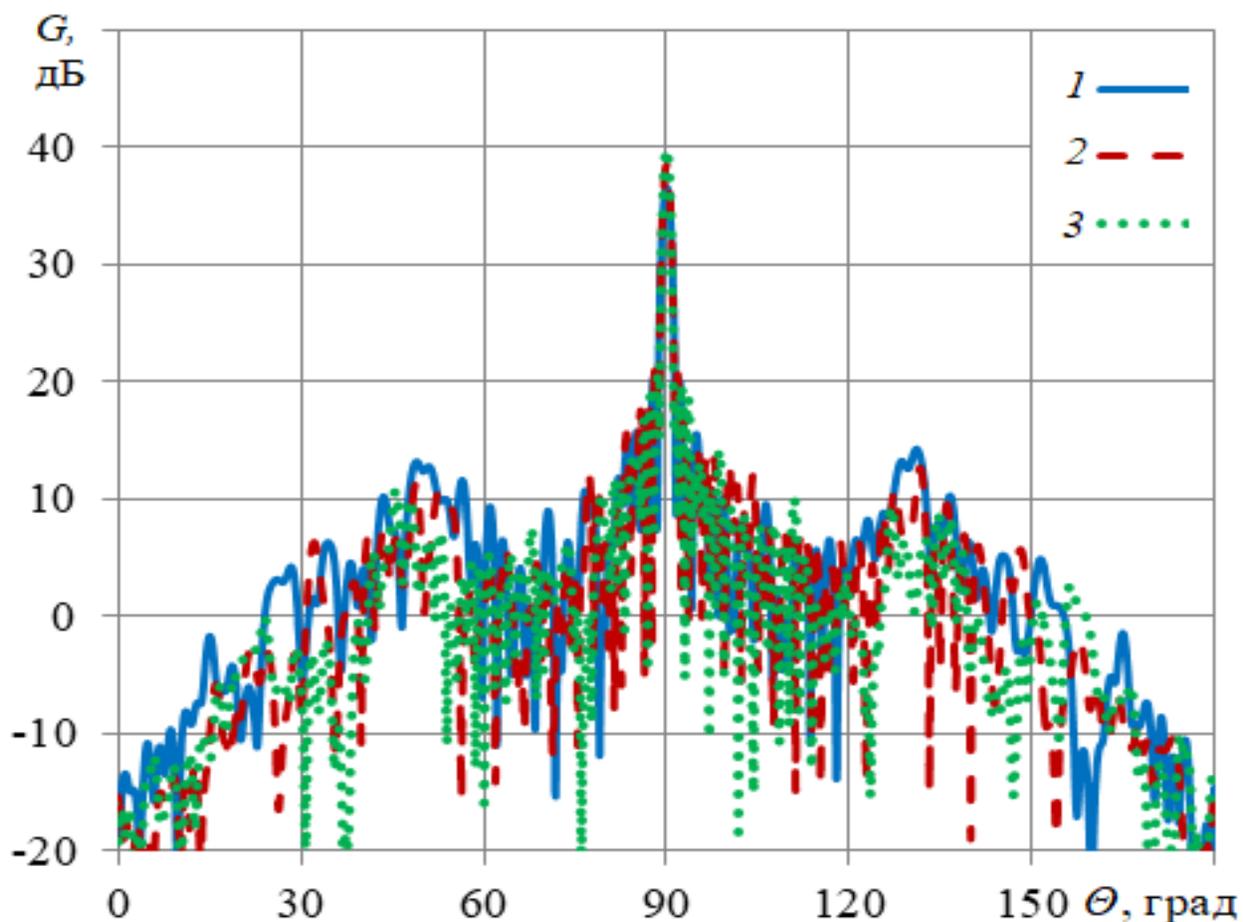


Рис.3. ДН антенны в Н- плоскости центрального луча на частотах:  $f=25$  ГГц (1),  $f=30$  ГГц (2) и  $f=35$  ГГц (3).

Исследуем характеристики излучения многолучевой антенны в режиме сканирования с использованием метода конечных элементов (МКЭ). На рис. 2, 3, соответственно, показаны диаграммы направленности (ДН) антенны в Е и Н плоскости для центрального положения облучателя на фокальной кривой на трех частотах. На рис.2 видно, что с ростом частоты в Е плоскости растет КУ и уровень боковых лепестков антенны. При этом уровень боковых лепестков в Н плоскости слабо зависит от частоты (рис.3).

На рис.4 показаны ДН в Н- плоскости на частоте 30 ГГц при различных положениях рупора 1 (рис.1) на фокальной кривой. На рисунке видно, что при увеличении угла сканирования  $\Theta$  КУ падает, а уровень бокового излучения растет.

