

УДК 621.396.677

Исследование частотных характеристик облучателя четырёхдиапазонной антенны на основе гофрированного рупора

Д. Д. Габриэльян, *д.т.н., профессор, rniirs@rniirs.ru*

ФГУП «Ростовский-на-Дону НИИ радиосвязи», Ростов-на-Дону, Российская Федерация

В. И. Демченко, *к.т.н., rniirs@rniirs.ru*

ФГУП «Ростовский-на-Дону НИИ радиосвязи», Ростов-на-Дону, Российская Федерация

А. Е. Коровкин, *rniirs@rniirs.ru*

ФГУП «Ростовский-на-Дону НИИ радиосвязи», Ростов-на-Дону, Российская Федерация

Д. Я. Раздоркин, *rniirs@rniirs.ru*

ФГУП «Ростовский-на-Дону НИИ радиосвязи», Ростов-на-Дону, Российская Федерация

А. В. Шипулин, *rniirs@rniirs.ru*

ФГУП «Ростовский-на-Дону НИИ радиосвязи», Ростов-на-Дону, Российская Федерация

Ю. И. Полтавец, *к.т.н., rks0901@yandex.ru*

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

Аннотация. Цель статьи — исследование частотных характеристик облучателя на основе гофрированного рупора для четырёхдиапазонной антенны спутниковой связи.

Рассмотрены вопросы построения гофрированного рупора как основы облучающей системы четырёхдиапазонной зеркальной антенны спутниковой связи с совмещением *C*-, *X*-, *Ku*- и *Ka*-диапазонов частот. Проведенный анализ взаимосвязи характеристик многодиапазонной зеркальной антенны с характеристиками облучающей системы позволил определить совокупность требований к параметрам гофрированного рупора, на основе которого формируется облучающая система.

Разработан гофрированный рупор, обеспечивающий требуемые характеристики в *C*-, *X*-, *Ku*- и *Ka*-диапазонах частот.

Проанализированы диаграммы направленности гофрированного рупора в указанных диапазонах частот и частотные зависимости модового преобразователя, обеспечивающего согласование рупора с круглым питающим волноводом. Экспериментальная проверка показала, что в полосах частот *C*-, *X*-, *Ku*-, *Ka*-диапазонов среднее значение КСВН не превышает 1,12, а максимальное значение составляет 1,15 на частоте.

Ключевые слова: многодиапазонная зеркальная антенна, гофрированный рупор, показатели эффективности облучающей системы и рупорного облучателя

The Research of Exciter Frequency Characteristics of a Quad-Band Antenna Based on a Corrugated Horn

D. D. Gabriel'ean, *Dr. Sci. (Engineering)*, rniirs@rniirs.ru

FSUE "Rostov-on-Don Research Institute of Radio Communications", Rostov-on-Don, Russian Federation

V. I. Demchenko, *Cand. Sci. (Engineering)*, rniirs@rniirs.ru

FSUE "Rostov-on-Don Research Institute of Radio Communications", Rostov-on-Don, Russian Federation

A. E. Korovkin, rniirs@rniirs.ru

FSUE "Rostov-on-Don Research Institute of Radio Communications", Rostov-on-Don, Russian Federation

D. Ya. Razdorkin, rniirs@rniirs.ru

FSUE "Rostov-on-Don Research Institute of Radio Communications", Rostov-on-Don, Russian Federation

A. V. Shipulin, rniirs@rniirs.ru

FSUE "Rostov-on-Don Research Institute of Radio Communications", Rostov-on-Don, Russian Federation

Yu. I. Poltavets, *Cand. Sci. (Engineering)*, rks0901@yandex.ru

Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation

Abstract. The objective of the paper is to study the frequency characteristics of the exciter based on a corrugated horn for a quad-band antenna for satellite communications.

The problems of the construction of the corrugated horn as the basis for the radiating system of the quad-band reflector antenna for satellite communications with overlapping of *C*-, *X*-, *Ku*-, and *Ka*-bands are considered. The conducted analysis of the interrelation of the characteristics of the multiband reflector antenna with the characteristics of the radiating system permits defining a set of the requirements to the parameters of the corrugated horn, which is the base of a radiating system.

