

Облучающая система следящей приемо-передающей двухзеркальной антенны С/К-диапазонов

Л.Н. Козлова, А.Е. Коровкин, Д.Я. Раздоркин, Н.В. Токарева

ФГУП «Ростовский-на-Дону НИИ радиосвязи»
344038, Россия, г. Ростов-на-Дону,
ул. Нансена, 130

Аннотация – Обоснование. Необходимость создания станций космической связи, базирующихся на подвижных носителях, например на кораблях, требует использования облучающих систем многодиапазонных двухзеркальных антенн, обеспечивающих совмещение не только каналов приема и передачи ВЧ-сигналов, но и пеленгационных каналов для построения моноимпульсной системы слежения. **Цель.** Исследование возможности создания облучающей системы, обеспечивающей в многодиапазонных двухзеркальных антеннах совмещение приема и передачи сигналов в разнесенных диапазонах с полосами частот С(Rx) – 21 %, С(Tx) – 16 % и К(Rx) – 21 %, с реализацией в обоих приемных диапазонах моноимпульсной системы углового автосопровождения. **Методы.** Разработка трехдиапазонной облучающей системы, обеспечивающей реализацию автосопровождения в обоих приемных диапазонах. Анализ характеристик трехдиапазонной облучающей системы, обеспечивающей реализацию приема и автосопровождения в обоих приемных диапазонах. **Результаты.** Разработана трехдиапазонная облучающая система, обеспечивающая реализацию автосопровождения в обоих приемных диапазонах. Проанализированы характеристики трехдиапазонной облучающей системы. **Заключение.** Предложена облучающая система многодиапазонной двухзеркальной антенны для зеркал с профилированными поверхностями, с реализацией совмещенного приема сигналов в диапазонах частот С(Rx) и К(Rx) с полосой 21 % и передачей сигналов в диапазоне частот С(Tx) с полосой 16 % и формированием в обоих приемных диапазонах парциальных ДН для реализации моноимпульсной системы углового слежения. Реализованы характеристики облучающей системы: кросс-поляризационная развязка более 30 дБ, формирование идентичных парциальных ДН и устойчивый режим слежения по сигналам бортовых ретрансляторов в системах связи с повторным использованием частот.

Ключевые слова – многодиапазонная облучающая система; гофрированный рупор; ответвитель моды H_{21} ; двухполяризационный частотный дилексер; ортомодовый преобразователь; диэлектрический стержень; гибридное соединение; волноводная схема; моделированная диаграмма направленности; моноимпульсный метод.

Введение

В настоящее время в составе наземных станций спутниковых систем связи широко применяются многодиапазонные двухзеркальные антенны (МДЗА). При построении МДЗА используются достаточно сложные облучающие системы, которые обеспечивают прием и передачу высокочастотных (ВЧ) сигналов в нескольких частотных диапазонах одновременно на двух ортогональных поляризациях, вращающихся или линейных [1]. Облучающие системы состоят из многодиапазонных гофрированных рупоров и волноводных сборок из устройств, которые, осуществляя частотную и поляризационную селекцию принимаемых/передаваемых сигналов, совмещают порты приемных и передающих каналов [2; 3].

Для получения предельных значений кросс-поляризационной развязки в одноименных каналах приема и передачи сигналов позиционирование электрической оси МДЗА в направлении на космический аппарат (КА) должно обеспечиваться в 1 дБ-контуре основного лепестка диаграммы направленности (ДН) антенны.

В стационарных станциях такая точность позиционирования электрической оси МДЗА обеспечивается методами: программного слежения по рассчитанным во времени угловым координатам КА или экстремального регулирования по данным измерения уровней принимаемых сигналов при смещении антенны с направления на КА [4].

В случаях, когда станции космической связи базируются на подвижных носителях, например на кораблях, при движении корабля, воздействии качки и иных дестабилизирующих факторов методы программного и экстремального слежения не смогут обеспечить удержания МДЗА в направлении на ИСЗ. Для решения этой проблемы, как правило, применяют моноимпульсный метод слежения, основанный на использовании суммарных и разностных диаграмм направленности. При реализации моноимпульсного метода в зеркальных антеннах формирование суммарных и разностных диаграмм направленности осуществляется многомодовым возбуждением излучающего раскрыва облучающей системы. Такой раскрыв может быть образован апертурой многодиапазонного гофри-

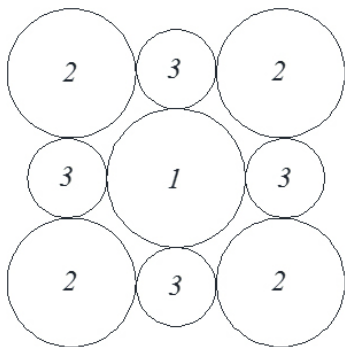


Рис. 1. Облучающая система: 1 – рупор К(Rx); 2 – АР 2 × 2 С(Rx); 3 – АР 2 × 2 С(Tx)

Fig. 1. Radiation system: 1 – horn К(Rx); 2 – АР 2 × 2 С(Rx); 3 – АР 2 × 2 С(Tx)

рованного конического рупора при возбуждении его доминантной модой H_{11} и модами высших типов; или многоэлементным облучателем, образованным излучателями разных частотных диапазонов.

В этой связи облучающие системы МДЗА должны обеспечивать совмещение не только каналов приема и передачи ВЧ-сигналов, но и пеленгационных каналов для построения моноимпульсной системы слежения.

Целью настоящей статьи является исследование возможности создания облучающей системы, обеспечивающей в МДЗА совмещение приема и передачи сигналов в разнесенных диапазонах с полосами частот С(Rx) – 21 %, С(Tx) – 16 % и К(Rx) – 21 %, с реализацией в обоих приемных диапазонах моноимпульсной системы углового автосопровождения.

Решаемые задачи.

1. Разработка трехдиапазонной облучающей системы, обеспечивающей реализацию автосопровождения в обоих приемных диапазонах.

2. Анализ характеристик трехдиапазонной облучающей системы, обеспечивающей реализацию приема и автосопровождения в обоих приемных диапазонах.

Прежде всего необходимо отметить, что построение трехдиапазонной облучающей системы, обеспечивающей автосопровождение в С(Rx) и К(Rx) диапазонах на основе рупорного облучателя с единым раскрывом определяет такой входной диаметр рупора, при котором возбуждается большое число высших мод в К(Rx) диапазоне, что приводит к значительному снижению КУ и крутизны пеленгационной характеристики (ПХ).

Еще один вариант построения трехдиапазонной облучающей системы с реализацией авто-

сопровождения может быть выполнен на основе рупора, обеспечивающего в К(Rx) диапазоне прием сигнала и автосопровождение ИСЗ путем формирования высшей моды и четырех рупоров, обеспечивающих суммарную и разностную ДН для приема и автосопровождения ИСЗ в С(Rx) диапазоне, а также передачи в С(Tx) диапазоне. Однако в этом случае необходимые параметры рупора для совмещения С(Rx)/С(Tx) не позволяют обеспечить формирование необходимых суммарных и разностных ДН в С-диапазоне.

