

## Антенная решетка из волноводных элементов с диэлектрическими фазирующими секциями

Ю.Г. Пастернак<sup>1</sup>, В.А. Пендюрин<sup>2</sup>, Д.К. Проскурин<sup>1</sup>, К.С. Сафонов<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Воронежский государственный технический университет  
394006, Россия, г. Воронеж,  
ул. 20-летия Октября, 84

<sup>2</sup> АО НПП «Автоматизированные системы связи»  
394062, Россия, г. Воронеж,  
ул. Пеше-Стрелецкая, 108

**Аннотация – Обоснование.** Необходимость разработки и постоянного совершенствования терминалов высокоскоростной спутниковой связи мобильного и бортового базирования, а также аппаратуры спутниковой связи с высокой скрытностью функционирования, излучающей сверхширокополосные сигналы, спектральная плотность мощности которых, измеряемая на входе приемных устройств комплексов радиоконтроля, должна быть существенно ниже спектральной плотности мощности шумов, обусловлены следующими обстоятельствами: обеспечением надежной и высококачественной связи военных и гражданских пользователей; развитием отечественной элементной и технологической базы, импортозамещением; потребностью служб спасения в малогабаритных системах передачи и приема информации; необходимостью развития спутниковых систем управления аппаратурой военного и гражданского назначения; развитием программы точного земледелия. В качестве одного из таких примеров может служить антенная решетка из волноводных элементов с диэлектрическими фазирующими секциями. Цель. Рассмотрена модель антенного элемента, также приведены его основные характеристики. Разработана модель линейной антенной решетки, состоящей из 32 волноводных элементов с фазирующими секциями. Рассмотрена линейная и плоская антенные решетки, построенные на основе синфазного и равноамплитудного делителя мощности 1:32 и антенных элементов. Также построена модель плоской антенной решетки, составленной из 16 линейных антенных решеток, и приведены ее основные характеристики. **Методы.** Модель антенного элемента построена на основе круглого волновода с внутренним диаметром 18 мм и диэлектрической пластиной, плоскость которой ориентирована под углом 45° к силовым линиям вектора напряженности электрического поля. Линейная антенная решетка запитана с помощью равноамплитудного и синфазного делителя мощности, а линейная и плоская антенные решетки построены на основе квадратных волноводов с внутренними размерами 14 × 14 мм<sup>2</sup> со скошенными внутренними углами. **Результаты.** Показано, что коэффициент усиления на частоте 10,95 ГГц – 32,5 дБ (по нормали) и 31,2 дБ – при отклонении луча на ±37,5° в угло-местной плоскости; коэффициент усиления на частоте 11,7 ГГц – 33,8 дБ (по нормали) и 32,5 дБ – при отклонении луча на ±37,5° в угло-местной плоскости. При максимальном отклонении главного лепестка от нормали уровень боковых лепестков в вертикальной повышается до уровня –11,4 дБ, что незначительно превышает УБЛ при синфазном и равноамплитудном распределении поля в апертуре ФАР (–13,2 дБ). **Заключение.** В рассмотренной конструкции ФАР позиционирование главного лепестка диаграммы направленности в азимутальной плоскости осуществляется путем механического вращения антенной системы. Отказ от двухкоординатного электронного сканирования выбран, исходя из соображений снижения фазовращателей (или высокочастотных коммутаторов) и уменьшения себестоимости ФАР.

**Ключевые слова** – спутниковая связь мобильного и бортового базирования; линейные антенные решетки; круглые волноводы.

### Введение

В последние годы наблюдается быстрый рост использования беспилотных летательных аппаратов в гражданской и военной сфере [1]. К тому же технологии спутниковой связи постоянно совершенствуются [2–5]. В результате этого возникает потребность в разработке и совершенствовании терминалов высокоскоростной спутниковой связи мобильного и бортового базирования, а также оборудования спутниковой связи с высокой степенью скрытности функционирования, излучающего широкополосные сигналы, спектральная плотность мощности которых, измеряемая на входе приемных устройств комплексов радиоконтро-

ля, должна быть значительно ниже спектральной плотности мощности шумов, обусловленная следующими факторами:

- обеспечением надежной и высококачественной связи военных и гражданских пользователей;
- развитием отечественной элементной и технологической базы, заменой импорта;
- потребностью служб спасения в компактных системах передачи и приема информации, доступных по стоимости автомобилистам, строителям, геологам, рыбакам, охотникам, туристам и т. д.;
- необходимостью развития спутниковых систем управления оборудованием военного и гражданского назначения;

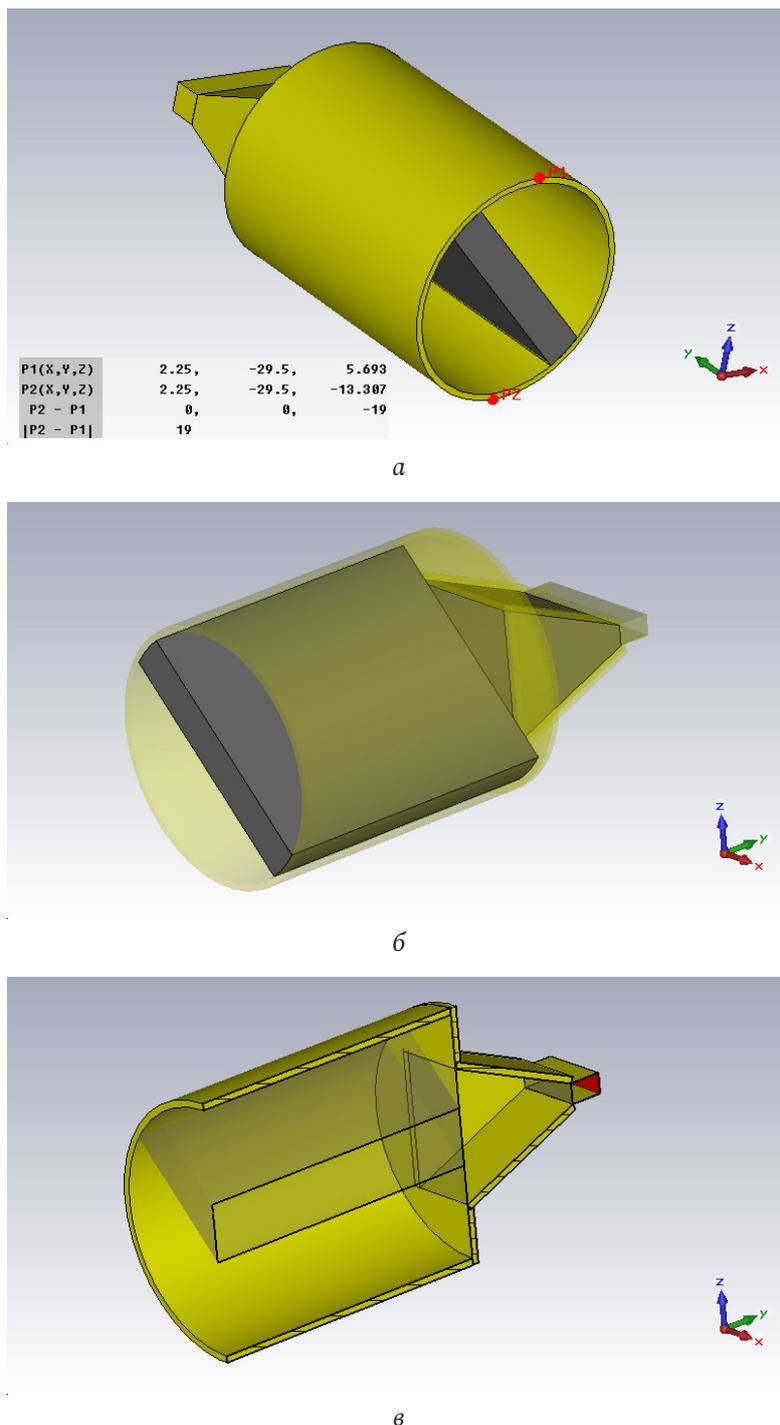


Рис. 1. Конструкция антенны, включающей линейный переход в E-плоскости и фазосдвигающую секцию в круглом волноводе  
Fig. 1. Antenna design, including a linear junction in the E-plane and a phase-shifting section in a circular waveguide

– развитием программы точного земледелия.

