

К 100-ЛЕТИЮ  
Б.В. СЕСТРОРЕЦКОГО

УДК 621.396.6

БОРТОВАЯ ФАЗИРОВАННАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА  
МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН

© 2023 г. Л. И. Пономарёв<sup>a, \*</sup>, А. А. Васин<sup>a</sup>, В. М. Крехтунов<sup>b</sup>, О. В. Терёхин<sup>a</sup>, Е. В. Комиссарова<sup>b</sup>

<sup>a</sup> Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет),  
Волоколамское шос., 4, Москва, 125993 Российская Федерация

<sup>b</sup> Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана  
(национальный исследовательский университет),  
2-я Бауманская ул., 5, Москва, 105005 Российская Федерация

\*E-mail: mai4062@mail.ru

Поступила в редакцию 20.02.2023 г.

После доработки 14.03.2023 г.

Принята к публикации 25.03.2023 г.

Определены требования, предъявляемые к характеристикам фазированных антенных решеток радиолокационных систем, предназначенных для зондирования земной поверхности с борта летательного аппарата. Рассмотрены особенности конструкции бортовой проходной фазированной антенной решетки с моноимпульсным облучателем. Приведены результаты расчета характеристик направленности и величины потерь коэффициента усиления фазированной антенной решетки.

DOI: 10.31857/S0033849423080107, EDN: YRVQWN

## ВВЕДЕНИЕ

Современные бортовые радиолокационные системы (БРЛС) должны обладать возможностью функционировать в различных режимах работы, например, в режиме обзора земной или морской поверхности лучом антенны и с помощью синтеза апертуры. Для повышения точности картографирования в режиме обзора или селекции целей на фоне наблюдаемой поверхности используются фазированные антенные решетки (ФАР) миллиметрового диапазона волн. Они обеспечивают возможность управления режимами работы БРЛС (управления лучом) и ее характеристиками, которые наилучшим образом отвечают требованиям конкретной ситуации.

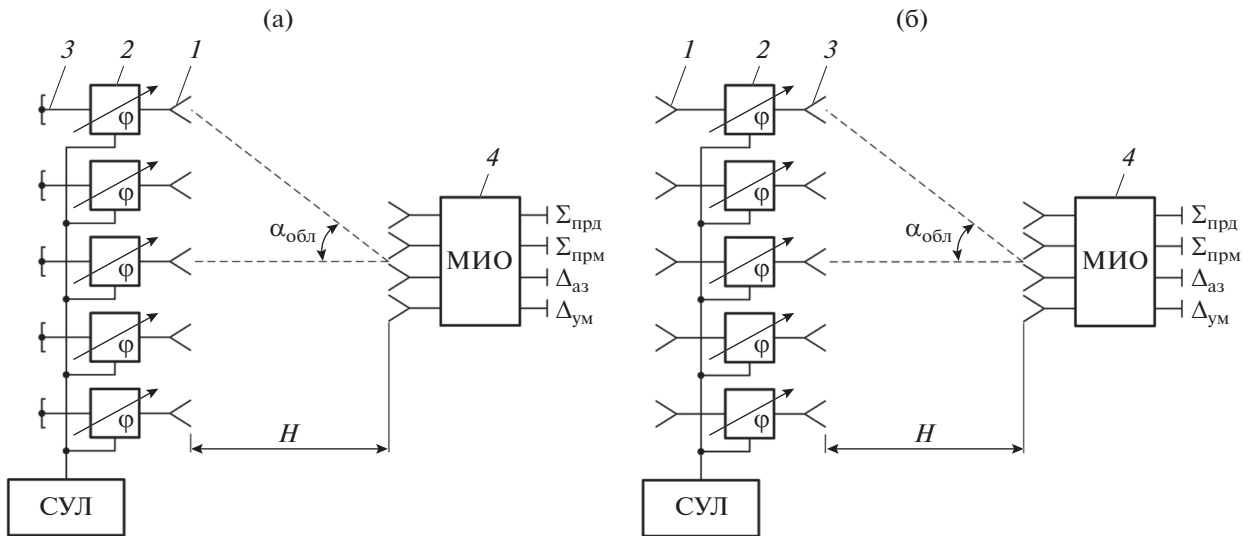
Для бортовых антенн, используемых в составе вертолетных и самолетных РЛС, одним из ограничений являются габаритные размеры [1]. Поэтому в настоящее время среди известных схем возбуждения многоэлементных малогабаритных антенных решеток (АР) предпочтение отдается системам с пространственным возбуждением в силу простоты их реализации по сравнению, например, с волноводными схемами возбуждения АР, а также дешевизны и удобства при реализации моноимпульсных систем. При создании ФАР с пространственным возбуждением возможно использование как проходной, так и отражательной схемы.