Таким образом, реализация облучающей системы МДЗА, обеспечивающей совмещенный прием/передачу сигналов в широко разнесенных диапазонах С(Rx)/С(Tx)/К(Rx) и автосопровождение ИСЗ моноимпульсным методом в обоих приемных диапазонах С(Rx) и К(Rx), может быть выполнена только на основе применения комбинации разных типов излучателей и устройств, а также способов формирования суммарных и разностных каналов.

С учетом того что облучатель диапазона К(Rx) на основе многомодового гофрированного конического рупора будет иметь диаметр раскрыва, сопоставимый с длинами волн С(Tx) и С(Rx) диапазонов, облучающая система может быть выполнена в виде комбинации этого облучателя, установленного по оси, и двух облучателей диапазонов С(Tx) и С(Rx) с апертурами антенных решеток (АР) 2 × 2, образованными излучающими элементами (ИЭ), расположенными вокруг конического рупора (приведено на рис. 1). Такое построение облучающей системы позволит, во-первых, проводить независимую оптимизацию формируемых информационных каналов для достижения предельных энергетических характеристик МДЗА, во-вторых, реализовать моноимпульсное слежение в обоих приемных диапазонах, в С(Rx) диапазоне – по 4-рупорной схеме, а в К(Rx) диапазоне – при возбуждении рупора гибридной модой HE_{21} .

Для реализации трехдиапазонной облучающей системы в качестве ИЭ АР С(Rx) и С(Tx) диапазонов использовались антенны поверхностных волн, направленность которых определяется не поперечными, а осевыми размерами. К таким антеннам относятся диэлектрические стержневые антенны, возбуждаемые волноводами круглого сечения, которые могут поддерживать распространение гибридной моды HE_{11} и, соответственно, иметь ДН с осевой симметрией [5].

Однако продольным излучателям присуще осевое изменение положения фазового центра в полосе частот. Поэтому для минимизации снижения

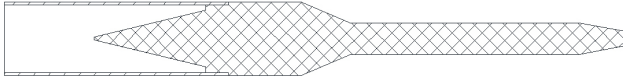


Рис. 2. Диэлектрический стержень ИЭ
 Fig. 2. Dielectric rod of the radiating element

КИП из-за дефокусировки МДЗА в диапазонах С(Rx) и С(Tx) антенные решетки должны располагаться относительно вторичного фокуса зеркальной системы в положениях P_0 , при которых смещения фазового центра из плоскости вторичного фокуса на нижней и верхней частотах, приведенные к длине волны, одинаковы. Положения P_0 определяются из соотношения

$$P_0 = \frac{P_H \lambda_B + P_B \lambda_H}{\lambda_H + \lambda_B}, \quad (1)$$

где P_H и P_B – расчетные положения фазовых центров ИЭ на нижней и верхней частотах диапазонов С(Rx) и С(Tx).

Выбор параметров диэлектрических стержней позволил минимизировать уровень боковых лепестков ДН в обеих АР и, соответственно, увеличить долю энергии, перехватываемую КР.

Моделирование АР 2×2 С(Rx) диапазона и АР 2×2 С(Tx) диапазона проводилось с ИЭ, имеющими расстояния между осями $1,25\lambda$ С(Rx) и $1,5\lambda$ С(Tx), определенными при диаметре внешней стенки центрального рупора 5λ К(Rx), с проведением оптимизации геометрических параметров диэлектрических стержней для минимизации уровня боковых лепестков и, соответственно, уменьшения мощности за пределами угла облучения КР.

Конфигурация диэлектрических стержней с возбуждаемыми волноводами круглого сечения используемых в ИЭ диапазонов С(Rx) и С(Tx) показана на рис. 2.

Соотношение (2), приведенное в [5], позволяет с достаточной точностью оценить потери α (dB), вносимые излучающей частью диэлектрических стержней длиной L :

$$\alpha(dB) = 27,3 QF \sqrt{\epsilon_r} \tan \delta \frac{L}{\lambda}. \quad (2)$$

При изготовлении стержней из арфлона с $\epsilon_r = 2,2$ и $\tan \delta = (1 \div 3) \cdot 10^{-4}$, имеющих коэффициент заполнения $QF \sim 0,3$ и длину излучающей части стержней $\sim 5,5\lambda$, вносимые потери в С(Rx) диапазоне составят $\sim 0,02$ дБ.

На рис. 3 представлен общий вид облучающей системы.

Основным общепринятым показателем эффективности МДЗА являются значения коэффициен-

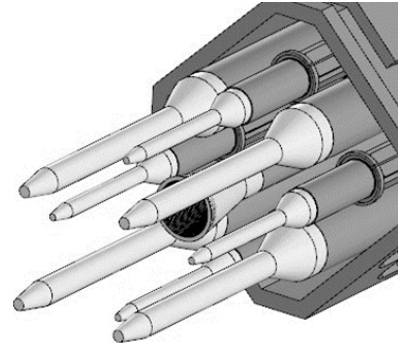


Рис. 3. Апертура облучающей системы
 Fig. 3. Aperture of the irradiation system

та усиления (КУ) по каналам приема и передачи сигналов, а также крутизны ПХ, которые зависят от реализуемых коэффициентов использования площади (КИП) раскрыва в диапазонах частот каналов. Для достижения высоких значений КИП в МДЗА, как правило, применяются зеркальные системы, выполненные по схеме Кассегрена с профилированными поверхностями зеркал. Профили зеркала рассчитываются при задании их линейных и угловых размеров и функции $F_0(\theta)$, описывающей ДН облучателя по мощности, исходя из формирования в апертуре равномерного или близкому к нему распределения энергии электромагнитного поля.