### 1. Модель антенного элемента

На рис. 1 показана модель антенного элемента, построенного на основе круглого волновода с внутренним диаметром 18 мм и диэлектрической пластиной, плоскость которой ориентирована под углом  $45^\circ$  к силовым линиям вектора напряжен-

ности электрического поля. Круглый волновод запитывается с помощью линейно расширяющегося перехода от прямоугольного волновода к квадратному волноводу, полностью заполненного диэлектриком – полистиролом, для реализации необходимой пространственной ориентации пластины в круглой части волновода, а также для уменьшения отражений от стыка квадратного и круглого волноводов.

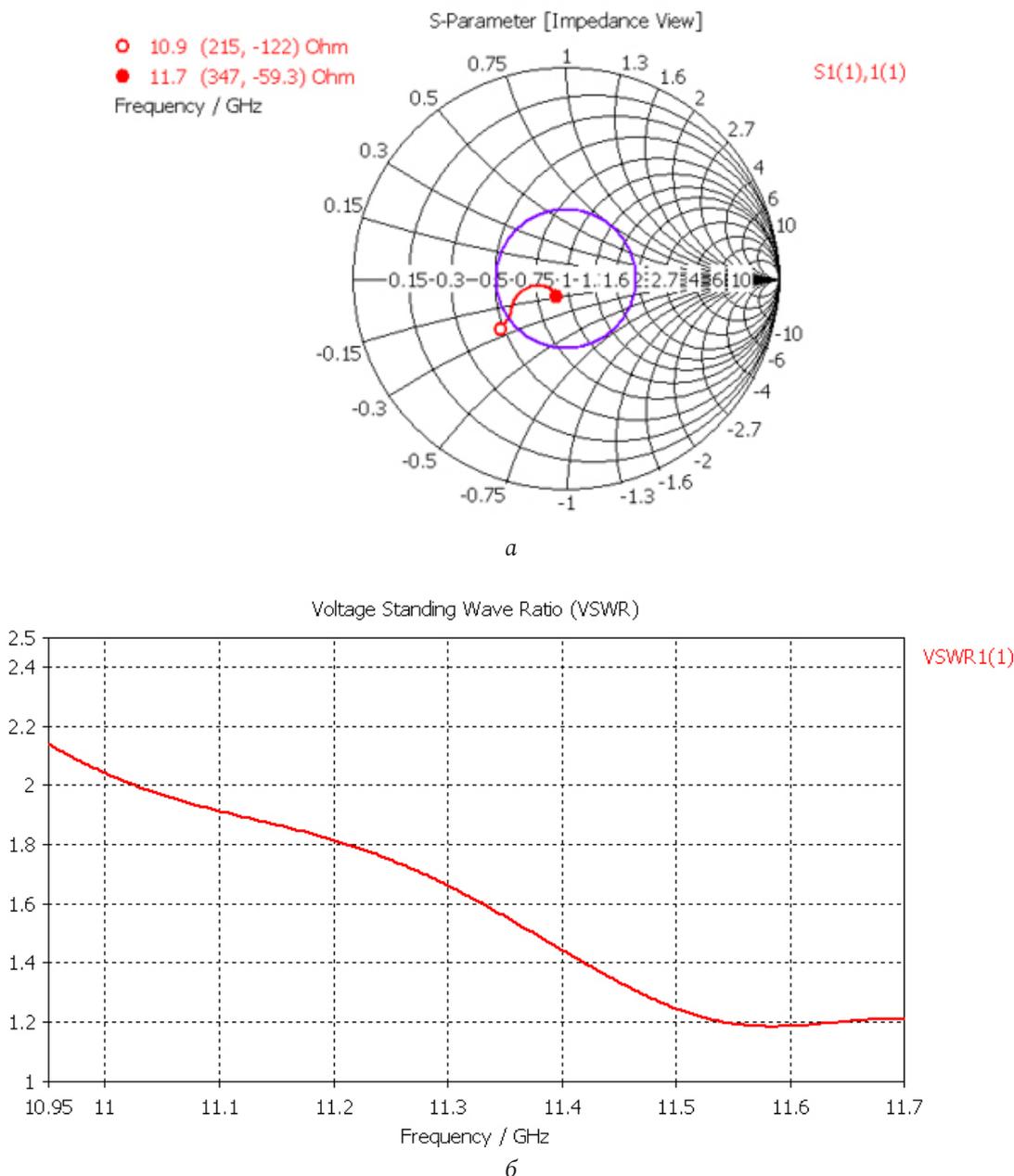


Рис. 2. Входные характеристики антенного элемента (рис. 1)  
 Fig. 2. Input characteristics of the antenna element (Fig. 1)

## 2. Результаты моделирования

На рис. 2–4 приведены основные характеристики антенного устройства. На рис. 2 показаны входные характеристики антенного устройства; на рис. 3 – его объемные диаграммы направленности; рис. 4 иллюстрирует качество поляризационного эллипса главного лепестка диаграммы направленности антенны.

Из рис. 3 видно, что амплитудные диаграммы направленности волноводного элемента являются практически осесимметричными, в отличие от деформированных диаграмм направленности элементов в виде двухзаходных спиралей Архимеда

(однако последние являются гораздо более простыми при изготовлении с использованием технологии производства печатных плат, что весьма важно при изготовлении многоэлементных ФАР).

На нижней частоте 10,95 ГГц анализируемого диапазона осевое отношение эллипса поляризации не превышает 3 дБ в секторе углов шириной 90° (рис. 4, а); на верхней частоте 11,7 ГГц анализируемого диапазона отношение эллипса поляризации не превышает 3 дБ почти во всем полусферическом пространстве (рис. 4, б).

На рис. 5 объемные диаграммы направленности линейной антенной решетки из 32 элементов по-