Цель данной работы – проанализировать характеристики и возможные схемные решения моноимпульсной бортовой ФАР миллиметрового диапазона волн, построенной по проходной схеме и обеспечивающей широкоугольное электрическое сканирование луча.

## 1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В отражательной ФАР система управления лучом (СУЛ) достаточно просто размещается на тыльной стороне АР (рис. 1а), что позволяет применять элементы ФАР с поперечными размерами, необходимыми для обеспечения широкоугольного электрического сканирования луча (например, в секторе до  $\pm 45^\circ$  по двум координатам). Также сравнительно просто реализуется возможность замены выходящих из строя элементов в раскрытом АР. Однако в отражательной ФАР имеет место затенение части ее раскрытия облучателем и элементами его крепления, что, кроме уменьшения коэффициента усиления (КУ) и увеличения уровня боковых лепестков (УБЛ), приводит также к возникновению дополнительных ошибок пеленгации целей при сканировании луча. Известно, что суммарные потери КУ отражательной ФАР по суммарному каналу в неотклоненном положении луча могут достигать 8.2 дБ [2].

От указанных недостатков свободны проходные ФАР с пространственным возбуждением



**Рис. 1.** Схемы отражательной (а) и проходной ФАР (б) с пространственным возбуждением; а: 1 – излучатель; 2 – фазовращатель; 3 – короткозамыкатель; 4 – моноимпульсный облучатель; б: 1 – апертурный излучатель; 2 – фазовращатель; 3 – приемный излучатель; 4 – моноимпульсный облучатель ( $\Sigma_{\text{прд}}$  – вход для формирования суммарной ДН в режиме передачи;  $\Sigma_{\text{прм}}$  – выход для формирования суммарной ДН в режиме приема;  $\Delta_{\text{аз}}$ ,  $\Delta_{\text{ум}}$  – выходы для формирования разностных ДН в режиме приема).

(рис. 1б), имеющие по сравнению с отражательными ФАР более высокий КУ, меньшие вносимые потери и УБЛ. Кроме того, применение проходной схемы дает возможность независимой оптимизации излучателей приемной и апертурной АР, выполняющих разные функции.

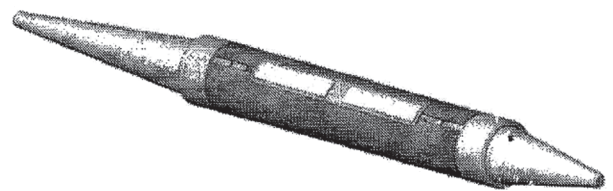
При построении ФАР в миллиметровом диапазоне волн возникают проблемы с плотным размещением элементов в раскрыве проходной АР (их невозможно располагать вплотную друг к другу) из-за сложности расположения ячеек управления фазовращателями и вывода проводов системы управления лучом на боковую поверхность ФАР. Эта задача решается либо применением неэквидистантного расположения излучателей в раскрыве ФАР, либо разработкой для проходной ФАР элементов с меньшими поперечными размерами по сравнению с элементами отражательной ФАР.

Классическая схема проходной ФАР, возбуждаемой моноимпульсным облучателем (МИО), приведена на рис. 1б. Она включает в себя АР, содержащую  $N$  интегрированных элементов, МИО и СУЛ. Апертурные излучатели 1 формируют диаграмму направленности (ДН) ФАР. Приемные излучатели 3 участвуют в формировании амплитудного распределения поля в раскрыве антенны. МИО 4 в режиме передачи обеспечивает формирование суммарной ДН (вход  $\Sigma_{\text{прд}}$ ), а в режиме приема – суммарной и двух разностных ДН (выходы  $\Sigma_{\text{прм}}$ ,  $\Delta_{\text{аз}}$ ,  $\Delta_{\text{ум}}$ ). В проходной ФАР, в отличие от отражательной, имеется возможность независимой оптимизации каждой из решеток излучателей 1

и 3, за счет чего при пространственной схеме возбуждения раскрыва ФАР можно добиться более высоких значений КУ ФАР и улучшения других характеристик.

В табл. 1 приведены типичные требования к характеристикам ФАР бортовой РЛС [1, 3], предназначенной для зондирования земной поверхности.

В качестве интегрированного элемента полотна проходной ФАР можно использовать устройство [4], содержащее приемный и апертурный диэлектрические излучатели, волноводный ферритовый фарадеевский фазовращатель (ФВ) и корпус в виде тонкостенной гильзы (рис. 2). Выбор данного конструктивного решения элемента ФАР обусловлен его габаритными размерами и электрическими характеристиками; в рассматриваемом диапазоне волн его вес равен 2 г, а диаметр не превышает  $0.55\lambda_0$ , что позволяет использовать его в ФАР с широкоугольным сканированием луча с отклонением от нормали к раскрыву до  $\pm 60^\circ$ .