The corrugated horn, which provides the required characteristics in *C*-, *X*-, *Ku*- and *Ka*-bands, is developed.

The radiation pattern of the corrugated horn within the specified bands and the frequency dependences of the mode converter providing the interface of the horn with a circular feed waveguide are analyzed. The experimental checking proved that within *C*-, *X*-, *Ku*-, and *Ka*-bands, an average value of the VSWR does not exceed 1.12, and the maximum value makes 1.15 at the frequency.

Keywords: multiband reflector antenna, corrugated horn, performance indicators of the radiating system and feed horn

Введение

Одним из путей повышения пропускной способности линий связи, объема получаемой разведывательной информации при перехвате сигналов в спутниковых линиях связи (СЛС) является одновременное использование нескольких частотных диапазонов. Так как в СЛС широко применяются зеркальные антенны, то работа в нескольких частотных диапазонах может быть обеспечена использованием или нескольких однодиапазонных зеркальных антенн, или одной многодиапазонной зеркальной антенны (МЗА), не уступающей по своим характеристикам излучения однодиапазонным антеннам в каждом из частотных диапазонов. Последнее является более предпочтительным, поскольку позволяет существенно снизить затраты при организации и обслуживании линий связи и приема информации.

Очевидно, решение задачи создания МЗА связано прежде всего с разработкой первичных многодиапазонных облучателей. В соответствии с этим цель статьи заключается в исследовании частотных характеристик облучателя на основе гофрированного рупора для четырехдиапазонной антенны спутниковой связи.

Решаемые задачи:

1. Установление взаимосвязи характеристик облучающей системы с характеристиками МЗА.
2. Разработка и выбор параметров гофрированного рупора для построения облучающей системы четырехдиапазонной зеркальной антенны.
3. Экспериментальное исследование характеристик излучения макета разработанного рупора.

Взаимосвязь характеристик облучающей системы с характеристиками МЗА

Показатель эффективности МЗА может быть представлен следующим соотношением [1]:

$$\mathfrak{E}_{\text{МЗА}} = \prod_{j=1}^J \prod_{i=1}^2 \left(H_{j,i}^{(0)} K_{j,i}^{(1)} K_{j,i}^{(2)} \right)^{m_{j,i}}, \quad (1)$$

где $H_{j,i}^{(0)}$ — шумовая добротность МЗА в j -м диапазоне частот при приеме сигналов i -й поляризации;

$K_{j,i}^{(1)}$ — коэффициент, учитывающий снижение отношения сигнал/шум (ОСШ) из-за эффектов деполяризации в антенно-волноводном тракте антенны (АВТ); $K_{j,i}^{(2)}$ — коэффициент, учитывающий снижение шумовой добротности из-за ошибок наведения луча антенны.

Шумовая добротность определяется следующим соотношением [2]:

$$H_{j,i}^{(0)} = \frac{4\pi S}{\lambda_j^2} \cdot \eta_{j,i}, \quad (2)$$

где S — площадь основного зеркала; $\eta_{j,i}$ — коэффициент использования поверхности (КИП) в j -м диапазоне частот для сигналов i -й поляризации; λ_j — длина волны излучения в j -м диапазоне частот.

Значение КИП $\eta^{(j,i)}$ с учетом согласования облучателя с фидерным трактом в случае МЗА на основании работы [2] может быть представлено следующим образом:

$$\eta_{j,i} = \eta_1^{(j,i)} \cdot \eta_2^{(j,i)} \cdot \eta_3^{(j,i)} \cdot \eta_4^{(j,i)} \cdot \eta_5^{(j,i)} \cdot \eta_6^{(j,i)} \cdot \eta_7^{(j,i)}. \quad (3)$$

Частные показатели КИП определяются следующими соотношениями:

– апертурный коэффициент использования

$$\eta_1^{(j,i)} = 2 \operatorname{ctg}^2 \left(\frac{\theta_0}{2} \right) \times \frac{\left| \int_0^{\theta_0} (|F_E^{(j,i)}| + |F_H^{(j,i)}|) \cdot \operatorname{tg}(\theta/2) d\theta \right|^2}{\int_0^{\theta_0} (|F_E^{(j,i)}|^2 + |F_H^{(j,i)}|^2) \cdot \sin \theta d\theta}, \quad (4)$$