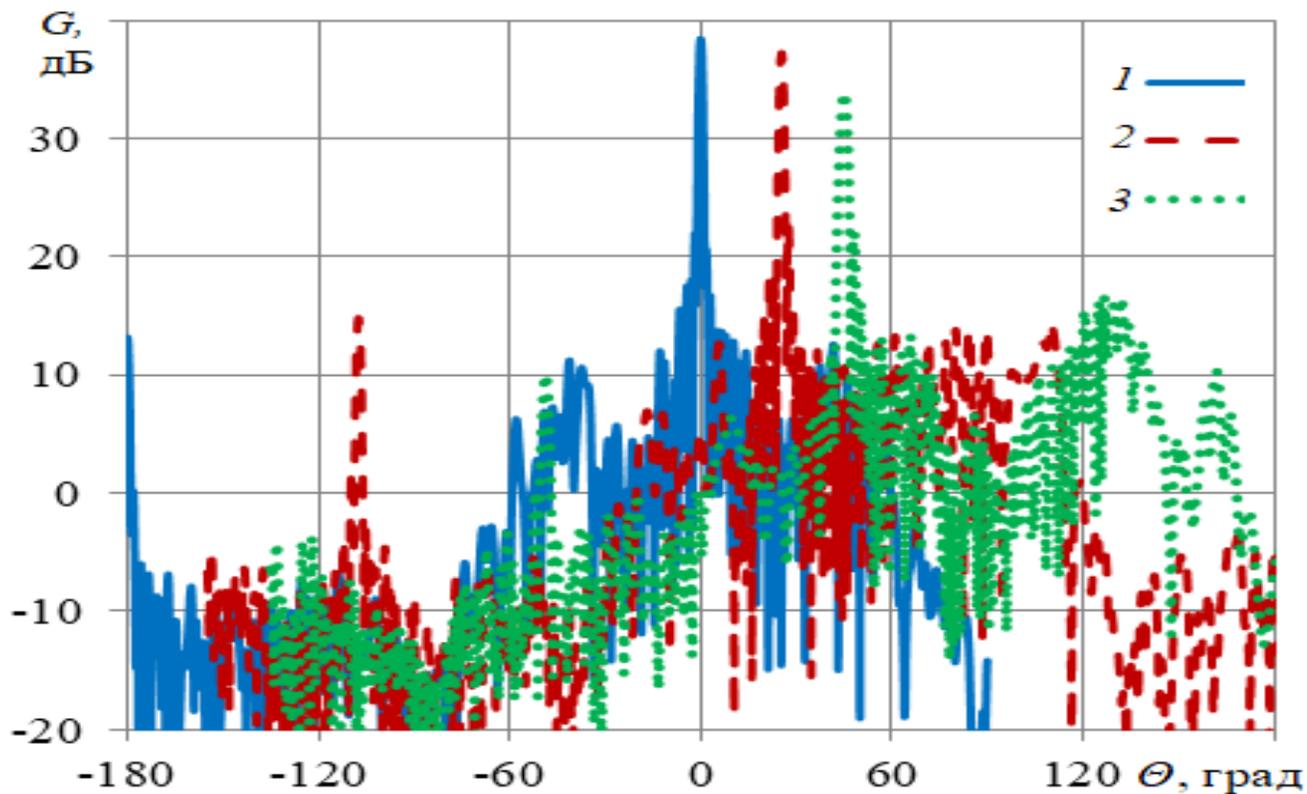


Рис.4. ДН в Н- плоскости на частоте 30 ГГц при сканировании на угол  $\vartheta$ :  $\vartheta = 0^\circ$  (1),  $\vartheta = 25^\circ$  (2),  $\vartheta = 45^\circ$  (3).

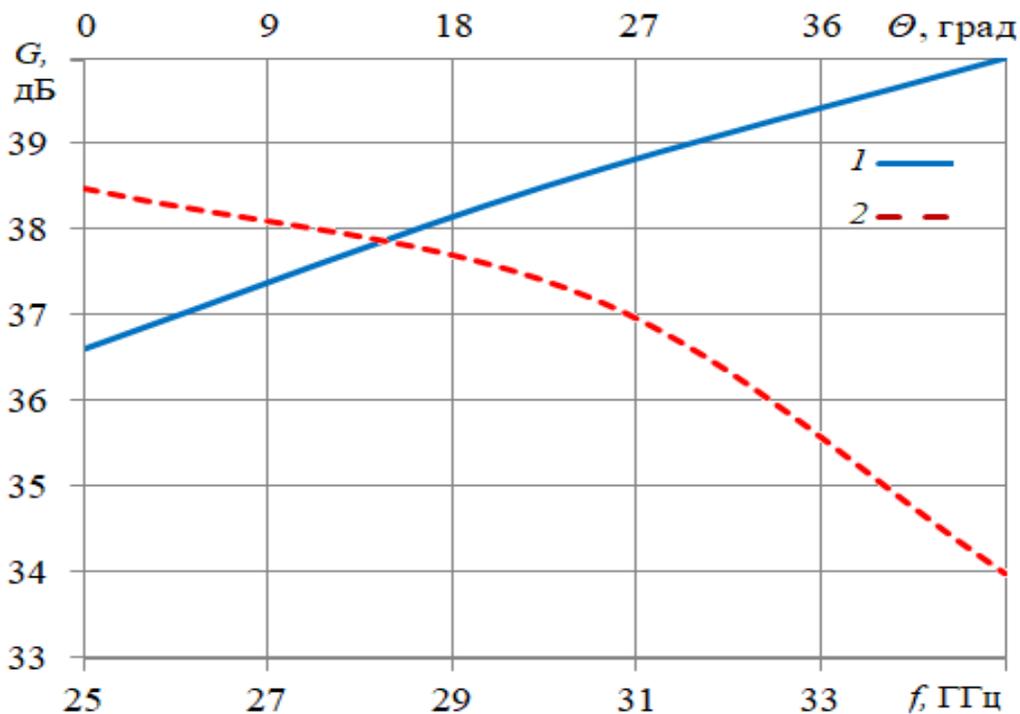


Рис.5. Зависимость КУ от частоты (1) и угла сканирования (2).

На рис. 5 показана зависимость КУ от угла сканирования на центральной частоте диапазона (30 ГГц) и центрального луча - от частоты. На рисунке видно, что с увеличением частоты КУ возрастает практически линейно, а угол обзора антенны по уровню падения КУ на 3 дБ - более  $70^{\circ}$ .

## 2. Гибридная антенна с облучающей решеткой в Н- плоскости

Исследуем характеристики излучения гибридной антенны на базе параболического цилиндра с облучающей решеткой в Н – плоскости (рис.6). Облучающая решетка содержит четырехканальный волноводный делитель мощности (рис.8), четыре антенны вытекающей волны с волноводными призмами, исследованные в работах[6, 7] и рупор в Е плоскости с образующими стенок в виде дуг 90 – градусных дуг окружностей (рис. 7) радиусом  $R=29$  мм. Размер параболического цилиндра в горизонтальной (Н) плоскости (XZ)  $D1= 1800$  мм, решетки  $D2= 1762$  мм. Размер апертуры параболического цилиндра в вертикальной (Е) плоскости (YZ)  $h = 600$  мм, фокальное расстояние – 100 мм.

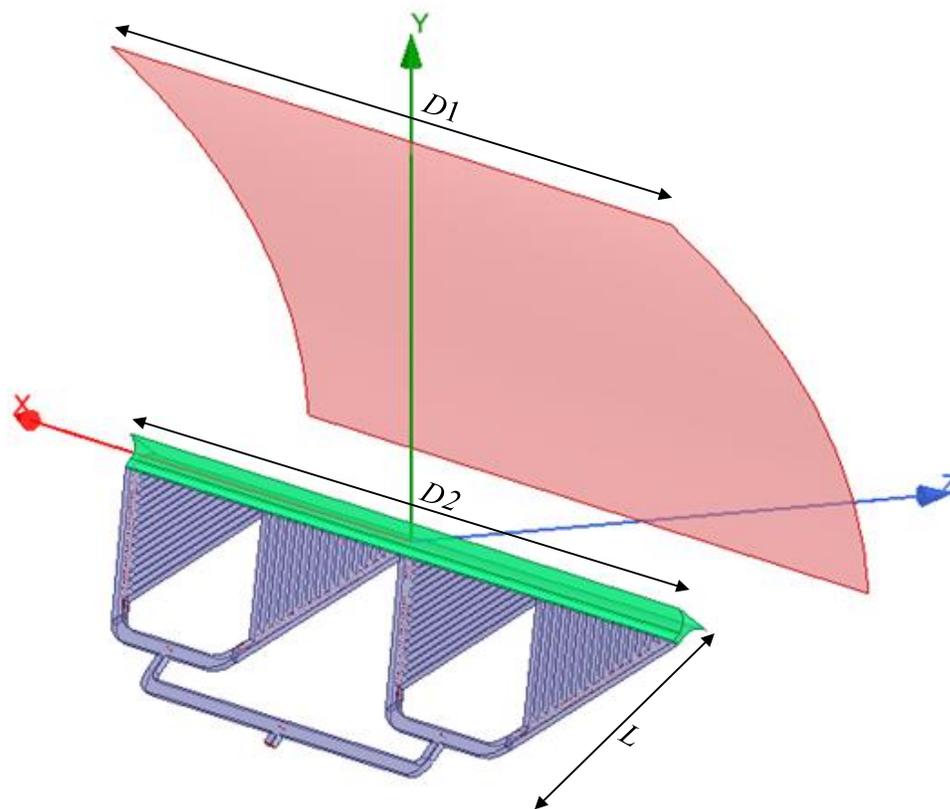


Рис.6. Гибридная антенна с облучающей решеткой в Н- плоскости.