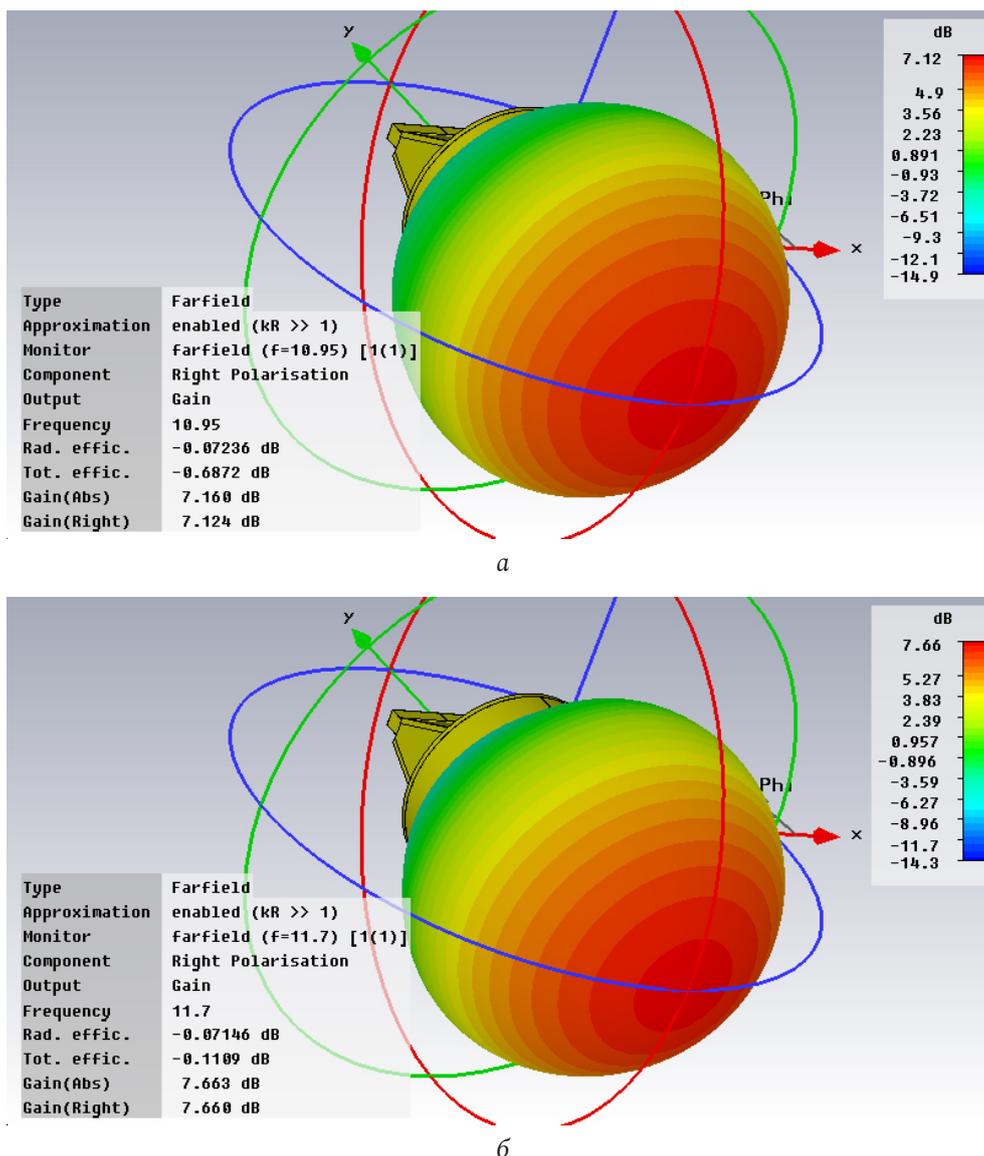


Рис. 3. ДН антенны на правой круговой поляризации: а – ДН на правой круговой поляризации на частоте 10,95 Гц; б – ДН на правой круговой поляризации на частоте 11,7 Гц

Fig. 3. Antenna pattern on the right circular polarization: a – pattern on the right circular polarization at a frequency of 10,95 Hz; b – pattern on the right circular polarization at a frequency of 11,7 Hz

казанных на рис. 1, расположенных эквидистантно с периодом 21 мм, запитанной с помощью синфазного и равноамплитудного делителя мощности.

На рис. 6 и 7 показаны диаграммы направленности в азимутальной и угло-местной плоскостях линейной антенной решетки из 32 волноводных элементов с фазирющими секциями, расположенных с периодом 21 мм, запитанной синфазным и равноамплитудным делителем мощности.

Уровень боковых лепестков диаграммы направленности в азимутальной плоскости (рис. 6) на всех частотах лучше, чем у синфазного и равноамплитудного раскрытов эквивалентных размеров (-13,2 дБ).

Минимальная ширина диаграммы направленности в угло-местной плоскости составляет около  $68^\circ$ ; при расположении линейных подрешеток в составе прямоугольной антенной решетки в угло-местной плоскости ширина диаграммы направленности линейной подрешетки как элемента плоской ФАР расширяется за счет взаимного влияния элементов соседних линейных решеток.

### 3. Линейная и плоская антенные решетки, построенные на основе синфазного и равноамплитудного делителя мощности

Ниже рассмотрены линейная и плоская антенные решетки, построенные на основе синфазного

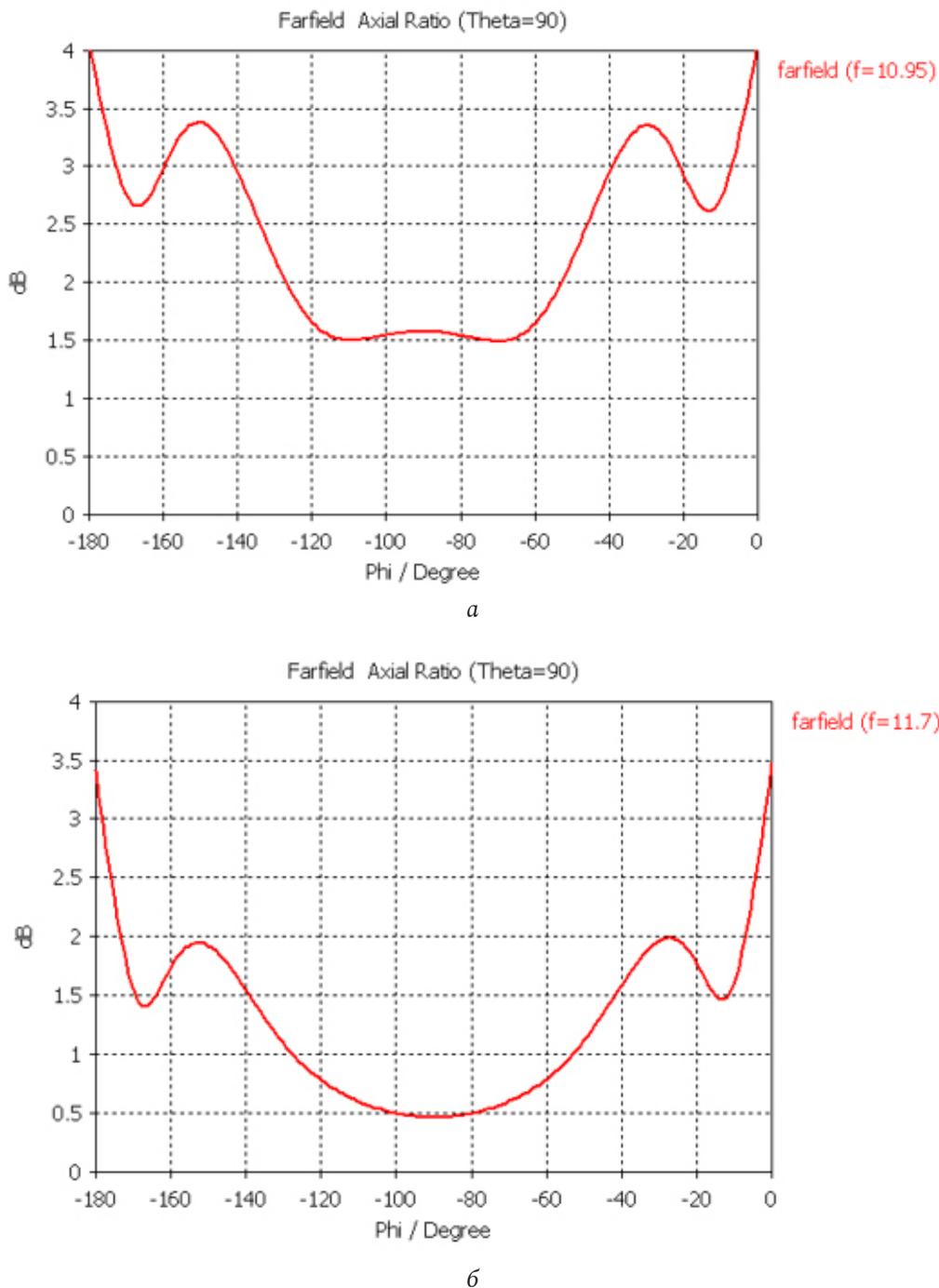


Рис. 4. Качество поляризационного эллипса, разрез в угло-местной плоскости: *a* – осевое отношение эллипса поляризации на частоте 10,95 ГГц; *b* – осевое отношение эллипса поляризации на частоте 11,7 ГГц  
Fig. 4. Quality of the polarization ellipse, section in the angular-local plane: *a* – axial ratio of the polarization ellipse at a frequency of 10,95 GHz; *b* – axial ratio of the polarization ellipse at a frequency of 11,7 GHz

и равноамплитудного делителя мощности 1:32 и антенных элементов, построенных на основе квадратных волноводов с внутренними размерами  $14 \times 14 \text{ мм}^2$  со скошенными внутренними углами в целях уменьшения потерь, а также для учета возможной технологии изготовления фрезерованием из металла.