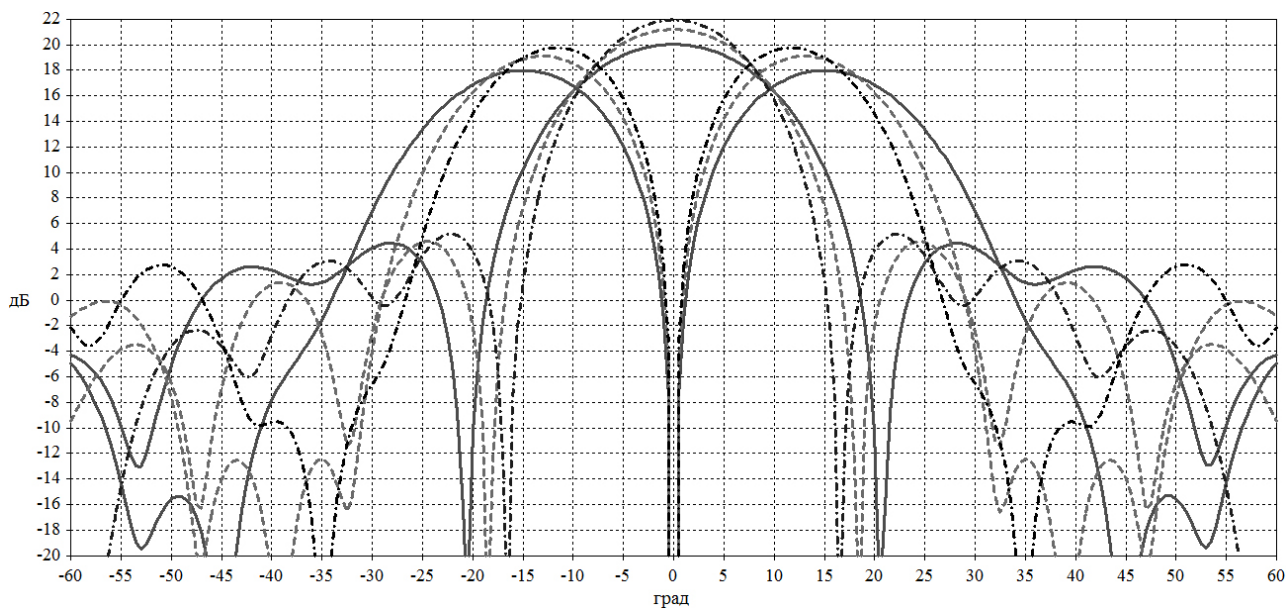
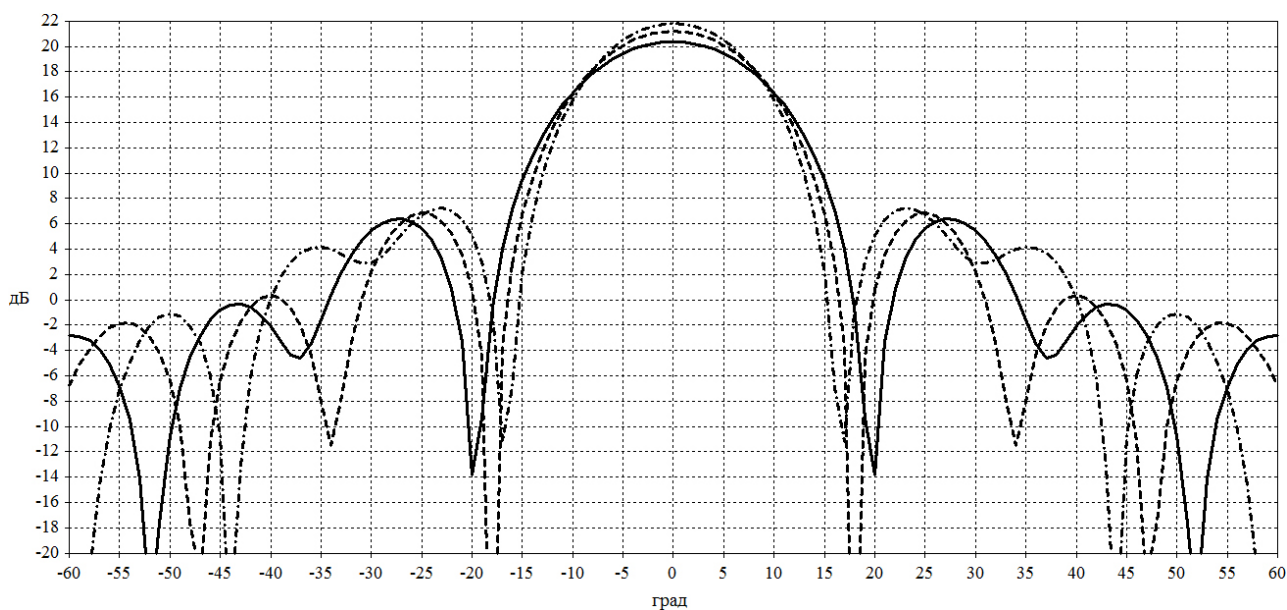
Апертурный КИП h_A при отличии ДН первичного облучателя $F(\theta)$ от функции $F_0(\theta)$, использовавшейся при расчете поверхностей зеркал двухзеркальной системы с равномерным распределением поля в апертуре, может быть определен из соотношения [6–8]:

$$h_A = \frac{\left| \int_0^{\theta_0} [F_0(\theta)]^{1/2} [F(\theta)]^{1/2} \sin \theta d\theta \right|^2}{\int_0^{\theta_0} F_0(\theta) \sin \theta d\theta \int_0^{\theta_0} F(\theta) \sin \theta d\theta}. \quad (3)$$

Коэффициент, учитывающий «перелив» энергии за края КР, определяется как отношение мощности, перехватываемой КР, к общей мощности:

$$h_{\text{пер}} = \frac{\int_0^{\theta_0} F(\theta) \sin \theta d\theta}{\int_0^{\pi} F(\theta) \sin \theta d\theta}. \quad (4)$$

Так как коэффициенты h_A и $h_{\text{пер}}$ вносят основной вклад в итоговый КИП, то выбор и оптимизация конфигурации раскрыва и параметров облучающей системы должны проводиться вместе с оптимизацией параметров зеркальной системы МДЗА по критерию достижения максимальных значений произведения $h_A h_{\text{пер}}$ в каждом частот-

Рис. 4. Суммарные и разностные ДН АР 2×2 С(Rx)Fig. 4. Total and difference radiation pattern of AR 2×2 C(Rx)Рис. 5. Суммарные ДН АР 2×2 С(Tx)Fig. 5. Total radiation pattern of AR 2×2 C(Tx)

ном диапазоне при их допустимых изменениях в полосе частот.

Рис. 4 и 5 содержат суммарные и разностные ДН АР 2×2 С(Rx) и суммарные ДН АР 2×2 С(Tx) в основных плоскостях на нижних (сплошная линия), средних (пунктирная линия) и верхних (штрихпунктирная линия) частотах диапазонов.

Из анализа представленных суммарных ДН следует, что обе АР 2×2 обеспечат облучение КР основным лепестком ДН во всей полосе рабочих частот при условии выбора углового полуразмера КР θ_0 не более 17° . ДН на основной и кросс-

поляризациях на средней частоте С(Rx) диапазона, приведенные на рис. 6, свидетельствуют о том, что уровень кросс-поляризационных лепестков в пределах угла θ_0 не превышает минус 30 дБ, что сопоставимо с характеристиками гофрированных конических рупоров.

Полученные суммарные ДН АР 2×2 диапазонов С(Rx) и С(Tx) позволяют, используя соотношения (1) и (2), определить частотные зависимости апертурного КИП h_A и коэффициенты перехвата мощности КР $h_{пр}$ в пределах угла $\theta_0 = 17^\circ$.