– коэффициент, обусловленный перехватом части потока энергии контррефлектором

$$\eta_2^{(j,i)} = \frac{\int_0^{\theta_0} (|F_E^{(j,i)}|^2 + |F_H^{(j,i)}|^2) \cdot \sin \theta d\theta}{\int_0^{\pi} (|F_E^{(j,i)}|^2 + |F_H^{(j,i)}|^2) \cdot \sin \theta d\theta}, \quad (5)$$

– коэффициент, учитывающий неравномерность фазового распределения в раскрыве

$$\eta_3^{(j,i)} = \frac{\left| \int_0^{\theta_0} (F_E^{(j,i)} + F_H^{(j,i)}) \cdot \operatorname{tg}(\theta/2) d\theta \right|^2}{\left| \int_0^{\theta_0} (|F_E^{(j,i)}|^2 + |F_H^{(j,i)}|^2) \cdot \operatorname{tg}(\theta/2) d\theta \right|^2}, \quad (6)$$

– коэффициент, учитывающий переход части излученной энергии в кросс-поляризованную компоненту

$$\eta_4 = \frac{\left| \int_0^{\theta_0} (|F_E^{(j,i)}| + |F_H^{(j,i)}|)^2 \cdot \sin \theta d\theta \right|^2}{\left| \int_0^{\theta_0} (|F_E^{(j,i)}|^2 + |F_H^{(j,i)}|^2) \cdot \sin \theta d\theta \right|^2}, \quad (7)$$

– коэффициент, учитывающий перекрытие рефлектора контррефлектором

$$\eta_5 = \frac{\left| \int_{\theta_B}^{\theta_0} (|F_E^{(j,i)}| + |F_H^{(j,i)}|)^2 \cdot \sin \theta d\theta \right|^2}{\left| \int_0^{\theta_0} (|F_E^{(j,i)}|^2 + |F_H^{(j,i)}|^2) \cdot \sin \theta d\theta \right|^2}, \quad (8)$$

– коэффициент, учитывающий ошибки изготовления рефлектора

$$\eta_6 = \exp \left[- \left(\frac{4\pi\varepsilon}{\lambda_j} \right)^2 \right], \quad (9)$$

где ε — среднеквадратическое отклонение поверхности рефлектора от заданной формы.

Кроме того, при определении КУ МЗА необходимо учитывать согласование облучателя с АВУ, определяемое КСВН или коэффициентом отражения $\Gamma_{j,i}$ в сечении сопряжения облучателя с АВУ в виде сомножителя:

$$\eta_7^{(j,i)} = 1 - |\Gamma_{j,i}|^2. \quad (10)$$

Соотношения (1)–(10) определяют взаимосвязь эффективности МЗА с параметрами первичного облучателя.

Приведенные соотношения показывают, что первичные облучатели высокоэффективных МЗА, применяемых в СЛС, во всех частотных диапазонах должны иметь:

- осесимметричную амплитудную диаграмму направленности (ДН) в пределах рабочего углового сектора;
- низкий уровень боковых лепестков вне рабочего углового сектора;
- квазистационарное (слабо зависящее от частоты) положение фазового центра;
- низкий уровень кросс-поляризационного излучения (КПР);
- высокий уровень согласования с питающим волноводом.

Разработка и выбор параметров гофрированного рупора для построения облучающей системы четырехдиапазонной зеркальной антенны

В качестве первичных облучателей МЗА широкое применение находят разновидности гофрированных (ребристых) конических рупоров с питающим круглым волноводом. Наибольшая эффективность гофрированных конических рупоров обеспечивается путем возбуждения гибридной моды HE_{11} , имеющей наименьшую критическую длину волны и подавления высших мод в требуемых диапазонах волн. Последнее достигается реализацией условий возбуждения «быстрых» волн в данных диапазонах [2].