Продольное сечение рупора в вертикальной (E) плоскости (YZ) показано на рис.7. Размер апертуры рупора в этой плоскости –  $b_1 = 60$  мм, в другой – совпадает с размером решетки. Размеры элементов системы питания и облучающей решетки получены в результате оптимизации.

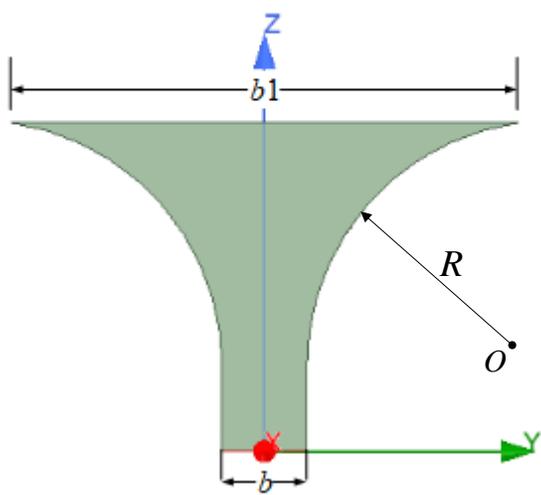


Рис.7. Рупор с криволинейными стенками в E-плоскости.

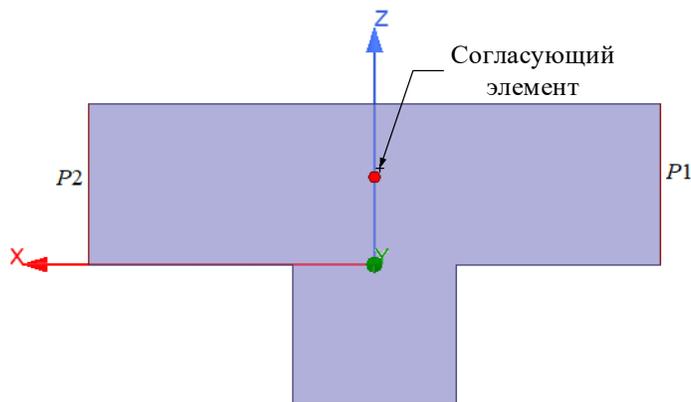


Рис.8. T-образный волноводный делитель мощности.

Четырехканальный волноводный делитель со входным сечением  $23 \times 10$  мм содержит три двухканальных делителя в виде T-образных волноводных сочленений с согласующим элементом в виде цилиндрического проводника, расположенного на расстоянии 12.5 мм от плоскости сочленения волноводов (XY на рис. 8).

На рис. 9 показаны зависимости коэффициентов отражения двухканального и четырехканального делителей мощности от частоты. На рисунке видна сильная изрезанность частотной характеристики четырехканального делителя, что можно объяснить интерференцией между полями, отраженными от двухканальных делителей, расположенных на разных этажах.

На рис. 10 показана зависимость коэффициента отражения облучающей решетки от частоты. На рисунке видно, что в полосе частот 9 – 10.5 ГГц коэффициент отражения ниже уровня -15 дБ.

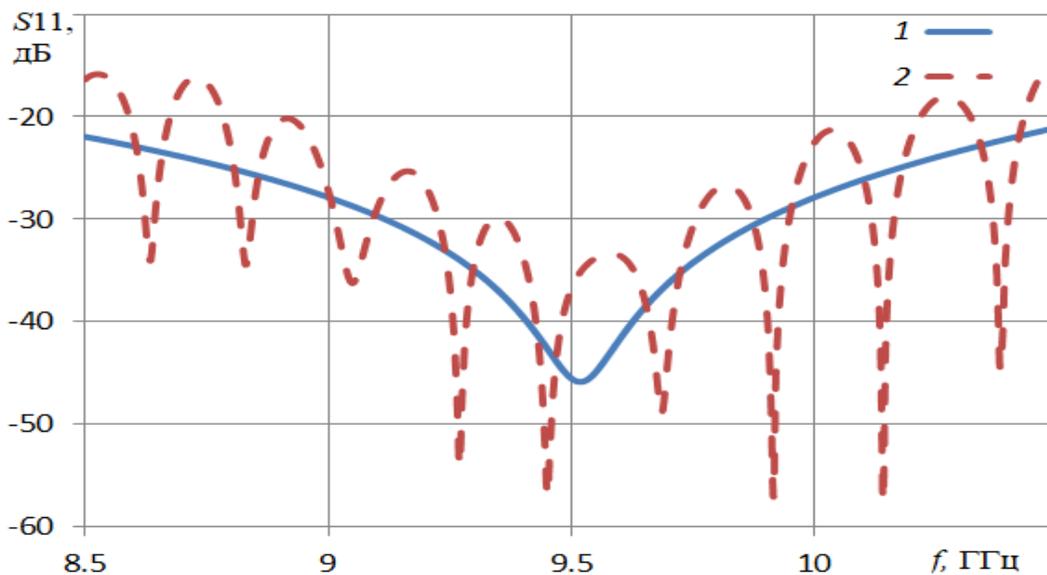


Рис.9. Коэффициенты отражения двух (1) и четырехканального (2) делителя мощности.