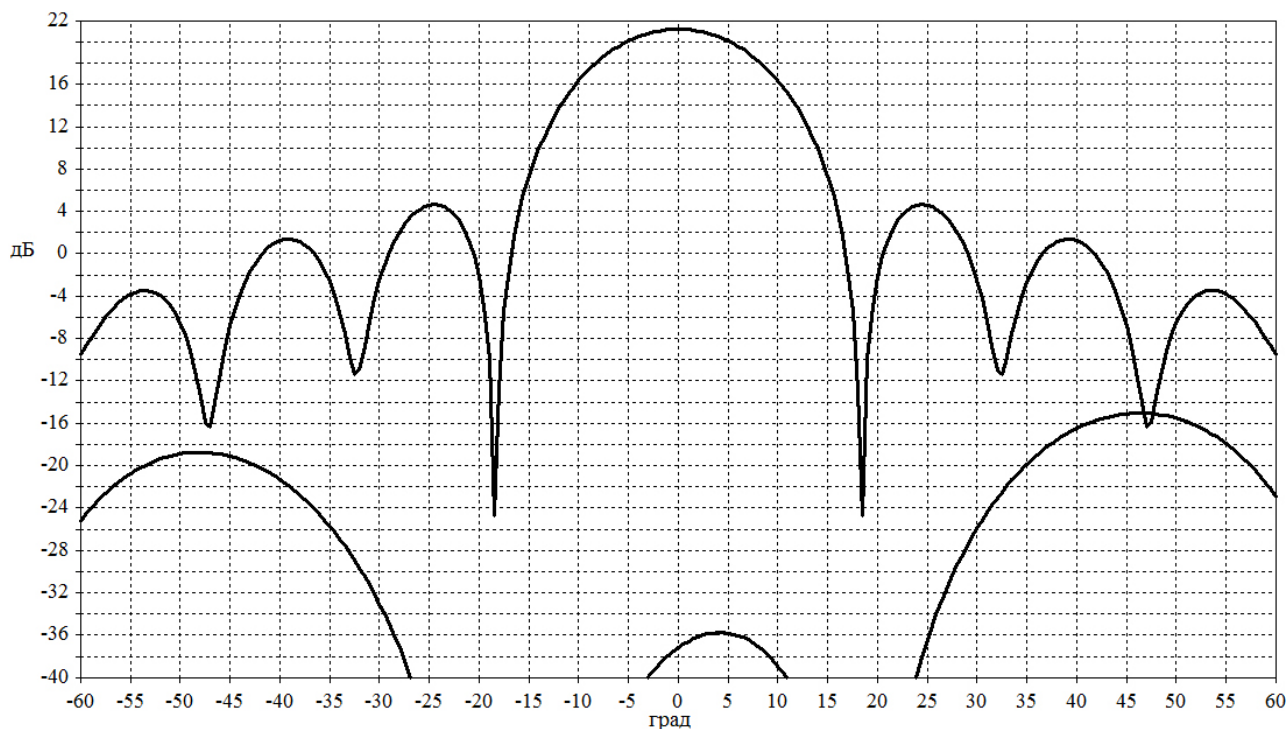


Рис. 6. Суммарные ДН АР 2×2 C(Rx) на основной и кросс-поляризациях
Fig. 6. Total AP 2×2 C(Rx) patterns on the main and cross-polarizations

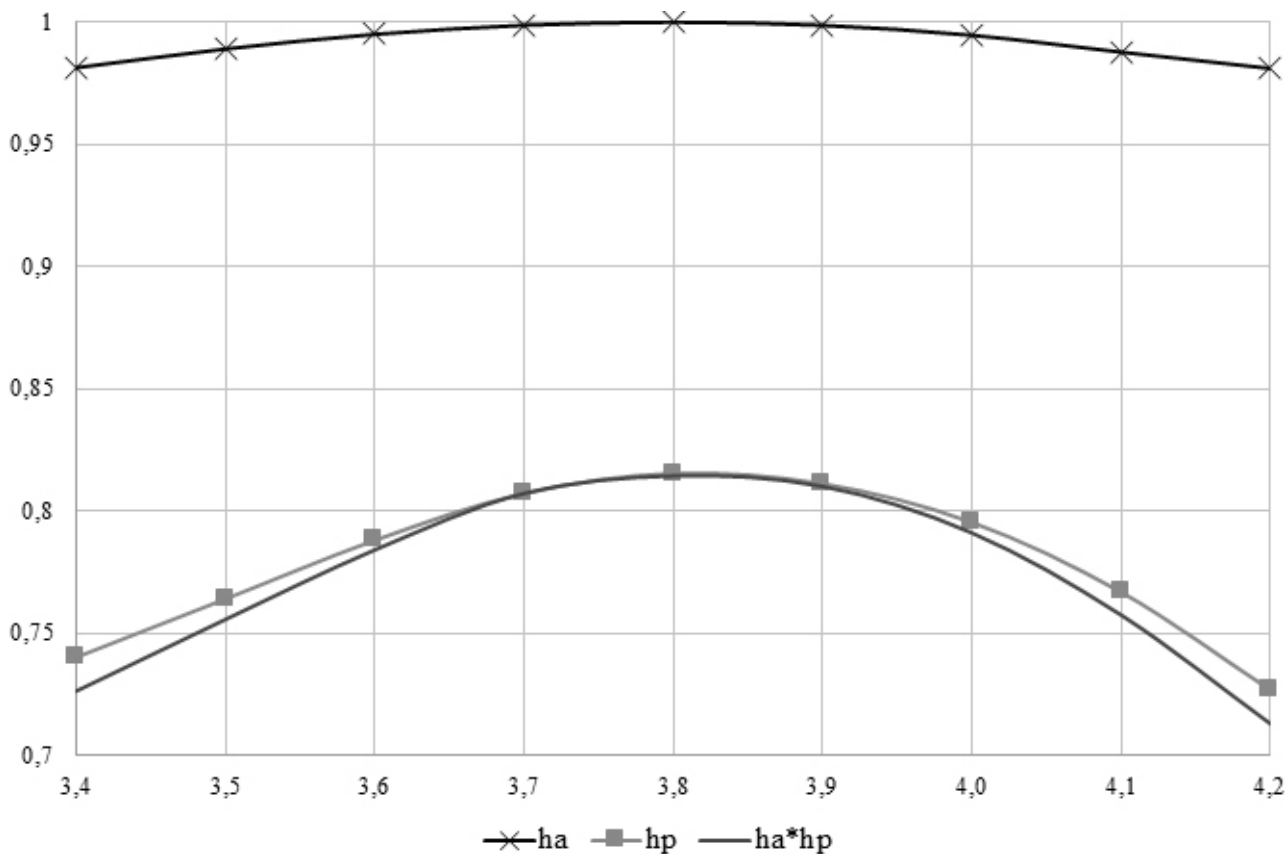


Рис. 7. КИП ДЗА в C(Rx) диапазоне
Fig. 7. Area utilization factors of the multi-band dual-mirror antenna in the C(Rx) range