На рис. 8 представлена модель линейной антенной решетки из 32 волноводных элементов с

фазирующими секциями, запитанной с помощью равноамплитудного и синфазного делителя мощности. Длина антенного элемента – 40 мм. Период расположения элементов в линейной антенной решетке – 21 мм.

Модель плоской антенной решетки, составленной из 16 линейных антенных решеток, представленных на рис. 8, показана на рис. 9. Период расположения линейных решеток равен 15 мм

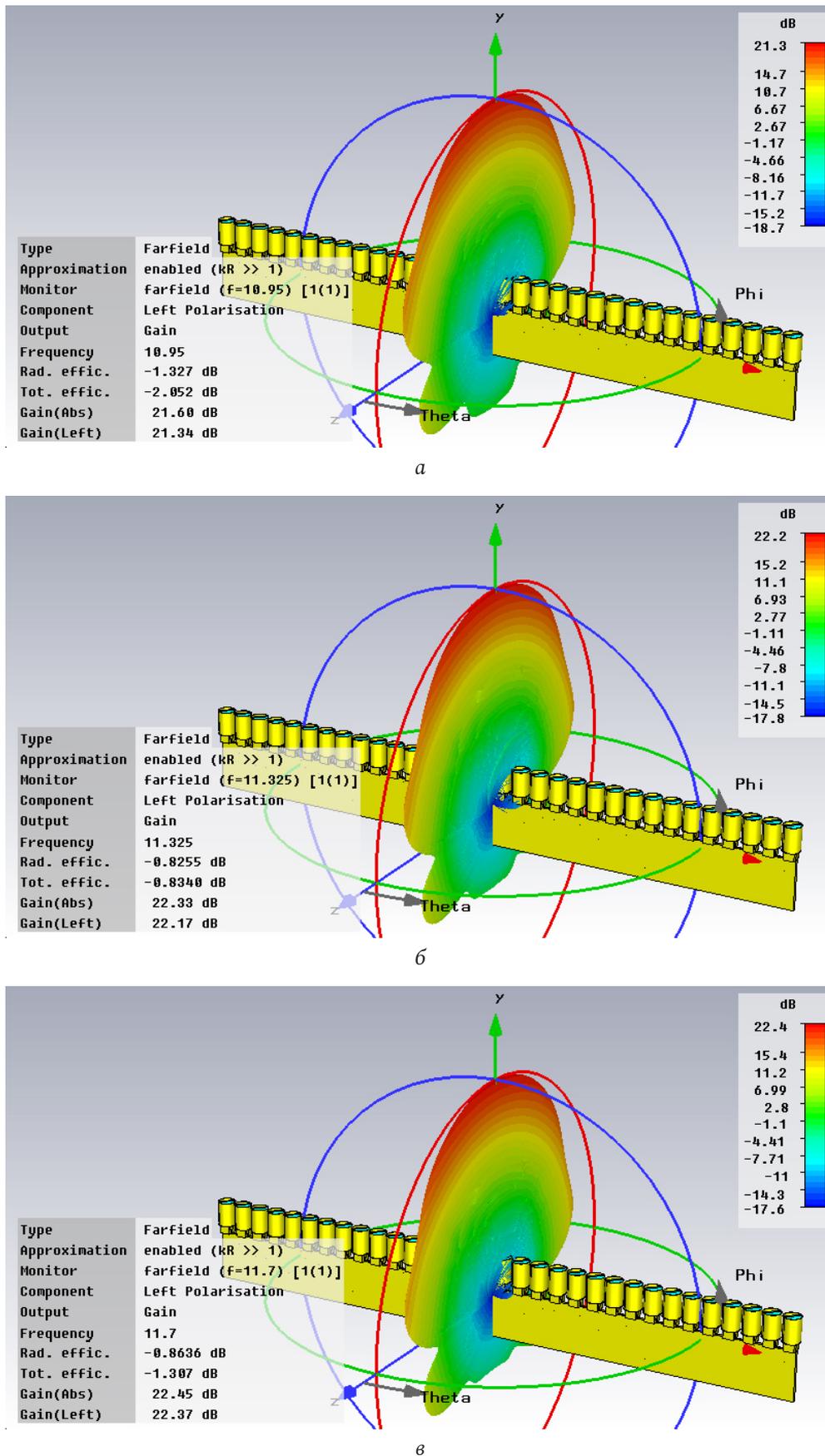


Рис. 5. Объемные диаграммы направленности синфазной и равноамплитудной линейной антенной решетки из 32 волноводных элементов с фазующими секциями, расположенных с периодом 21 мм

Fig. 5. Volumetric radiation patterns of an in-phase and equal-amplitude linear antenna array of 32 waveguide elements with phasing sections located with a period of 21 mm