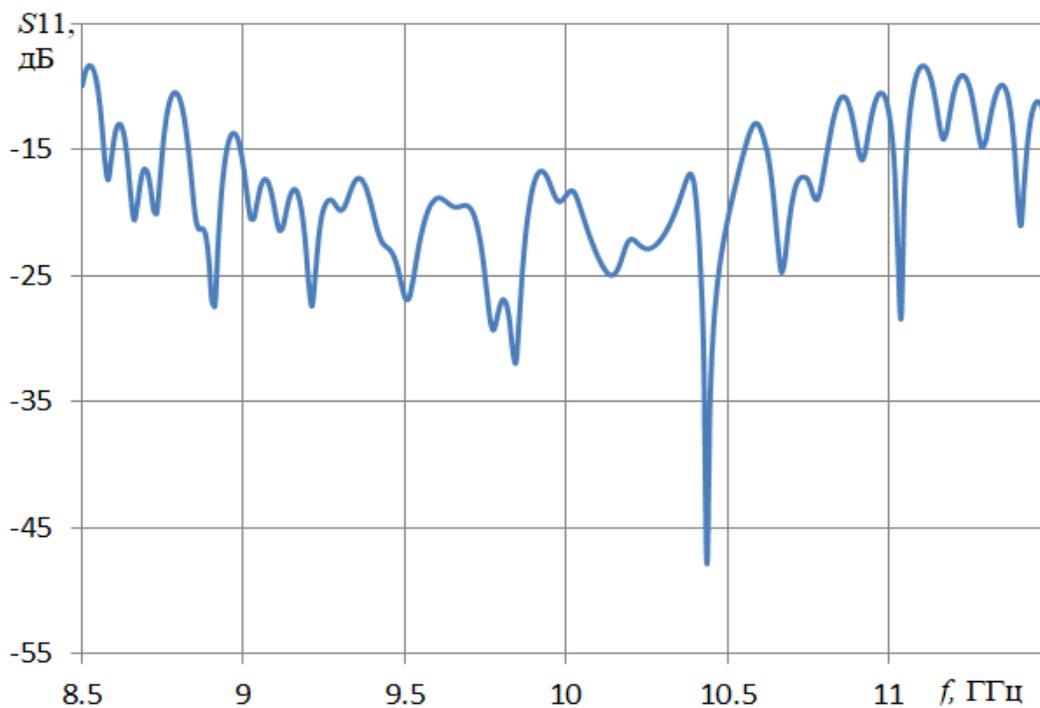


Рис.10. Зависимость коэффициента отражения облучающей решетки от частоты.

На рис. 11 показаны ДН гибридной антенны в Е и Н - плоскости на частоте 9.5 ГГц, а на рис. 12 - зависимости КУ (1) и КИП (2) гибридной антенны от частоты.

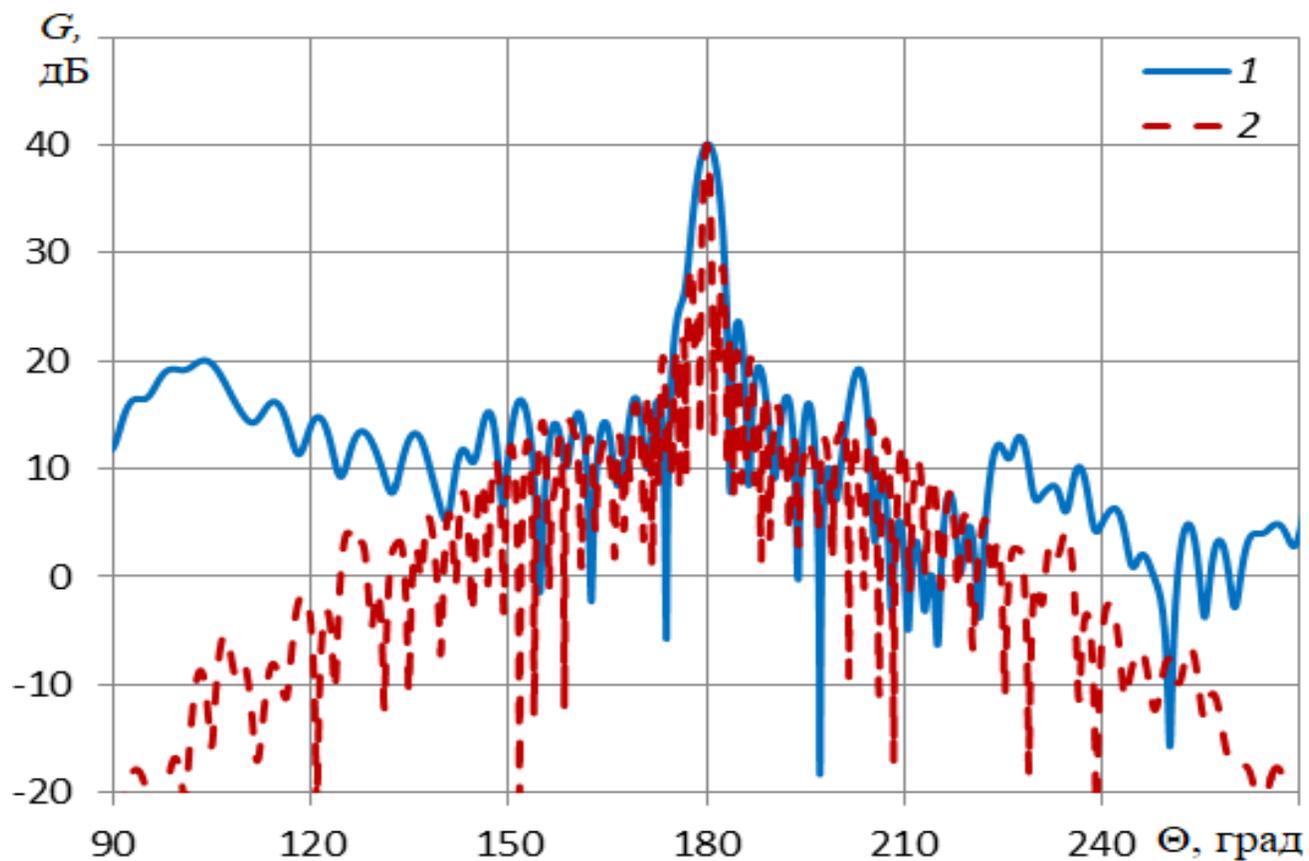


Рис.11. ДН гибридной антенны в Е (1) и Н (2) плоскости на частоте 9.5 ГГц.