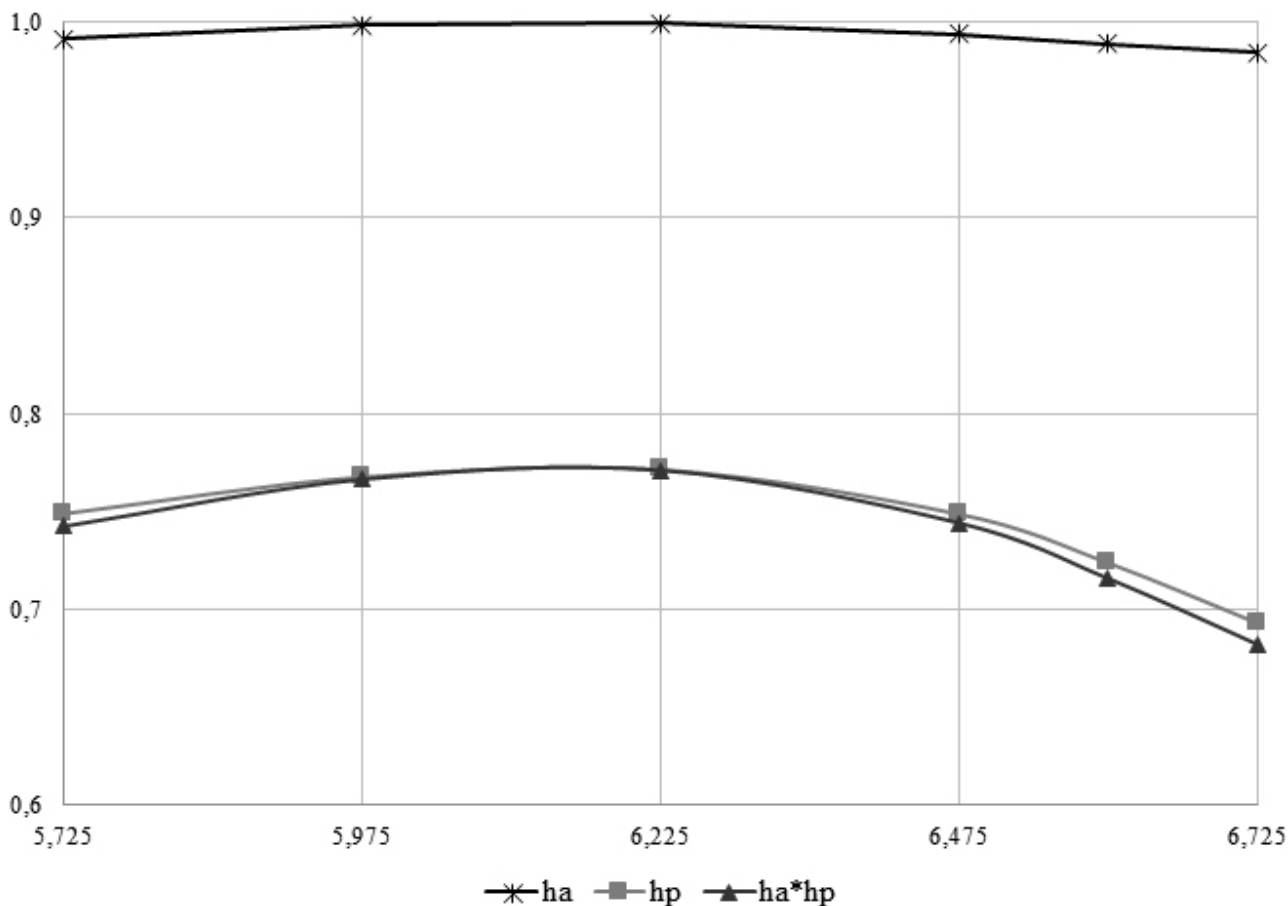


Рис. 8. КИП ДЗА в С(Tx) диапазоне

Fig. 8. Area utilization factors of the multi-band dual-mirror antenna in the C(Tx) range

Для получения в диапазоне приема максимально возможных значений произведения $h_A h_{пр}$ в качестве ДН $F_0(\theta)$, используемой при расчете поверхностей зеркал, должна быть выбрана ДН АР 2×2 С(Rx). Выбор ДН $F_0(\theta)$ на частоте 3,7 ГГц позволил получить произведение $h_A h_{пр}$ в области значений от 0,73 до 0,8, которые сопоставимы со значениями, реализуемыми в ДЗА с рупорным облучателем.

Произведение $h_A h_{пр}$ в С(Tx) диапазоне будет иметь также приемлемые значения в пределах от 0,64 до 0,76. Частотные зависимости h_A и $h_{пр}$ и их произведений $h_A h_{пр}$ в С(Rx) и С(Tx) диапазонах приведены на рис. 7 и 8 соответственно.

Формирование суммарной и разностной ДН облучателя К(Rx) диапазона осуществляется возбуждением гофрированного конического рупора доминантной модой H_{11} и высшей модой H_{21} круглого волновода.

Гофрированный конический рупор с размером апертуры, ограниченной диаметром $5\lambda_{K(Rx)}$, должен иметь суммарные ДН с осевой симметрией, близкие по форме к ДН $F_0(\theta)$, выбранной для расчета поверхностей зеркал, а также соответствовать предъявляемым типовым требованиям к уровню

обратных потерь по основной и следящей модам (H_{11} и H_{21}) и уровню кросс-поляризационных лепестков по основной моде в пределах угла облучения КР.

Получение осесимметричных ДН при низком уровне кросс-поляризационных лепестков в пределах угла облучения КР зависит от выполнения в апертуре балансного гибридно-модового условия для моды HE_{11} и степени минимизации уровня преобразования этой моды в моды EH_{12} и HE_{1n} ($n > 1$) вдоль всей длины гофрированного рупора [9–11]. Это достигается тогда, когда поверхностная проводимость на границе гофрированной области становится близкой к нулю. Поскольку общая полоса частот диапазона К(Rx) не превышает октавы, то выполнение балансного гибридно-модового условия для моды HE_{11} в апертуре синтезированной модели конического рупора было получено при образовании гофрированной поверхности конической части и модового преобразователя канавками различной конфигурации и глубины, перпендикулярными оси рупора.