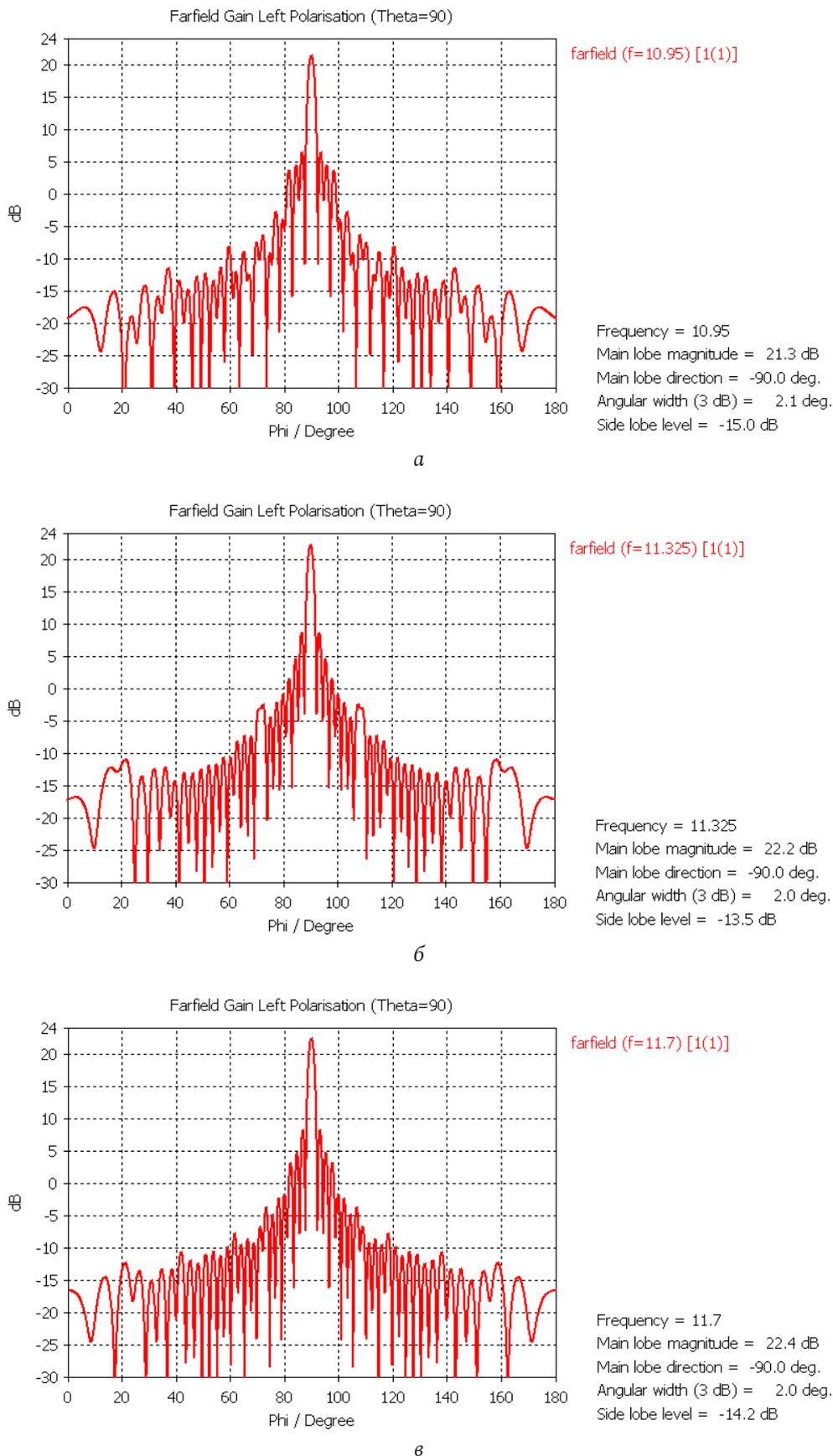


Рис. 6. Диаграммы направленности в азимутальной плоскости синфазной и равноамплитудной линейной антенной решетки из 32 волноводных элементов с фазирующими секциями, расположенных с периодом 21 мм  
Fig. 6. Radiation patterns in the azimuthal plane of an in-phase and equal-amplitude linear antenna array of 32 waveguide elements with phasing sections located with a period of 21 mm

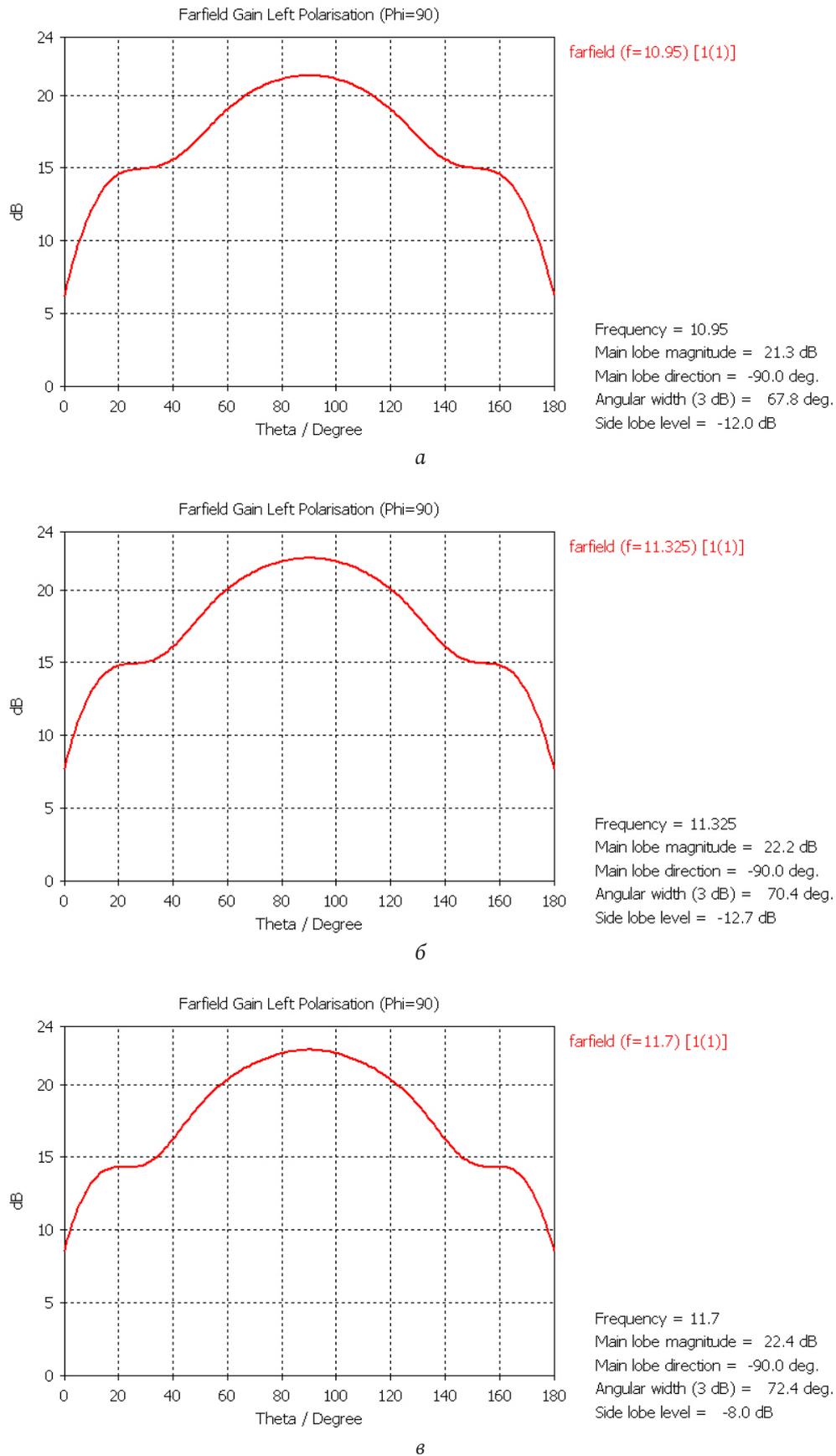
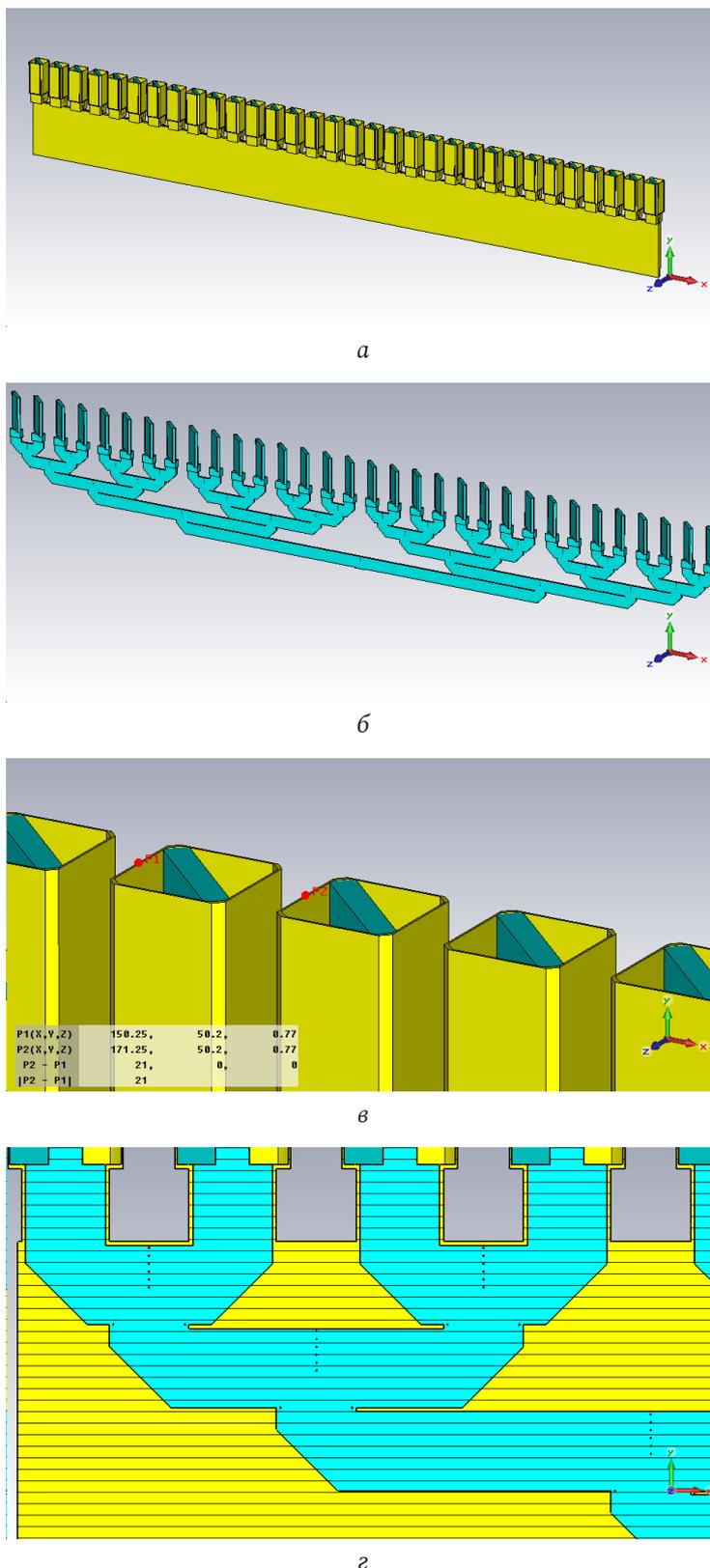
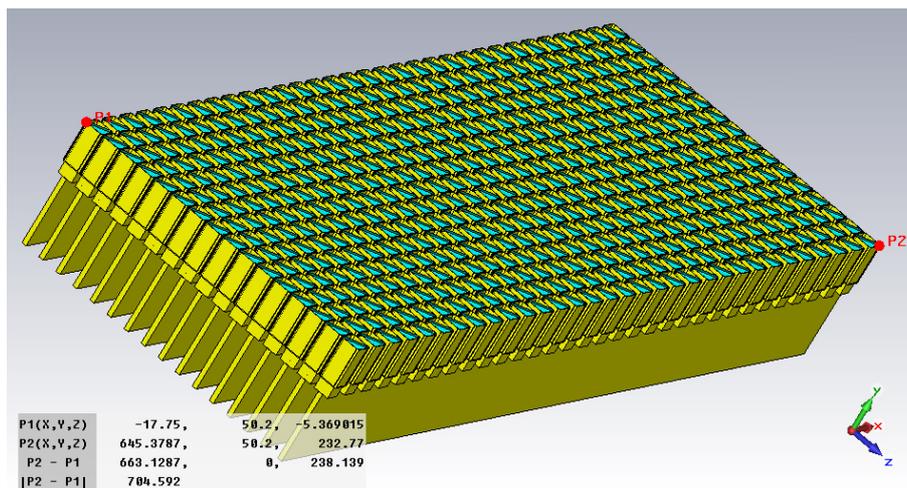