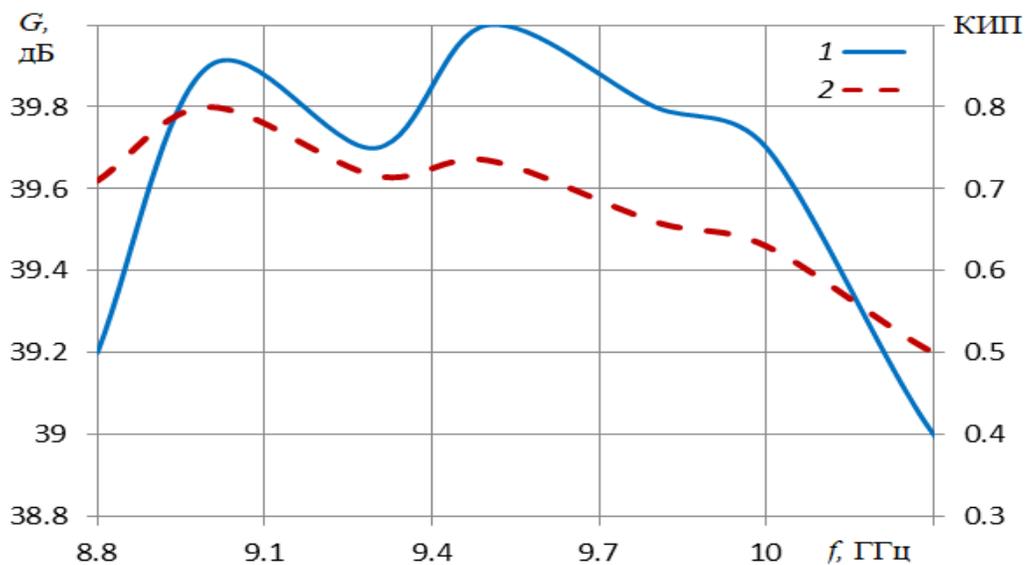


Рис.12. Зависимости КУ (1) и КИП (2) гибридной антенны от частоты.

На рис.12 видно, что на частоте 9 ГГц КИП имеет максимальное значение (0.8). Полоса частот по уровню КИП = 0.7 составляет 0.9 ГГц (примерно 10 %)

### 3. Гибридная антенна с облучающей решеткой в Е- плоскости

Исследуем характеристики излучения гибридной антенны с облучающей решеткой в Е плоскости (рис.13). Размер параболического цилиндра в Е плоскости (XZ)  $D1=500$  мм, размер решетки  $D2=489.6$ мм. Облучающая решетка содержит синфазный 36-канальный рупорный делитель мощности в Е плоскости, 36 плавных волноводных переходов, оптимизированных в работе [8] и рупор в Н плоскости. Образующие цилиндрических стенок рупора являются 90- градусными дугами окружностей радиусом  $R = 6.5$  мм (рис.14). Размер апертуры параболического цилиндра в вертикальной плоскости (YZ)  $h = 200$  мм, фокусное расстояние – 100 мм, размер апертуры рупора –  $a1= 20.2$  мм. Размеры элементов системы питания и облучающей решетки получены в результате оптимизации.

Синфазный делитель мощности с входным сечением 7.2x3.4 мм содержит 7 шестиканальных рупорных делителей мощности. Продольное сечение шестиканального делителя мощности показано на рис.15. Образующие стенок каналов этого делителя, как и исследованного в работе [9], являются дугами окружностей. Отличие заключается в неконфокальности дуг окружностей и ином выборе угла раствора рупора (70 градусов) и радиусов ( $R1= 8.54$  мм,  $R2= 12.35$  мм,  $R3=10.75$  мм,  $R4= 12.85$  мм,  $R5= 11.98$  мм,  $R6= 13.1$  мм) для реализации переменного сечения каналов в Е- плоскости (рис.15), что позволяет при одинаковых габаритных размерах уменьшить отражение от входа делителя. Для улучшения согласования стенки рупора в месте стыка с волноводом выполнены также криволинейными с радиусом  $R0=8.9$  мм. Зависимости коэффициентов отражения и передачи шестиканального делителя от частоты показаны на рис.16.

Как видно на рисунке, неравномерность распределения мощности на выходах делителя в полосе частот 25-35 ГГц не превышает 0.6 дБ.

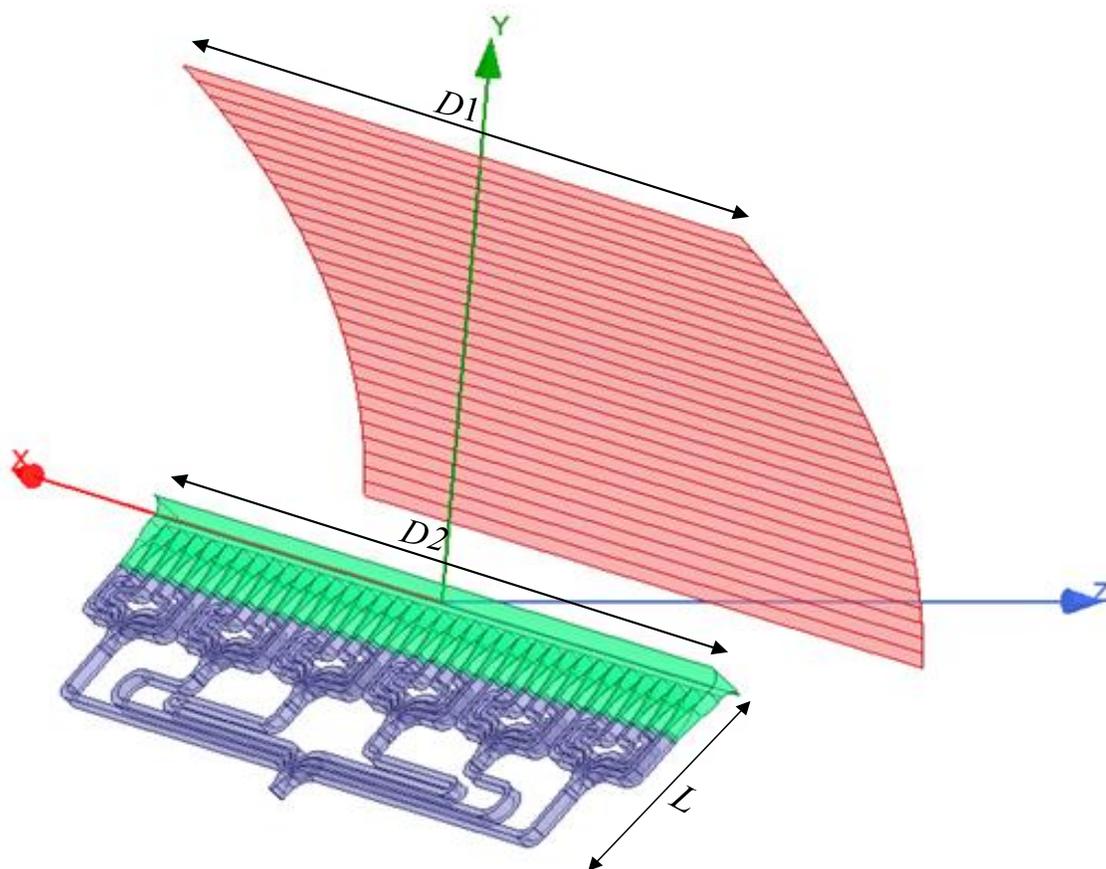


Рис.13. Геометрия гибридной антенной решетки в E- плоскости.