На рис. 9 представлены ДН рупора по моде H_{11} на средней частоте К(Rx) диапазона на основной

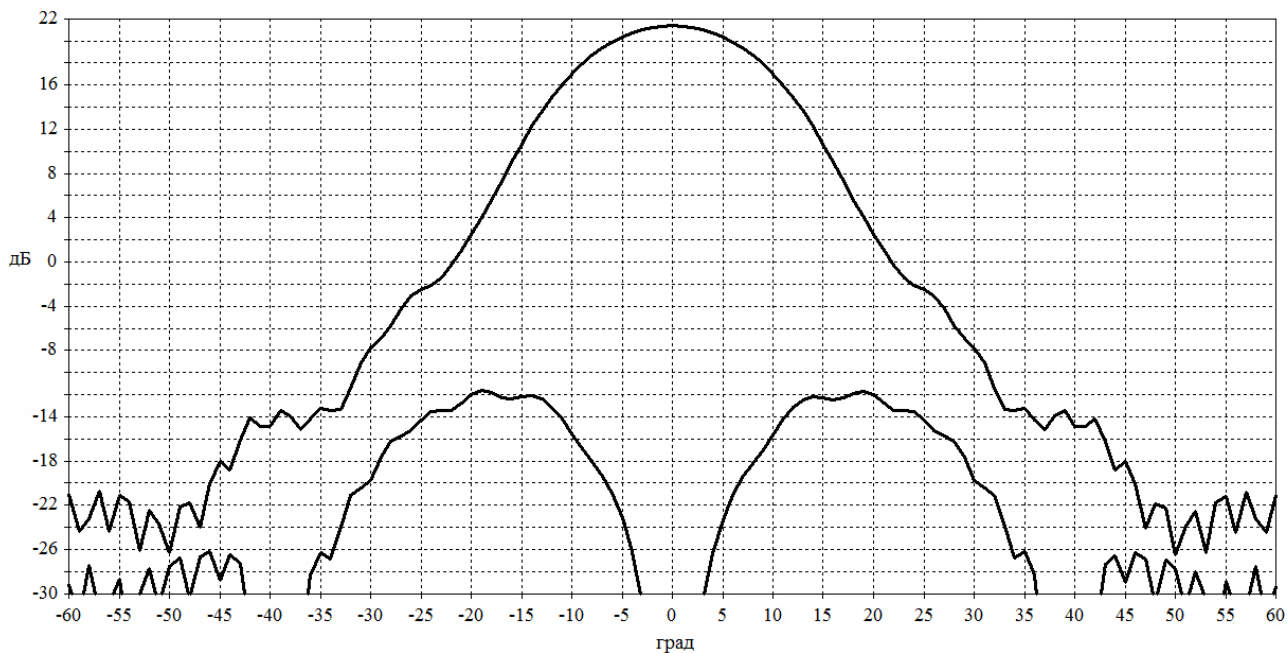


Рис. 9. ДН рупора на основной и кросс-поляризациях
 Fig. 9. Horn RP for main and cross-polarizations

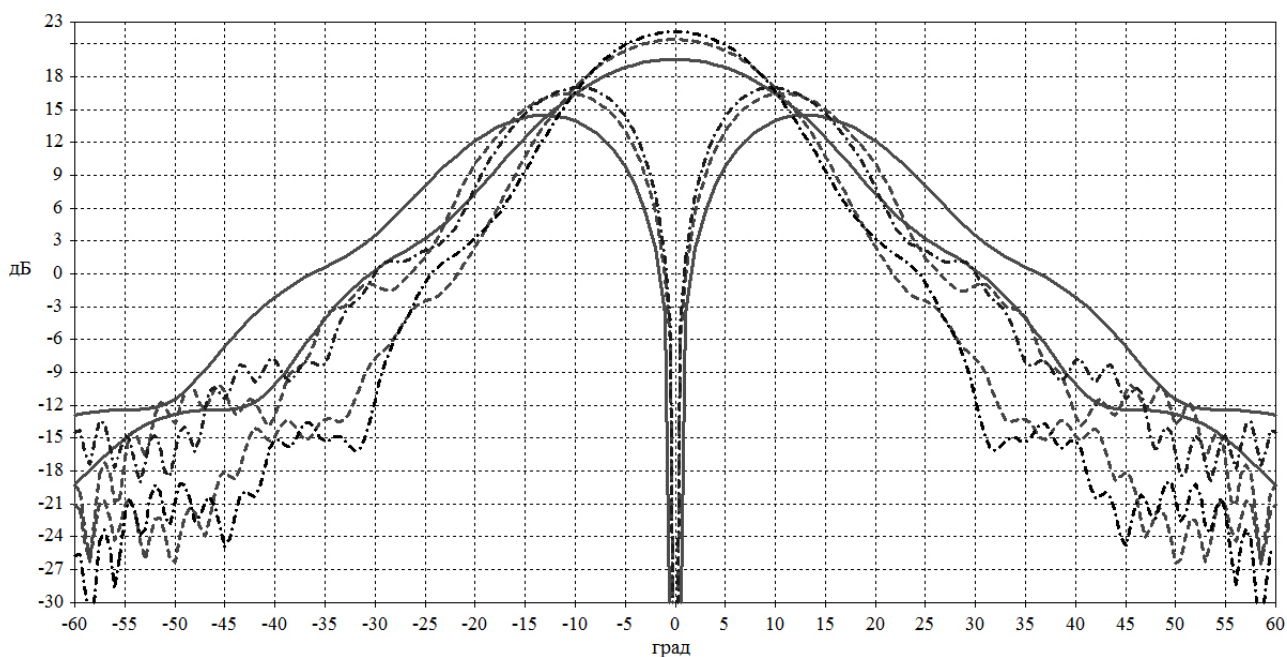


Рис. 10. ДН рупора на модах H_{11} и H_{21}
 Fig. 10. Horn RP for H_{11} and H_{21} modes

и кросс-поляризациях, а на рис. 10 – ДН на модах H_{11} и H_{21} на основной поляризации на нижней (сплошная линия), средней (пунктирная линия) и верхних (штрихпунктирная линия) частотах диапазона К(Rx).

Однако, как следует из апертуры облучающей системы, рупор будет в окружении диэлектрических стержней ИЭ антенных решеток AP 2 × 2 C(Rx) и AP C(Tx), что должно сказываться на его электрических характеристиках.

Сравнение характеристик излучения рупора в свободном пространстве в окружении диэлектрических стержней ИЭ показало влияние последних, которое проявляется в повышении уровня боковых лепестков и нарушении симметрии основного лепестка ДН по моде H_{11} , что иллюстрируется ДН для средней частоты К(Rx) диапазона, представленной на рис. 11, при этом кросс-поляризационная составляющая осталась на уровне 30 дБ.