Поле моды HE_{11} в раскрыве гофрированного рупора волновода определяется следующими компонентами:

$$\begin{aligned} E_x &= A_1 J_0 \left(\frac{\nu_{11}}{R} \cdot r \right) - \\ &\quad - A_2 J_2 \left(\frac{\nu_{11}}{R} \cdot r \right) \cdot \cos(2\varphi) \cdot \frac{X - Y}{k \cdot R}, \\ E_y &= A_2 J_2 \left(\frac{\nu_{11}}{R} \cdot r \right) \cdot \sin(2\varphi) \cdot \frac{X - Y}{k \cdot R}, \end{aligned} \quad (11)$$

где $J_0(\cdot)$, $J_2(\cdot)$ — функции Бесселя первого рода нулевого и второго порядков соответственно; k — волновое число свободного пространства; A_1 , A_2 — амплитуды составляющих, определяемые параметрами рупора; X и Y — нормированные импеданс и проводимость гофрированной структуры; ν_{11} — корень функции Бесселя нулевого порядка.

На стенках рупора при $r = R$ нормированные импеданс и проводимость гофрированной структуры могут быть представлены следующим образом:

$$\begin{aligned} X &= -iZ_0^{-1} E_\varphi / H_z, \\ Y &= iZ_0 H_\varphi / E_z. \end{aligned} \quad (12)$$

При выполнении условия $X = Y = 0$ поле волны HE_{11} в раскрыве рупора не зависит от угла φ и $E_y = 0$, что определяет отсутствие кросс-поляризационной составляющей и осесимметричность поля излучения. Указанное условие, называемое условием баланса гибридных волн, соответствует

определенному соотношению продольных составляющих электрического и магнитного полей.

Можно считать, что в гофрированном рупоре $X \approx 0$. Условие баланса для гибридной моды HE_{11} и минимальный уровень преобразования в моду EH_{12} , вносящей наибольший вклад в кросс-поляризационное излучение, достигается при близкой к нулю на границе гофрированной поверхности рупора проводимости. Таким образом, для выполнения условия баланса гибридных волн необходимо обеспечить $Y \approx 0$. Выполнение этого условия достигается при следующих параметрах гофрированной структуры [2]:

$$t < \lambda/10, \quad 1 - t < \lambda/10.$$

На рис. 1 приведено распределение напряженности электрического поля в раскрыве гофрированного рупора для значений соотношения $\xi = A_2(X - Y)/(kA_1R)$, равных 0, 0,1 и 0,2 соответственно.

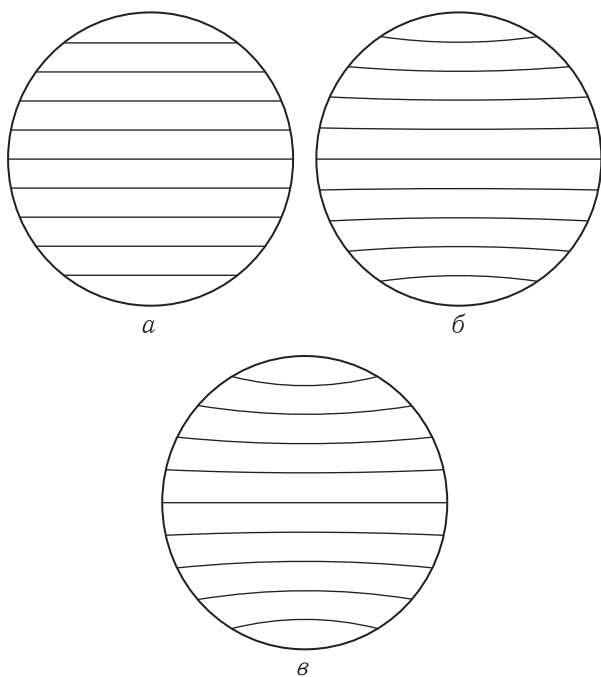


Рис. 1. Линии напряженности электрического поля в раскрыве гофрированного волновода: а) $\xi = 0$, б) $\xi = 0,1$, в) $\xi = 0,2$

Проведенные исследования показали, что наилучшие в полосе частот согласование для основной и высшей моды в рупоре, стабильность ДН обеспечиваются при использовании канавок трапециевидного сечения для рупора и сложного сечения



Рис. 2. Форма канавки в многомодовом преобразователе

для многомодового преобразователя (рис. 2). Кроме того, такой выбор с учетом требований допусков удовлетворяет требованиям технологичности.