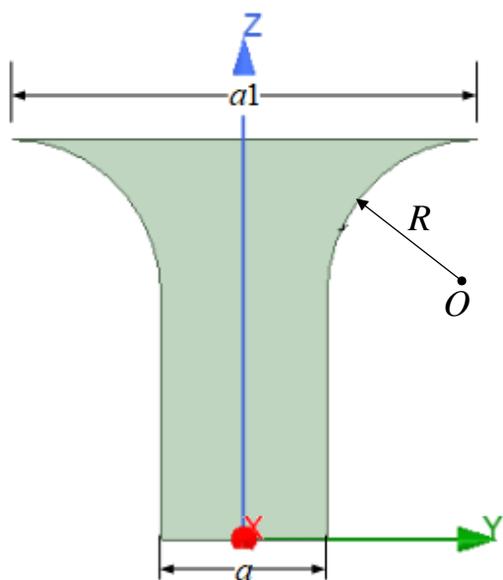


Рис.14. Рупор с криволинейными стенками в H-плоскости.

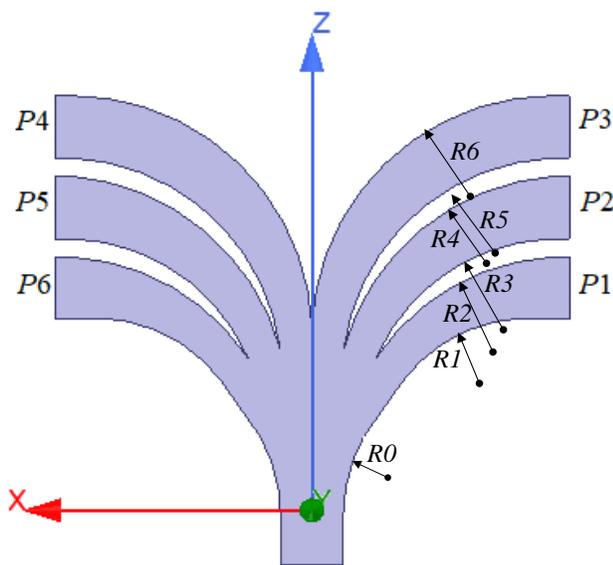


Рис.15. Шестиканальный волноводный делитель мощности.

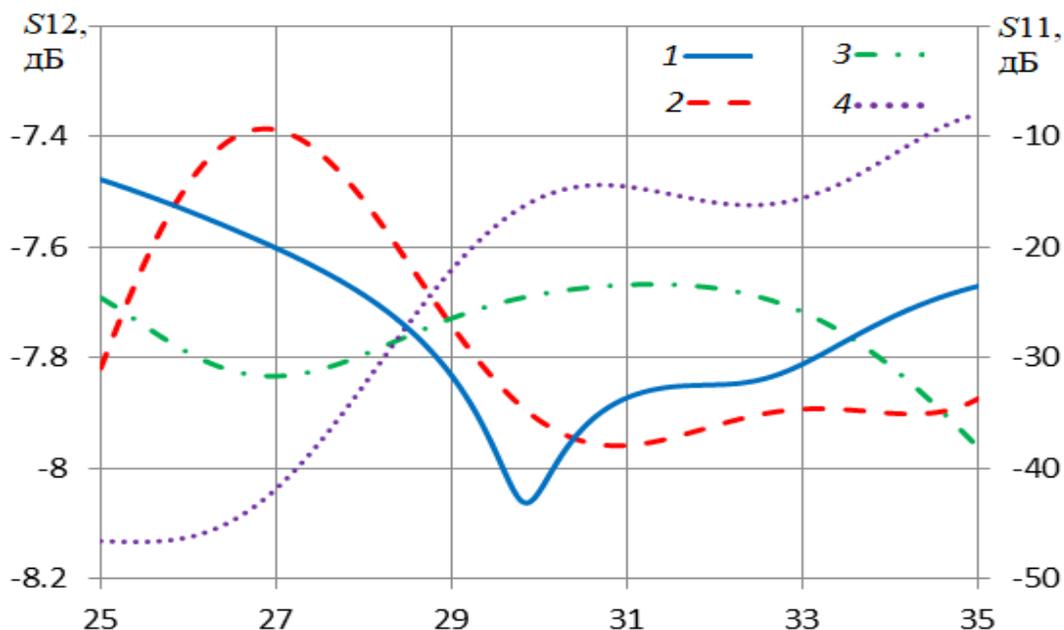


Рис.16. Зависимости коэффициента отражения (1) и передачи (2, 3, 4) в три выхода делителя от частоты.

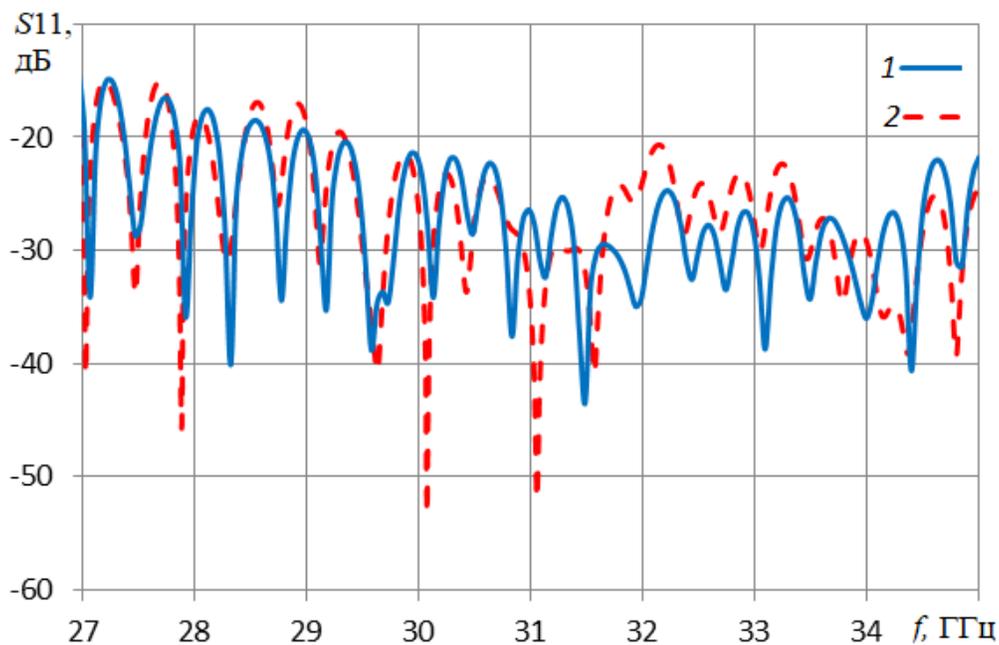


Рис.17. Зависимость коэффициента отражения гибридной антенны от частоты при расчете с использованием МКЭ (1) и МКРВО (2).