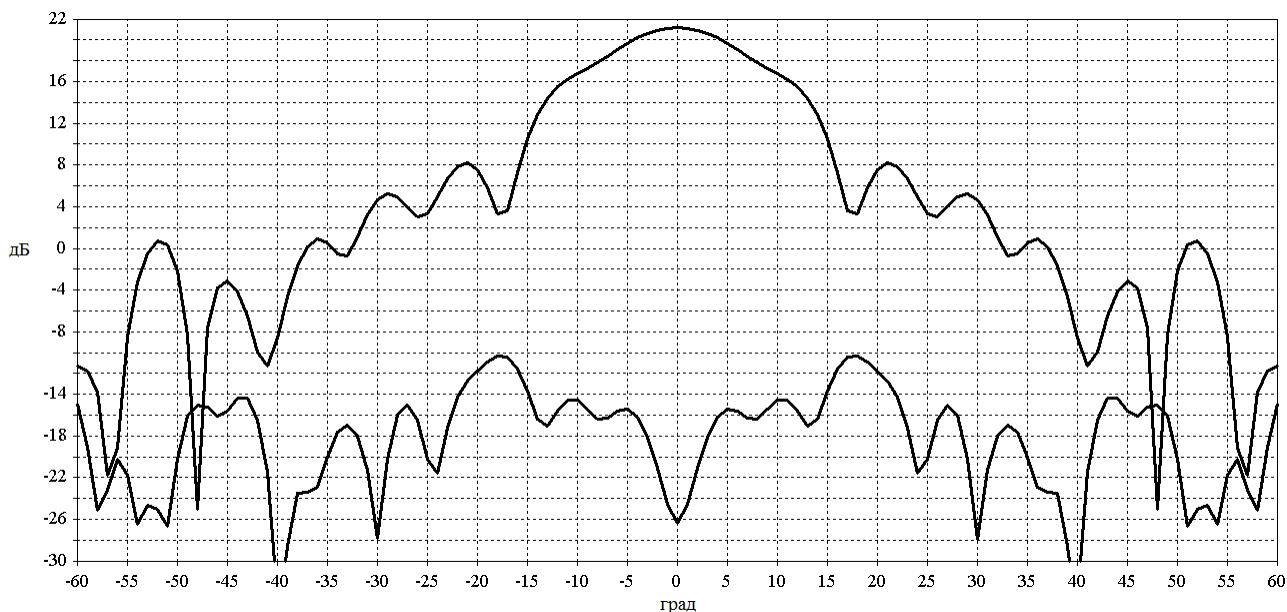


Рис. 11. ДН рупора в окружении ИЭ $AP\ 2 \times 2\ C(Rx)$ и $AP\ C(Tx)$
Fig. 11. Horn pattern surrounded by $2 \times 2\ AP\ C(Rx)$ and $AP\ C(Tx)$

Построение облучающей системы будет определяться построением облучателей $C(Rx)$, $C(Tx)$ и $K(Rx)$ диапазонов в соответствии с техническими решениями, приведенными в статье и исходя из реализации в диапазонах $C(Rx)$ и $K(Rx)$ моноимпульсной системы слежения при приеме сигналов различных поляризаций. Выбор схемных построений облучателей должен обеспечивать выполнение их компонок, при которых может быть реализована общая компоновка облучающей системы в конструктивном объеме МДЗА, определяемом геометрическими параметрами зеркальной системы.

Заключение

1. Представлено построение облучающей системы МДЗА для зеркал с профилированными поверхностями, с реализацией совмещенного приема сигналов в диапазонах частот $C(Rx)$ и $K(Rx)$ с полосой 21 % и передачей сигналов в диапазоне частот $C(Tx)$ с полосой 16 % и формирование в обоих приемных диапазонах парциальных ДН для реализации моноимпульсной системы углового слежения.

Облучающая система образована:

- в $K(Rx)$ диапазоне установленным по оси гофрированным коническим рупором;
- в $C(Rx)$ и $C(Tx)$ диапазонах – на основе двух $AP\ 2 \times 2$ с ИЭ в виде диэлектрических стержневых антенн, возбуждаемых доминантными модами круглых волноводов.

Такое построение облучающей системы в $C(Rx)$ и $C(Tx)$ диапазонах позволило получить характеристики излучения, при которых ДЗА имеет значения КИП, сопоставимые со значениями, реализуемыми в ДЗА с рупорным облучателем.

2. Анализ характеристик трехдиапазонной облучающей системы по обеспечению реализации приема и автосопровождения в $C(Rx)$ и $K(Rx)$ диапазонах показал:

- прием сигналов ортогональных круговых или линейных поляризаций с уровнями кросс-поляризационной развязки более 30 дБ;
- формирование идентичных парциальных ДН и, соответственно, неизменных пеленгационных характеристик каналов слежения в полосе частот;
- устойчивый режим слежения по сигналам бортовых ретрансляторов в системах связи с вторным использованием частот.

Список литературы

1. Демченко В.И., Косогор А.А., Раздоркин Д.Я. Методология разработки многодиапазонных зеркальных антенн // Антенны. 2012. № 9 (184). С. 4–13. URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=18052444>
2. Бойчук С.И., Коровкин А.Е., Юхнов В.И. Методики создания и проверки многодиапазонных антенно-волноводных трактов // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2023. Т. 26, № 3. С. 52–58. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2023.26.3.52-58>

3. Способы частотно-поляризационного разделения сигналов в зеркальных антеннах систем спутниковой связи / Д.Д. Габриэлян [и др.] // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2022. Т. 25, № 2. С. 83–90. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2022.25.2.83-90>
4. Dybdal R. Communication Satellite Antennas: System Architecture, Technology, and Evaluation. New York: McGraw-Hill, 2009. 320 p.
5. Milligan T.A. Modern Antenna Design. Hoboken: John Wiley & Sons, 2005. 614 p.
6. Rao V., Chen S. Illumination efficiency of a shaped Cassegrain system // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1970. Vol. 18, no. 3. P. 411–412. DOI: <https://doi.org/10.1109/TAP.1970.1139704>
7. Ключев Д.С. Электродинамический анализ зеркальных антенн методом сингулярных интегральных уравнений // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2009. Т. 12, № 3. С. 86–90. URL: <https://elibrary.ru/item.asp?id=12846665>
8. Ключев С.Б., Нефедов Е.И. Антенна с явно выраженной продольной составляющей электрического поля в ближней зоне // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2008. Т. 11, № 4. С. 21–26. URL: <https://elibrary.ru/item.asp?id=12835171>
9. Clarricoats P.J.B., Olver A.D. Corrugated Horns for Microwave Antennas. London: Peter Peregrinus, 1984. 244 p. DOI: <https://doi.org/10.1049/pbnew018e>
10. Коровкин А.Е., Раздоркин Д.Я., Шипулин А.В. Моноимпульсный облучатель зеркальных антенн на высших типах волн // Антенны. 2012. № 9 (184). С. 14–18. URL: <https://elibrary.ru/item.asp?id=18052445>
11. Коровкин А.Е., Раздоркин Д.Я., Шипулин А.В. Многодиапазонные облучатели зеркальных антенн на основе конических гофрированных рупоров // Антенны. 2012. № 9 (184). С. 19–23. URL: <https://elibrary.ru/item.asp?id=18052446>

Информация об авторах

Козлова Людмила Николаевна, инженер-программист ФГУП «Ростовский-на-Дону НИИ радиосвязи», г. Ростов-на-Дону, Россия.

Область научных интересов: электродинамика, устройства СВЧ, антенны.
E-mail: luda63wnet@mail.ru

Коровкин Александр Евгеньевич, кандидат технических наук, старший научный сотрудник ФГУП «Ростовский-на-Дону НИИ радиосвязи», г. Ростов-на-Дону, Россия.