**Рис. 2.** Интегрированный элемент проходной ФАР [4].

**Таблица 1.** Типичные требования к характеристикам бортовой ФАР миллиметрового диапазона волн с МИО

Параметр	Значение
Диапазон частот	Ка
Требуемая полоса частот, %	2
Поляризация	Горизонтальная
Ширина ДН по уровню 0.707 по полю (по нормали), град:	
в горизонтальной плоскости	1.1
в вертикальной плоскости	5...6
Сектор сканирования луча относительно нормали к раскрыву, град:	
в горизонтальной плоскости	$\pm 60$
в вертикальной плоскости	$\pm 45$
КУ антенны по нормали, дБ	29...31
Допустимый УБЛ по нормали, дБ:	
в горизонтальной плоскости	-20...-22
в вертикальной плоскости	-22...-24

Данный интегрированный элемент ФАР приведен в каталоге изделий ([http://www.magneton.ru/cat.php?id=105#main\\_top](http://www.magneton.ru/cat.php?id=105#main_top)). Этот элемент ФАР является взаимным при работе на кругополяризованных волнах. Однако в соответствии с требованиями к характеристикам, приведенным в табл. 1, ФАР должна излучать и принимать линейно поляризованные волны. В связи с этим проведена модернизация интегрированного элемента [6–8], в котором между ФВ и апертурным излучателем установлен невзаимный магнитный квадрупольный поляризатор. Эскиз модернизированного элемента ФАР приведен на рис. 3.

Рассматриваемый элемент ФАР содержит последовательно соединенные приемный излучатель, принимающий от облучателя волну с круговой поляризацией поля, волноводный ферритовый фарадеевский ФВ с магнитной памятью, невзаимный магнитный квадрупольный преобразователь поляризации с магнитным экраном и элементами настройки выполнен в виде четырех постоянных магнитов вместе с ФВ на едином ферритовом стержне квадратного сечения с токопроводящим покрытием боковой поверхности и апертурный излучатель с поляризационной развязкой, излу-

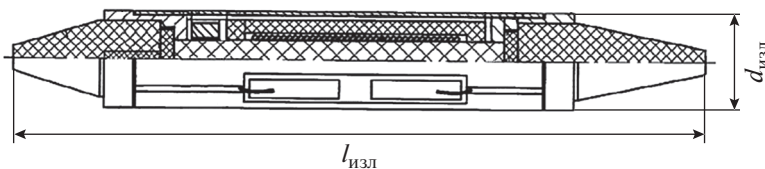
чающий и принимающий волну с линейной поляризацией.

Возбуждение антенного полотна ФАР осуществляется волноводным МИО, излучающим и принимающим волны с круговой поляризацией, который в режиме передачи формирует суммарную ДН, а в режиме приема – суммарную и две разностные ДН (в азимутальной и угломестной плоскостях).

## 2. РАСЧЕТ ГЕОМЕТРИИ РАСКРЫВА ФАР

С учетом предъявляемых требований к характеристикам направленности ФАР раскрыв полотна АР выбран в виде эллипса (рис. 4) с размерами осей  $L_x \approx 61.5\lambda_0$  и  $L_y \approx 12\lambda_0$  ( $\lambda_0$  – средняя длина волны рабочего диапазона частот) в горизонтальной и вертикальной плоскостях соответственно.

Для уменьшения числа элементов ФАР при сохранении широкого сектора сканирования луча выбрана “гексагональная” сетка расположения излучателей в раскрыве антенны (см. рис. 4). В АР с представленной геометрией шаг решетки выбирается с учетом возможности сборки полотна АР в виде системы линейных модулей [10] и

**Рис. 3.** Модернизированный интегрированный элемент проходной ФАР [6].

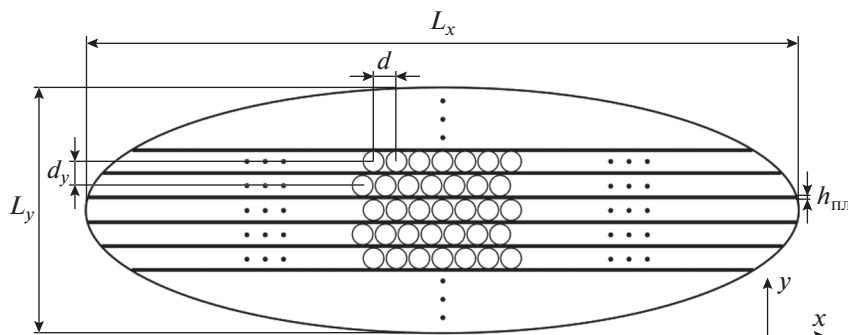


Рис. 4. Геометрия раскрыва полотна ФАР и схема размещения излучателей.