На рис.17 показаны зависимости коэффициента отражения гибридной антенны от частоты, рассчитанные с использованием МКЭ и МКРВО. На рисунке видно, что полоса частот по уровню отражения -15 дБ более 8 ГГц (26%), при этом максимальное отличие результатов расчета огибающей максимумов частотной зависимости коэффициента отражения двумя методами достигает 6 дБ (при уровне отражения ниже -20 дБ). Изрезанность частотной характеристики как и в предыдущем случае связана с интерференцией отраженных полей от элементов многоканального делителя и решетки.

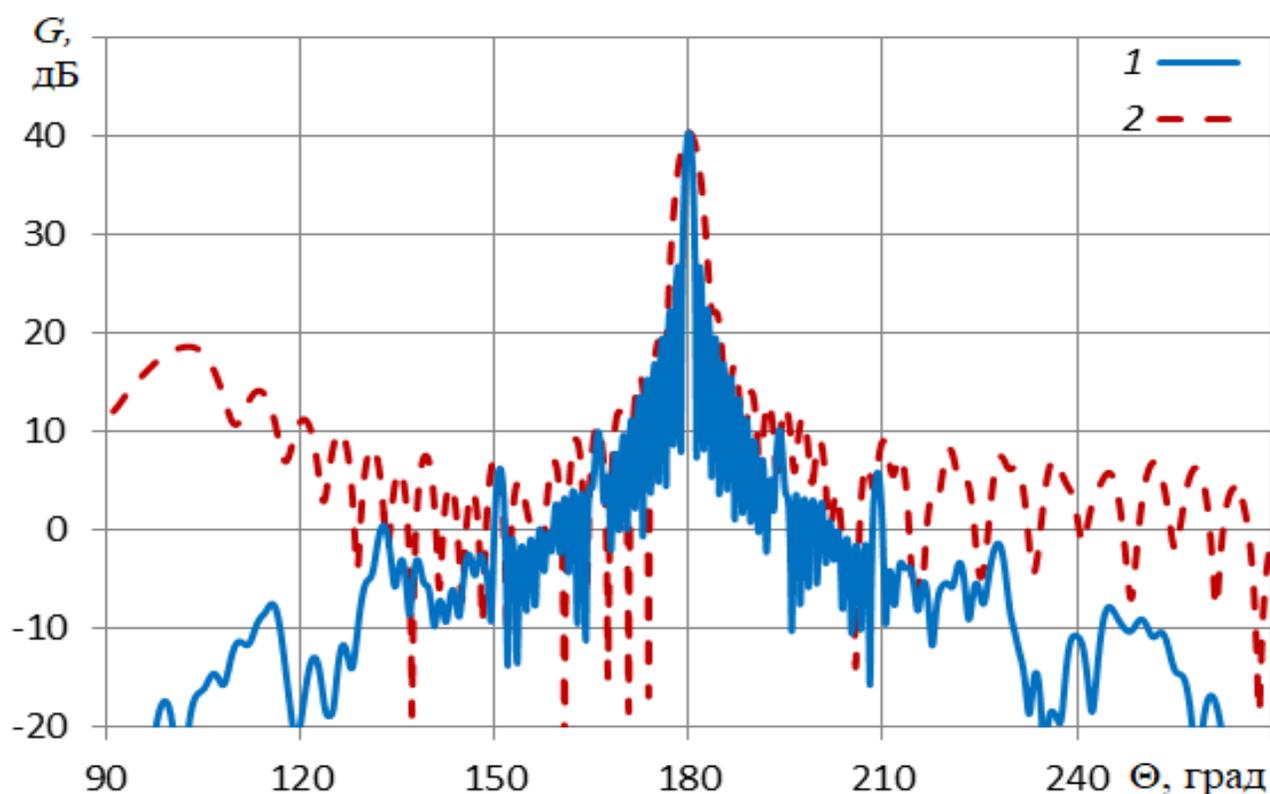


Рис.18. ДН гибридной антенны в Е(1) и Н (2) плоскостина частоте 30 ГГц.

На рис.18 показаны ДН гибридной антенны на частоте 30 ГГц в Е и Н плоскостях, а на рис.19 – при сканировании в Е плоскости за счет фазовых сдвигов управляемых элементов (фазовращателей), которые на рис. 13 не показаны. На рисунке видно появление побочных дифракционных максимумов при увеличении угла сканирования.