Образец предложенного рупорного облучателя разработан для полосы частот C, X, Ku, Ka . Размер круглого волновода, с которым согласуется рупор, равен $0,7C\{\lambda_0\}$ [3, 4]. Излучатель для облегчения веса выполнен полностью из алюминиевого сплава. Рупор имеет раскрыв $3C\{\lambda_0\}$ и длину $1,8C\{\lambda_0\}$. Глубина канавки рупора — $0,24C\{\lambda_0\}$ с постоянным периодом. Профиль перехода начинается с диаметра $1,4C\{\lambda_0\}$ и кончается диаметром $0,9C\{\lambda_0\}$ на длине $0,8C\{\lambda_0\}$. Многомодовый преобразователь выполнен для обеспечения простоты технической реализации в виде набора колец одинаковой толщины с выборками, показанными на рис. 2, и имеет длину $1,5C\{\lambda_0\}$.

Для использования в составе высокоэффективной МЗА, выполненной по двухзеркальной схеме, излучатель, обеспечивающий наилучший КИП в соответствии с (2)–(9), целесообразно выполнять из описанного гофрированного рупора, многомодовый преобразователь которого создает необходимую расфазировку поля в излучателе. Это позволяет обеспечить незначительное изменение ширины ДН такого рупора с изменением частоты.

Экспериментальное исследование характеристик излучения макета разработанного рупора

Экспериментальные ДН гофрированного рупора в E - и H -плоскостях приведены на рис. 3. Ширина ДН по уровню -15 дБ на средней частоте каждого из совмещаемых диапазонов составляет соответственно 58° в E -плоскости и 60° в H -плоскости. Указанный уровень облучения определяется достижением наиболее высокой эффективности зеркальной системы [1, 4]. В X -, Ku -, Ka -диапазонах частот наблюдается монотонное уменьшение ширины ДН, которая соответственно составляет 54° в обеих плоскостях для X -диапазона, 47° в E -плоскости