Рис. 7. Диаграммы направленности в угло-местной плоскости синфазной и равноамплитудной линейной антенной решетки из 32 волноводных элементов с фазирющими секциями, расположенных с периодом 21 мм  
 Fig. 7. Radiation patterns in the angular-local plane of an in-phase and equal-amplitude linear antenna array of 32 waveguide elements with phasing sections located with a period of 21 mm

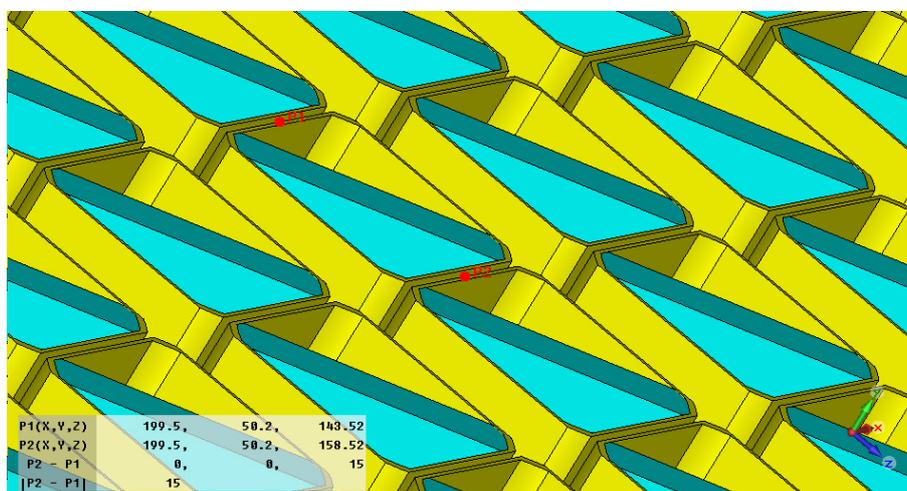


**Рис. 8.** Модель линейной антенной решетки из 32 элементов с синфазным и равноамплитудным делителем мощности: а – внешний вид линейной синфазной антенной решетки из 32 элементов; б – полистироловый вкладыш в делителе мощности и в антенных элементах. Толщина диэлектрика в делителе – 1,5 мм. Толщина фазирующих пластин в квадратных волноводах – 3 мм; в – период расположения элементов в линейной антенной решетке – 21 мм; г – продольный разрез линейной антенной решетки с делителем мощности (фрагмент)

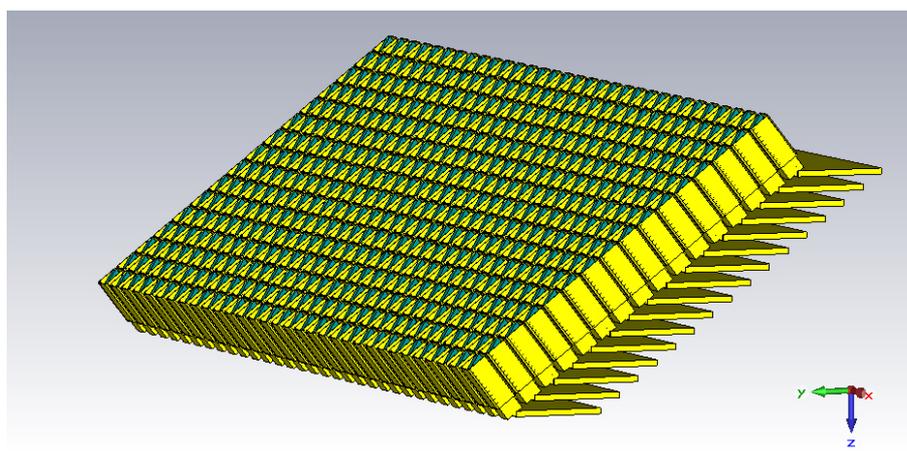
**Fig. 8.** Model of a linear antenna array of 32 elements with an in-phase and equal-amplitude power divider: a – appearance of a linear in-phase antenna array of 32 elements; b – polystyrene liner in the power divider and in the antenna elements. The thickness of the dielectric in the divider is 1,5 mm. The thickness of the phasing plates in square waveguides is 3 mm; c – period of arrangement of elements in a linear antenna array – 21 mm; d – longitudinal section of a linear antenna array with a power divider (fragment)