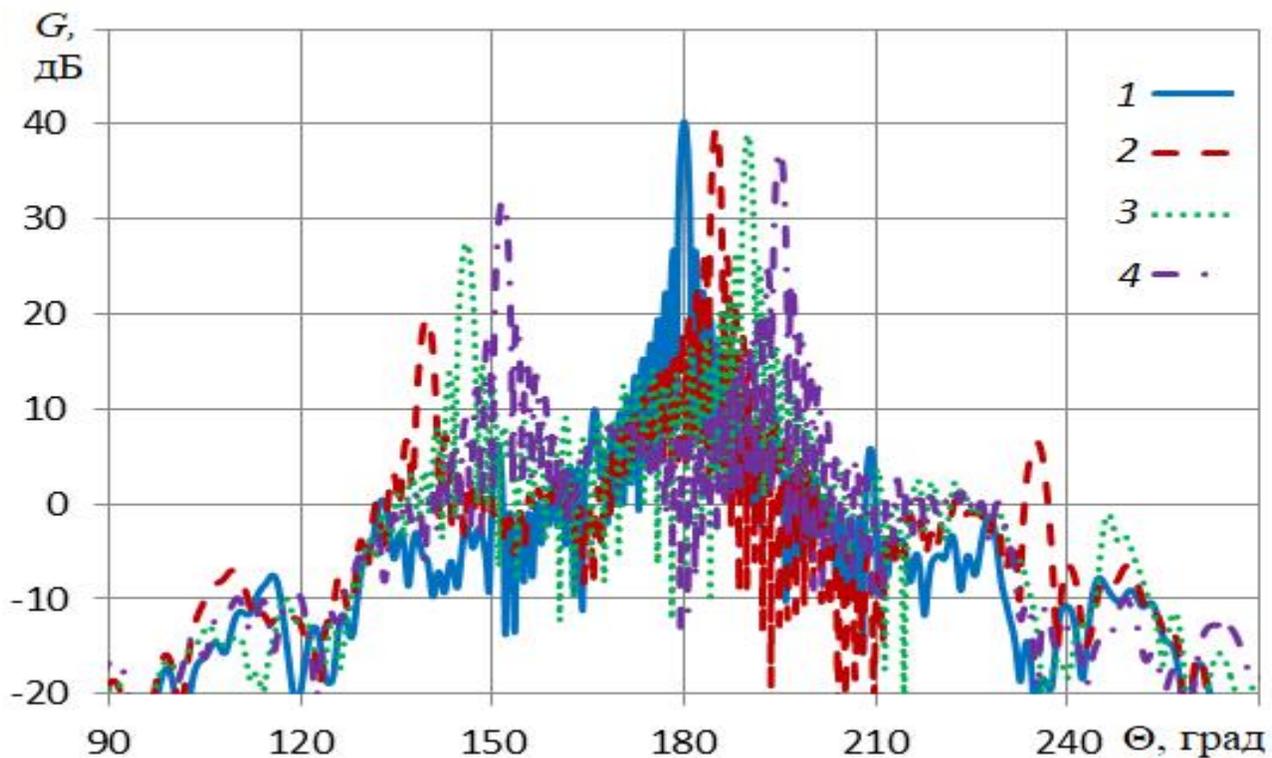


Рис.19. ДН гибридной антенны на частоте 30 ГГц в Е- плоскости при сканировании на  $0^\circ$  (1),  $5^\circ$  (2),  $10^\circ$  (3) и  $15^\circ$  (4).

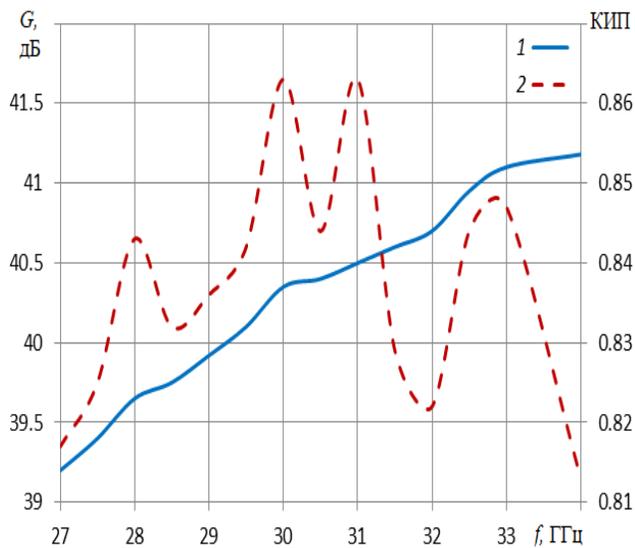


Рис.20. Зависимости КУ (1) и КИП (2) от частоты.

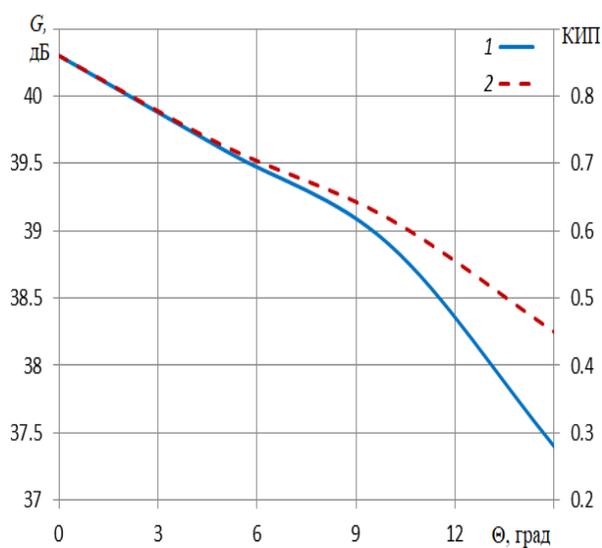


Рис.21. Зависимости КУ (1) и КИП (2) от угла сканирования.

На рис. 20 показаны зависимости КУ и КИП гибридной антенны от частоты. На рисунке видно, что частотные зависимости КУ и КИП имеют небольшие колебания, связанные с изрезанностью частотной характеристики коэффициента отражения (рис.17), при этом в полосе частот 27.2-34.8 ГГц (24%) величина КИП остается очень высокой (более 0.82).

На рис. 21 показаны зависимости КУ и КИП гибридной антенны от угла сканирования на частоте 30 ГГц. На рисунке видно, что сектор сканирования по уровню КИП 0.5 равен  $27^{\circ}$ .

### **Заключение**

На основании полученных результатов можно сделать следующие выводы:

1. Сектор обзора многолучевой антенны на базе параболического цилиндра с планарной трехзеркальной апланатической ДОС превышает 70 градусов при КУ более 35.5 дБ.
2. Максимальная величина КИП гибридной антенны на базе параболического цилиндра с разреженной линейной облучающей решеткой в Н плоскости и элементами в виде антенны вытекающей волны с волноводной призмой достигает 0.8 и превышает 0.7 в полосе частот 10%.
3. Величина КИП гибридной антенны на базе параболического цилиндра с разреженной линейной облучающей решеткой и многоканальным делителем мощности в Е плоскости, содержащим шестиканальные рупорные делители и плавные волноводные переходы превышает 0.82 в полосе частот более 24%.

Работа выполнена за счет бюджетного финансирования в рамках государственного задания по теме 0030-2019-006.

### **Литература**

1. Шишлов А.В. и др. Многолучевые антенны для систем радиолокации и связи // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2018. №7. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2018.7.6>

2. Хансен Р. С. Сканирующие антенные системы СВЧ. Т.3. М.: Сов. Радио. 1971.
3. Ettorre M., Gandini E., Sauleau R. Multi-beam pillbox antennas in the millimeter-wave range // Proc. of the 5th European Conf. on Antennas and Propagation (EUCAP) 2011. Rome. P. 2947.
4. Пат. США US 874300 B2.
5. Венецкий А.С., Калошин В.А., Нгуен К.Т., Фролова Е.В. Синтез и исследование сверхширокополосной планарной трехзеркальной системы // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2018. №1. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2018.1.5>
6. Калошин В.А., Нгуен К.Т., Фролова Е.В. Синтез и анализ антенны вытекающей волны с полупрозрачной стенкой из металлических цилиндров // РЭ. 2020.Т.65. №3. С.250-256.
7. Kaloshin V.A., Kalinichev V. I., Le Doan Trinh and Nguyen Cong The. Leaky wave antennas with wide sector of frequency scanning and a fixed beam. // Int. Sci. Conf. «2020 Systems of signals generating and processing in the field of on board communications», Moscow. March 2020. IEEE Conf. #48371. <https://doi.org/10.1109/IEEECONF48371.2020.9078643>
8. Калошин В.А., Нгуен К. Т. Широкополосные волноводные переходы в Е – плоскости // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2020. №5. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2020.5.13>
9. Калошин В.А., Нгуен К. Т. Многоканальные волноводные делители в Е – плоскости // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2020. №6. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2020.6.9>

**Для цитирования:**

Калошин В.А., Нгуен К.Т. Гибридные и многолучевые антенны на основе параболического цилиндра. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2020. №7. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2020.7.9>