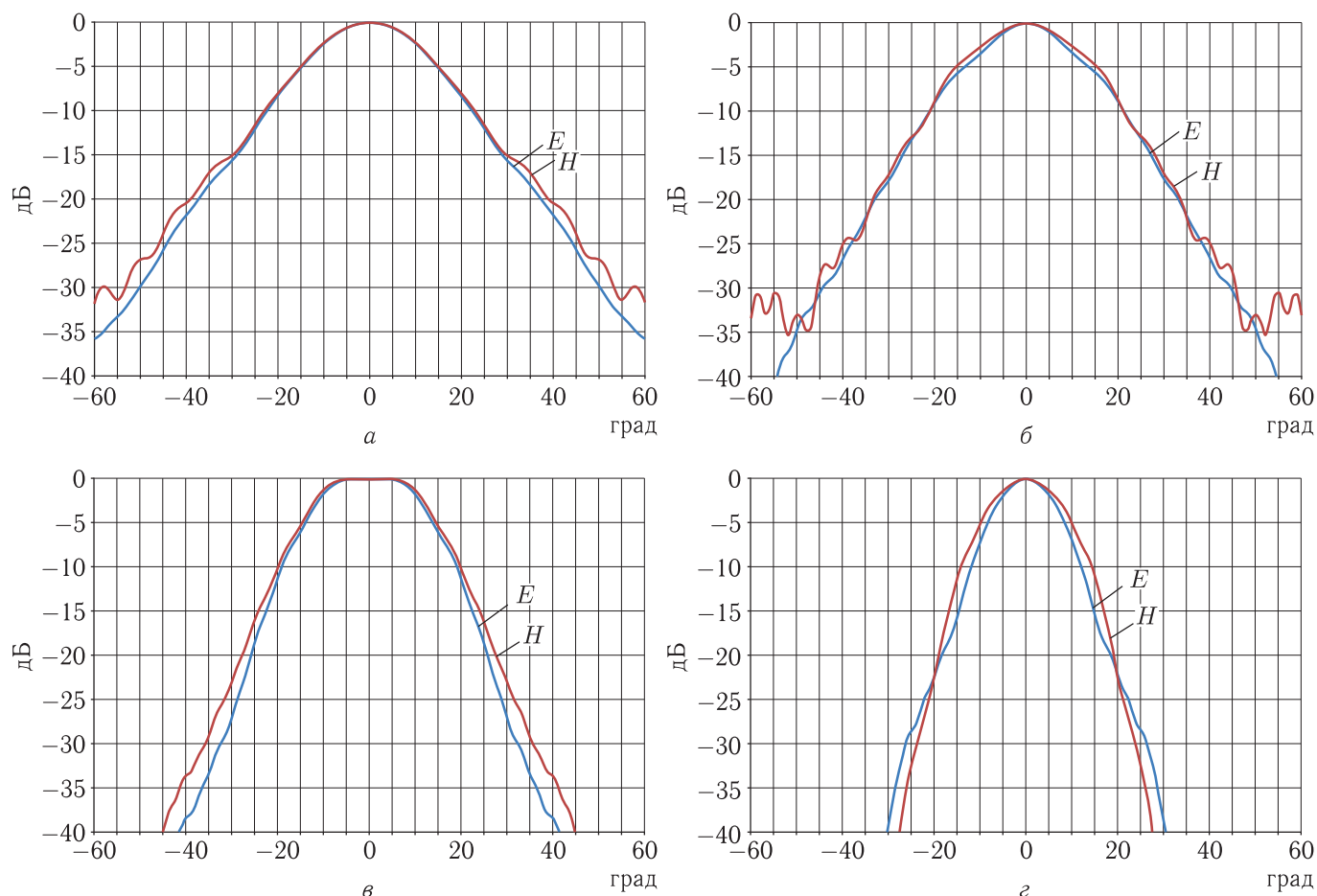


Рис. 3. Диаграммы направленности гофрированного рупора: а) С-диапазон, б) Х-диапазон, в) Ки-диапазон, г) Ка-диапазон

и 48° в H -плоскости для Ки-диапазона, 34° в E -плоскости и 35° в H -плоскости для Ка-диапазона. Такое изменение ширины ДН обеспечивает максимальную эффективность многдиапазонной облучающей системы в соответствии с показателем (3). Кроме того, формируемые ДН имеют практически одинаковую ширину в E - и в H -плоскостях и низкий уровень бокового излучения, что определяет высокую осесимметричность ДН и высокий КПР.

Измеренный КСВН такого рупорного излучателя в полосе частот С, Х, Ки, Ка приведен на рис. 4. Среднее значение КСВН в полосе частот каждого из совмещаемых диапазонов не превышает 1,12 при максимальном значении 1,15 на частоте $C\{\lambda_0\}$.

Таким образом, использование рассматриваемого четырехдиапазонного рупора позволяет добиться наиболее высокой осесимметричности ДН

в пределах рабочего сектора углов, низкий уровень боковых лепестков вне рабочего углового сектора, высокий уровень согласования с питающим волноводом и высокий коэффициент поляризационной развязки ортогональных линейных поляризаций облучателя, что обеспечивает высокую эффективность МЗА в целом.

Выводы

1. Проведенные исследования позволили установить взаимосвязь характеристик облучающей системы с характеристиками МЗА и обосновать требования, предъявляемые к облучающей системе. Показано, что наиболее полно всей совокупности требований, предъявляемых к облучающей системе МЗА, удовлетворяет гофрированный рупор при выполнении условия баланса гибридной