Область научных интересов: электродинамика, гофрированные рупоры, устройства СВЧ, антенны.
E-mail: alkejzer@mail.ru
SPIN-код (eLibrary): 7382-8328

Раздоркин Дмитрий Яковлевич, заместитель начальника научно-технического комплекса ФГУП «Ростовский-на-Дону НИИ радиосвязи», г. Ростов-на-Дону, Россия.

Область научных интересов: электродинамика, устройства СВЧ, антенны, комплексные системы связи.
E-mail: rd_rdy@mail.ru

Токарева Наталья Викторовна, руководитель группы научно-технического комплекса ФГУП «Ростовский-на-Дону НИИ радиосвязи», г. Ростов-на-Дону, Россия.

Область научных интересов: электродинамика, микрополосковые устройства СВЧ.
E-mail: annanata65@mail.ru

Physics of Wave Processes and Radio Systems

2027, vol. 27, no. 3, pp. 71–80

DOI 10.18469/1810-3189.2024.27.3.71-80
UDC 532.537
Original Research

Received 8 February 2024
Accepted 11 March 2024
Published 30 September 2024

Feed system tracking receive/transmit shaped Cassegrain antenna C/K bands

*Lyudmila N. Kozlova, Alexander E. Korovkin,
Dmitriy Ya. Razdorkin, Natalia V. Tokareva*

FSUE «RNIIRS»
130, Nansen Street,
Rostov-on-Don, 344038, Russia

Abstract – Background. The need to create, space communication stations based on mobile carriers, for example, on ships, requires the use of multi-band reflector antennas irradiating systems that ensure the combination of not only channels for receiving and transmitting high-frequency signals, but also direction-finding channels for constructing a monopulse tracking system. **Aim.** Study of the possibility of creating an irradiation system that ensures the combination of reception and

transmission of signals in the multi-band reflector antennas in spaced ranges with frequency bands C(Rx) – 21 %, C(Tx) – 16 % and K(Rx) – 21 %, with the implementation of a monopulse angular automatic tracking system in both receiving ranges. **Methods.** Development of a three-band irradiation system that ensures the implementation of automatic tracking in both receiving ranges. Analysis of the characteristics of a three-band irradiation system that ensures the implementation of reception and automatic tracking in both receiving ranges. **Results.** Development of a three-band irradiation system that ensures the implementation of automatic tracking in both receiving ranges. Analysis of the characteristics of a three-band irradiation system that ensures the implementation of reception and automatic tracking in both receiving ranges. **Conclusion.** The irradiation system of the multi-band reflector antennas for mirrors with profiled surfaces is proposed, with the implementation of combined signal reception in the C(Rx) and K(Rx) frequency ranges with a 21 % band and signal transmission in the C(Tx) frequency range with a 16 % band, and the formation of partial RPs in both receiving ranges for the implementation of a monopulse angular tracking system. The following characteristics of the irradiation system are implemented: cross-polarization isolation of more than 30 dB, the formation of identical partial RPs and a stable tracking mode based on signals from onboard repeaters in communication systems with frequency reuse.

Keywords – multiband feed system; corrugated horn; H_{21} mode coupler; dual-polarization frequency diplexer; orto-mode transducer; dielectric rod; hybrid coupler; waveguide network; simulated pattern; monopulse tracking.

✉ alkejzer@mail.ru (Alexander E. Korovkin)

 © Lyudmila N. Kozlova et al., 2024

References

1. V. I. Demchenko, A. A. Kosogor, and D. Ya. Razdorkin, “Methodology for the development of multi-band dish antennas,” *Antenny*, no. 9 (184), pp. 4–13, 2012, url: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=18052444>. (In Russ.)
2. S. I. Boychuk, A. E. Korovkin, and V. I. Yukhnov, “Methods for creating and testing multi-band antenna-waveguide paths,” *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 26, no. 3, pp. 52–58, 2023, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2023.26.3.52-58>. (In Russ.)
3. D. D. Gabriel'yan et al., “Receiving and transmitting feed of reflector antennas for satellite communication systems,” *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 25, no. 2, pp. 83–90, 2022, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2022.25.2.83-90>. (In Russ.)
4. R. Dybdal, *Communication Satellite Antennas: System Architecture, Technology, and Evaluation*. New York: McGraw-Hill, 2009.
5. T. A. Milligan, *Modern Antenna Design*. Hoboken: John Wiley & Sons, 2005.
6. B. Rao and S. Chen, “Illumination efficiency of a shaped Cassegrain system,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 18, no. 3, pp. 411–412, 1970, doi: <https://doi.org/10.1109/TAP.1970.1139704>.
7. D. S. Klyuev, “Electrodynamics analyses of mirror antennas by singular integral equations method,” *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 12, no. 3, pp. 86–90, 2009, url: <https://elibrary.ru/item.asp?id=12846665>. (In Russ.)
8. S. B. Klyuev and E. I. Nefyodov, “Aerial with manifested longitudinal component of the electric field in the near-field,” *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 11, no. 4, pp. 21–26, 2008, url: <https://elibrary.ru/item.asp?id=12835171>. (In Russ.)
9. P. J. B. Clarricoats and A. D. Olver, *Corrugated Horns for Microwave Antennas*. London: Peter Peregrinus, 1984, doi: <https://doi.org/10.1049/pbew018e>.
10. A. E. Korovkin, D. Ya. Razdorkin, and A. V. Shipulin, “Monopulse mirror feed system at the higher types of waves,” *Antenny*, no. 9 (184), pp. 14–18, 2012, url: <https://elibrary.ru/item.asp?id=18052445>. (In Russ.)
11. A. E. Korovkin, D. Ya. Razdorkin, and A. V. Shipulin, “Multiband reflector antennas feeds based on conical corrugated horn,” *Antenny*, no. 9 (184), pp. 19–23, 2012, url: <https://elibrary.ru/item.asp?id=18052446>. (In Russ.)

Information about the Authors

Lyudmila N. Kozlova, software engineer of FSUE «RNIIRS», Rostov-on-Don, Russia.

Research interests: electrodynamics, microwave devices, antennas.

E-mail: luda63wnet@mail.ru

Alexander E. Korovkin, Candidate of Engineering Sciences, senior researcher of FSUE «RNIIRS», Rostov-on-Don, Russia.

Research interests: electrodynamics, corrugated horns, microwave devices, antennas.

E-mail: alkejzer@mail.ru

SPIN-code (eLibrary): 7382-8328

Dmitriy Ya. Razdorkin, deputy of scientific and technical complex, FSUE «RNIIRS», Rostov-on-Don, Russia.

Research interests: electrodynamics, microwave devices, antennas, integrated communication systems.

E-mail: rd_rdy@mail.ru

Natalia V. Tokareva, team leader of FSUE «RNIIRS», Rostov-on-Don, Russia.

Research interests: electrodynamics, microstrip microwave devices.

E-mail: annanata65@mail.ru