a



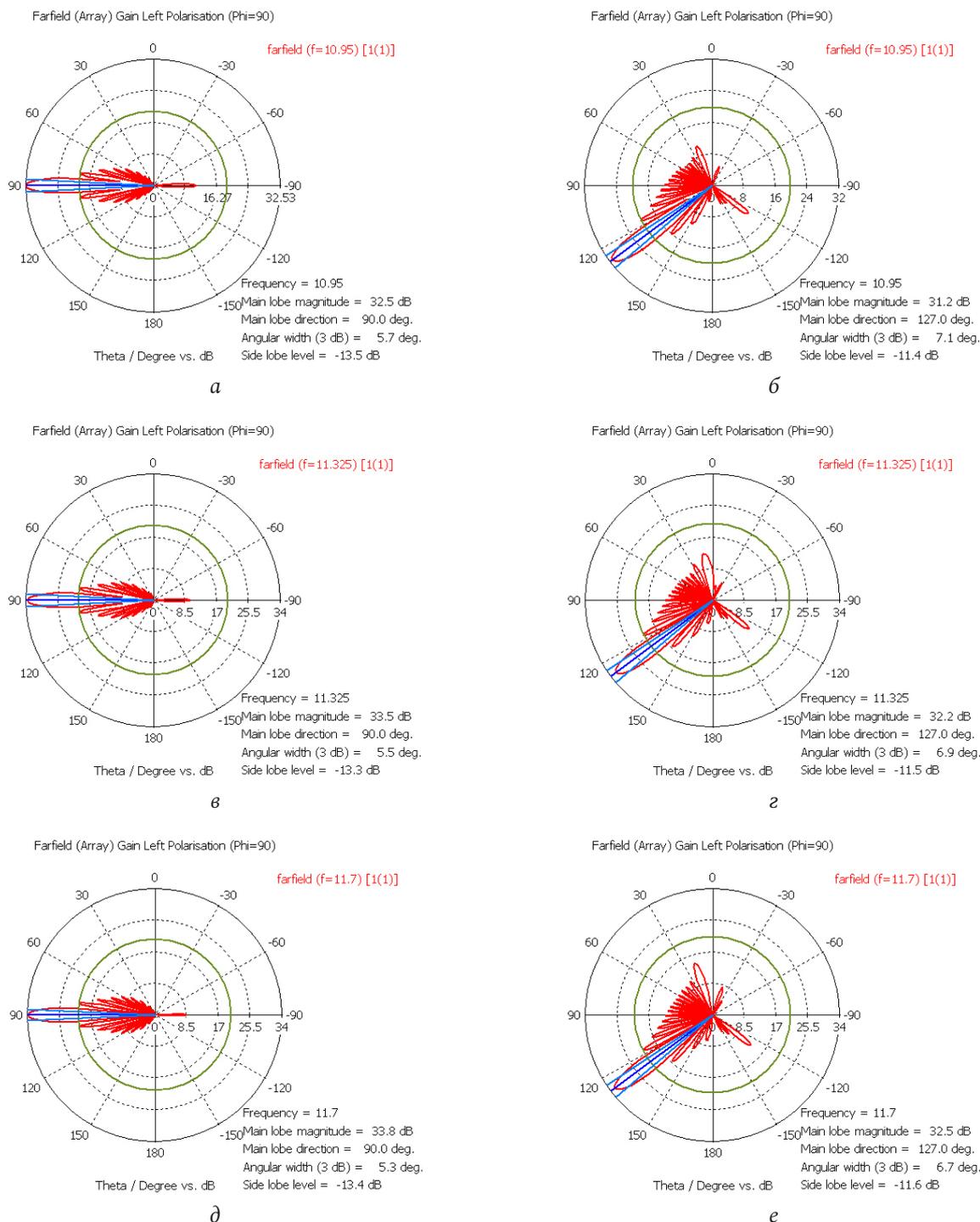
б



в

Рис. 9. Модель плоской антенной решетки, составленной из 16 линейных антенных решеток: а – плоская антенная решетка из  $32 \times 16$  элементов, составленная из 16 линейных антенных решеток. Размеры апертуры –  $665,5 \times 238 \text{ мм}^2$ ; б – период в угло-местной плоскости – 15 мм (уменьшен с целью снижения уровня боковых лепестков при широкоугольном сканировании); в – ФАР с  $32 \times 16$  элементов с делителями мощности, расположенными горизонтально. Апертура ФАР наклонена на угол 37,5 градусов в угло-местной плоскости. Высота модифицированной ФАР – 175 мм. Глубина ФАР с делителями мощности – 262 мм. Ширина ФАР – 665,5 мм

Fig. 9. Model of a flat antenna array composed of 16 linear antenna arrays: a – flat antenna array of  $32 \times 16$  elements, composed of 16 linear antenna arrays. Aperture dimensions –  $665,5 \times 238 \text{ mm}^2$ ; b – period in the angular-local plane – 15 mm (reduced in order to reduce the level of side lobes during wide-angle scanning); c – phased array with  $32 \times 16$  elements with power dividers located horizontally. The phased array aperture is tilted at an angle of 37,5 degrees in the elevation plane. The height of the modified phased array is 175 mm. The depth of the phased array with power dividers is 262 mm. Headlight array width – 665,5 mm



**Рис. 10.** Диаграммы направленности в вертикальной плоскости плоской антенной решетки, составленной из 16 линейных антенных решеток: *a* – ДН в вертикальной плоскости ФАР  $32 \times 16$  элементов при излучении по нормали к апертуре ФАР, частота – 10,95 ГГц; *b* – ДН в вертикальной плоскости ФАР  $32 \times 16$  элементов при излучении под углом 37,5 градуса к нормали к апертуре ФАР, частота – 10,95 ГГц; *c* – ДН в вертикальной плоскости ФАР  $32 \times 16$  элементов при излучении по нормали к апертуре ФАР, частота – 11,325 ГГц; *d* – ДН в вертикальной плоскости ФАР  $32 \times 16$  элементов при излучении под углом 37,5 градуса к нормали к апертуре ФАР, частота – 11,325 ГГц; *e* – ДН в вертикальной плоскости ФАР  $32 \times 16$  элементов при излучении по нормали к апертуре ФАР, частота – 11,7 ГГц; *f* – ДН в вертикальной плоскости ФАР  $32 \times 16$  элементов при излучении под углом 37,5 градуса к нормали к апертуре ФАР, частота – 11,7 ГГц

**Fig. 10.** Radiation patterns in the vertical plane of a flat antenna array composed of 16 linear antenna arrays: *a* – pattern in the vertical plane of the phased array  $32 \times 16$  elements when emitting normal to the phased array aperture, frequency – 10,95 GHz; *b* – pattern in the vertical plane of the phased array  $32 \times 16$  elements with radiation at an angle of 37,5 degrees to the normal to the phased array aperture, frequency – 10,95 GHz; *c* – pattern in the vertical plane of the phased array  $32 \times 16$  elements when emitting normal to the phased array aperture, frequency – 11,325 GHz; *d* – pattern in the vertical plane of the phased array  $32 \times 16$  elements with radiation at an angle of 37,5 degrees to the normal to the phased array aperture, frequency – 11,325 GHz; *e* – pattern in the vertical plane of the phased array  $32 \times 16$  elements when emitting normal to the phased array aperture, frequency – 11,7 GHz; *f* – pattern in the vertical plane of the phased array  $32 \times 16$  elements with radiation at an angle of 37,5 degrees to the normal to the phased array aperture, frequency – 11,7 GHz

(его величина уменьшена с 21 до 15 мм с целью снижения уровня боковых лепестков при широкоугольном сканировании в угло-местной плоскости).

Диаграммы направленности в вертикальной плоскости плоской антенной решеткой, составленной из 16 линейных антенных решеток, приведены на рис. 10.

### Заключение

Обобщим результаты проведенного моделирования плоской ФАР с волноводными элементами с круговой поляризацией.

В рассмотренной конструкции ФАР позиционирование главного лепестка диаграммы направленности в азимутальной плоскости осуществляется путем механического вращения антенной системы. Отказ от двухкоординатного электронного сканирования выбран, исходя из соображений снижения фазовращателей (или высокочастотных коммутаторов) и уменьшения себестоимости ФАР.