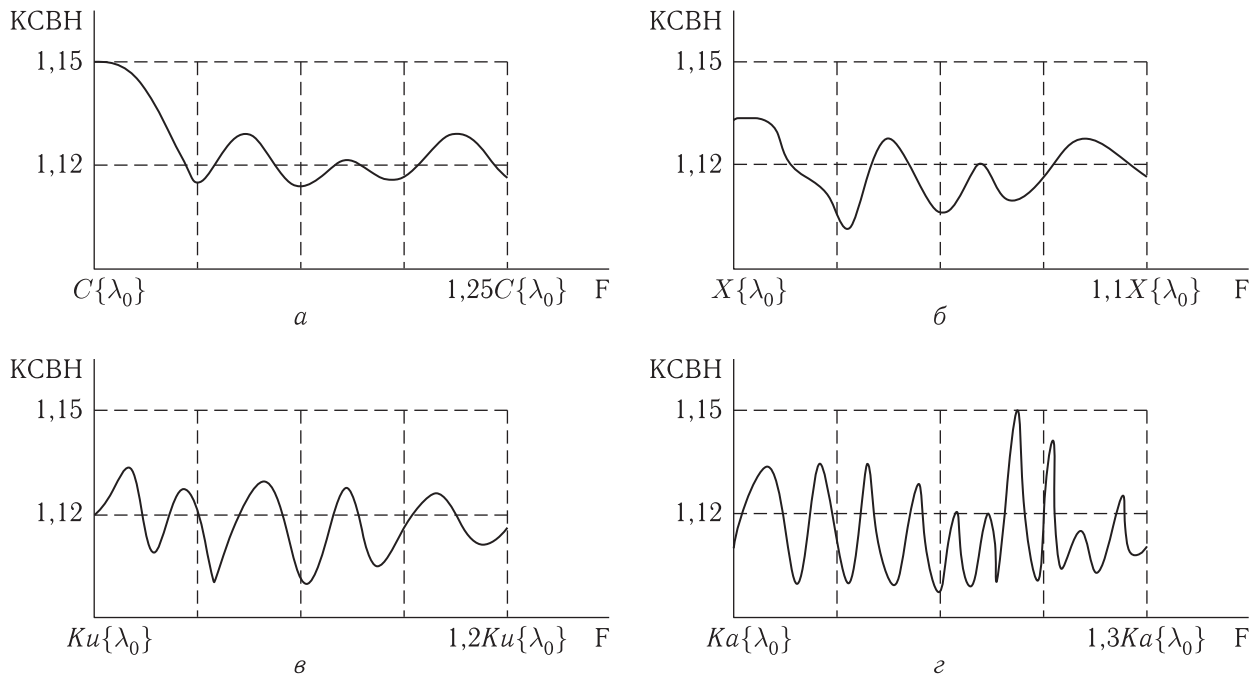


Рис. 4. Частотные зависимости КСВН четырехдиапазонного гофрированного рупора: а) С-диапазон, б) Х-диапазон, в) Ku-диапазон, г) Ka-диапазон

моды HE_{11} и минимального уровня преобразования в моду EH_{12} .

2. Разработан четырехдиапазонный гофрированный рупор с согласованием на круглый волновод, содержащий оригинальный многомодовый преобразователь типов волн, прилегающий через радиальный переход к гофрированному рупору. На основе математического моделирования выбраны параметры гофрированного рупора и модового преобразователя.

3. Экспериментальная проверка показала, что в полосах частот С-, Х-, Ku-, Ka-диапазонов среднее значение КСВН не превышает 1,12, а максимальное значение составляет 1,15 на нижней частоте С-диапазона и на частоте, равной 1,2 нижней частоты Ka-диапазона. Диаграммы направленности облучателя имеют высокую осесимметричность.

Список литературы

1. Габриэльян Д.Д., Демченко В.И., Коровкин А.Е., Раздоркин Д.Я. Выбор показателей и критерия

эффективности облучателя многодиапазонной зеркальной антенны системы спутниковой связи // IX Всероссийская научно-техническая конференция «Радиолокация и радиосвязь», Москва, 23–25 ноября 2015 г.: сборник докладов. М.: ИРЭ РАН, 2015. С. 52–57.

2. Clarricoats P.J.B., Olver A.D. Corrugated horns for microwave antennas (Electromagnetic waves series: 18). Peter Peregrinus Ltd., 1984. 232 p.
3. Габриэльян Д.Д., Демченко В.И., Коровкин А.Е., Раздоркин Д.Я., Шипулин А.В. Исследование частотных зависимостей компонентов векторной диаграммы направленности гофрированного рупора // V Всероссийская микроволновая конференция, Москва, 29 ноября–1 декабря 2017 г.: Сб. докладов. М.: ИРЭ РАН, 2017. С. 57–61.
4. Габриэльян Д.Д., Демченко В.И., Коровкин А.Е., Раздоркин Д.Я., Гвоздяков Ю.А., Полтавец Ю.И. Построение облучателей многодиапазонных зеркальных антенн систем спутниковой связи // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы, 2017, т. 4, вып. 1. С. 40–45.