Высота ФАР с горизонтальным расположением делителей мощности, состоящей из  $32 \times 16$  элементов, составляет 175 мм. Глубина ФАР – 262 мм. Ширина ФАР – 665,5 мм.

Коэффициент усиления на частоте 10,95 ГГц – 32,5 дБ (по нормали) и 31,2 дБ – при отклонении луча на  $\pm 37,5^\circ$  в угло-местной плоскости (без учета потерь в линзе Ротмана и коммутаторе).

Коэффициент усиления на частоте 11,7 ГГц – 33,8 дБ (по нормали) и 32,5 дБ – при отклонении луча на  $\pm 37,5^\circ$  в угло-местной плоскости (без учета потерь в линзе Ротмана и коммутаторе).

При максимальном отклонении главного лепестка от нормали уровень боковых лепестков в вертикальной (угло-местной плоскости) повышается до уровня  $-11,4$  дБ, что незначительно превышает УБЛ при синфазном и равноамплитудном распределении поля в апертуре ФАР ( $-13,2$  дБ).

### Финансирование

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках государственного задания (проект № FZGM-2023-0011).

The work was carried out with the financial support of the Ministry of Science and Higher Education of the Russian Federation within the framework of the state assignment (project no. FZGM-2023-0011).

### Список литературы

1. Просвирина Н.В. Анализ и перспективы развития беспилотных летательных аппаратов // Московский экономический журнал. 2021. № 10. С. 560–575. DOI: <https://doi.org/10.24412/2413-046X-2021-10619>
2. Алгоритм фильтрации координат наземного источника несанкционированного радиоизлучения в системе спутниковой связи с прямой ретрансляцией / И.С. Полянский [и др.] // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2021. Т. 24, № 1. С. 67–77. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2021.24.1.67-77>
3. Разработка фазированной антенной решетки с запяткой от печатной линзы Ротмана для мобильного терминала спутниковой связи / Ю.Г. Пастернак [и др.] // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2021. Т. 24, № 2. С. 88–102. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2021.24.2.88-102>
4. 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>
5. Пастернак Ю.Г., Пендюрин В.А., Сафонов К.С. Антенная решетка с коммутационным сканированием в угло-местной плоскости // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2021. Т. 24, № 3. С. 100–106. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2021.24.3.100-106>

### Информация об авторах

**Пастернак Юрий Геннадьевич**, доктор технических наук, профессор Воронежского государственного технического университета, г. Воронеж, Россия.

Область научных интересов: электродинамика и техника СВЧ.  
E-mail: [pasternakuy@mail.ru](mailto:pasternakuy@mail.ru)

**Пендюрин Владимир Андреевич**, генеральный директор АО НПП «Автоматизированные системы связи», г. Воронеж, Россия.

Область научных интересов: электродинамика и техника СВЧ.  
E-mail: [pva777777@yandex.ru](mailto:pva777777@yandex.ru)

**Проскурин Дмитрий Константинович**, кандидат физико-математических наук, доцент, ректор Воронежского государственного технического университета, г. Воронеж, Россия.

Область научных интересов: электродинамика и техника СВЧ.  
E-mail: [pdk@vgasu.vrn.ru](mailto:pdk@vgasu.vrn.ru)

**Сафонов Кирилл Сергеевич**, младший научный сотрудник Воронежского государственного технического университета, г. Воронеж, Россия.

Область научных интересов: электродинамика и техника СВЧ.  
E-mail: [Safonov-kirik@mail.ru](mailto:Safonov-kirik@mail.ru)

# Physics of Wave Processes and Radio Systems

2024, vol. 27, no. 1, pp. 89–102

DOI 10.18469/1810-3189.2024.27.1.89-102  
UDC 621.396.67  
Original Research

Received 18 October 2023  
Accepted 20 November 2023  
Published 29 March 2024

## Antenna array of waveguide elements with dielectric phasing sections

Yuri G. Pasternak<sup>1</sup>, Vladimir A. Pendiurin<sup>2</sup>, Dmitry K. Proskurin<sup>1</sup>, Kirill S. Safonov<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Voronezh State Technical University  
84, 20-letiya Oktyabrya Street,  
Voronezh, 394006, Russia

<sup>2</sup> JSC RPE «Automated communication systems»  
108, Peshe-Streletsкая Street,  
Voronezh, 394062, Russia

**Abstract – Background.** The need to develop and continuously improve mobile and on-board high-speed satellite communication terminals, as well as satellite communication equipment with high secrecy of operation, emitting ultra-wideband signals, the spectral power density of which, measured at the input of receiving devices of radio monitoring complexes, should be significantly lower than the spectral power density of noise, is due to the following circumstances: ensuring reliable and high-quality communication military and civilian users; the development of the domestic element and technological base, import substitution; the need for rescue services in small-sized information transmission and reception systems; the need to develop satellite control systems for military and civilian equipment; the development of precision agriculture programs. An antenna array made of waveguide elements with dielectric phasing sections can serve as one such example. **Aim.** The model of the antenna element is considered, and its main characteristics are also given. A model of a linear antenna array consisting of 32 waveguide elements with phasing sections has been developed. Linear and flat antenna arrays based on a common-mode and equal-amplitude 1:32 power divider and antenna elements are considered. A model of a flat antenna array composed of 16 linear antenna arrays is also constructed and its main characteristics are given. **Methods.** The antenna element model is based on a circular waveguide with an internal diameter of 18 mm and a dielectric plate, the plane of which is oriented at an angle of 45° to the lines of force of the electric field intensity vector. The linear antenna array is powered by an equal amplitude and common-mode power divider, and the linear and flat antenna arrays are based on square waveguides with internal dimensions of 14×14 mm<sup>2</sup> with beveled internal corners. **Results.** It is shown that the gain at a frequency of 10,95 GHz is 32,5 dB (normal) and 31,2 dB when the beam is deflected by ±37,5° in the angular plane. The gain at a frequency of 11,7 GHz is 33,8 dB (normal) and 32,5 dB when the beam is deflected by ±37,5° in the angular plane. With the maximum deviation of the main lobe from the normal, the level of the side lobes in the vertical increases to the level of -11,4 dB, which slightly exceeds the UBL with in-phase and equal amplitude field distribution in the headlight aperture (-13,2 dB). **Conclusion.** In the considered headlight design, the positioning of the main lobe of the radiation pattern in the azimuthal plane is carried out by mechanical rotation of the antenna system. The rejection of two-coordinate electronic scanning was chosen based on considerations of reducing phase shifters (or high-frequency switches) and reducing the cost of headlights.

**Keywords** – mobile and airborne satellite communications; linear antenna arrays; round waveguides.

✉ Safonov-kirik@mail.ru (Kirill S. Safonov)

 © Yuri G. Pasternak et al., 2024

## References

1. N. V. Prosvirina, “Analysis and prospects for the development of unmanned aerial vehicles,” *Moskovskiy ekonomicheskiy zhurnal*, no. 10, pp. 560–575, 2021, doi: <https://doi.org/10.24412/2413-046X-2021-10619>. (In Russ.)
2. I. S. Polyansky et al., “Algorithm for filtering coordinates of a ground source unauthorized radio emission in a satellite communication system with direct retransmission,” *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 24, no. 1, pp. 67–77, 2021, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2021.24.1.67-77>. (In Russ.)
3. Yu. G. Pasternak et al., “Development of a phased array antenna powered by Rotman printed lens for a mobile satellite communication terminal,” *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 24, no. 2, pp. 88–102, 2021, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2021.24.2.88-102>. (In Russ.)
4. D. D. Gabrielyan 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.)
5. Yu. G. Pasternak, V. A. Pendiurin, and K. S. Safonov, “Antenna array with switching scanning in elevation plane,” *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 24, no. 3, pp. 100–106, 2021, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2021.24.3.100-106>. (In Russ.)