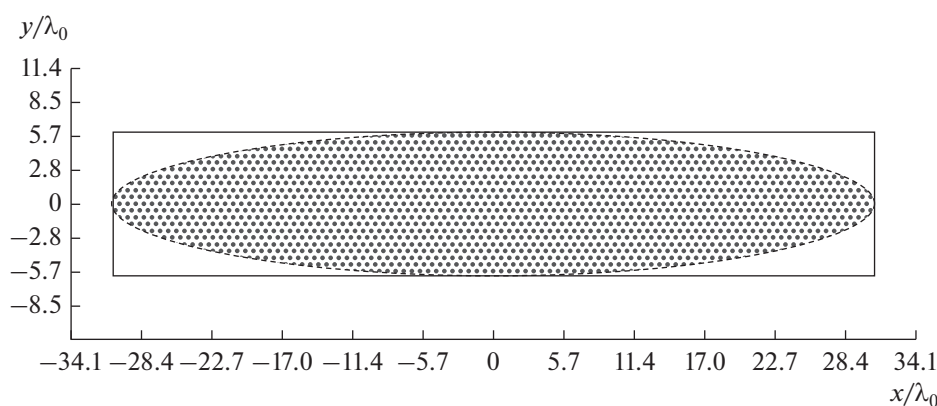


Рис. 5. Рассчитанная геометрия полотна ФАР.

расположения элементов ФАР на металлической ленте с многопроводной печатной платой толщиной  $h_{пл}$ . При этом расстояние между излучателями определяется следующими соотношениями для плоскостей  $XOZ$  и  $YOZ$  соответственно:

$$\frac{d_{изл}}{2} \leq \frac{\lambda_{мин}}{1 + \sin(\theta_{отк}^x)};$$

$$d_{изл} + h_{пл} \leq \frac{\lambda_{мин}}{1 + \sin(\theta_{отк}^y)},$$

где  $\theta_{отк}^x$ ,  $\theta_{отк}^y$  – максимальные углы отклонения луча в горизонтальной и вертикальной плоскостях;  $\lambda_{мин}$  – минимальная рабочая длина волны.

Наиболее “опасной” плоскостью появления побочных главных лепестков в множителе АР является плоскость  $YOZ$ , поэтому допустимый диаметр элемента ФАР находится из условия отсутствия побочных главных лепестков в множителе АР именно в этой плоскости во всем секторе сканирования луча и составляет  $0.56\lambda_0$  при толщине ленты линейного модуля  $h_{пл} = 0.2$  мм.

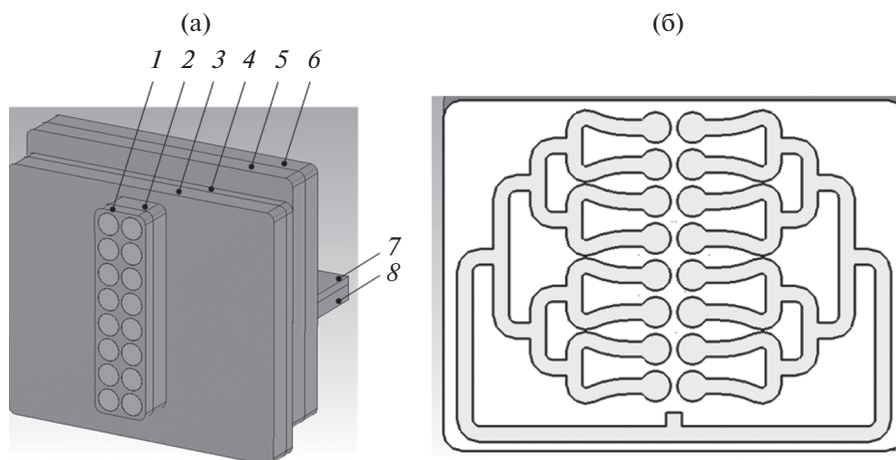
В соответствии с приведенными выше соотношениями диаметр элемента ФАР выбран равным

4.8 мм (размер серийно выпускаемого элемента ФАР по патенту [4]). При этом значения шагов расположения излучателей в узлах косоугольной сетки (см. рис. 4) в вертикальной и горизонтальной плоскостях полотна АР были выбраны следующими:  $d_y = 0.56\lambda_0$ ,  $d = 0.65\lambda_0$ .

На рис. 5 представлен эскиз раскрыва полотна ФАР, состоящего из 21 линейного модуля. Число элементов в каждой линейке (при нумерации линеек сверху вниз) составляет: 31, 50, 61, 70, 77, 82, 87, 90, 93, 94, 93, 94, 93, 90, 87, 82, 77, 70, 61, 50, 31. Общее число элементов АР равно 1563.

### 3. СИСТЕМА ВОЗБУЖДЕНИЯ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ПРИЕМНЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ

Амплитудное распределение поля в раскрыве антенной решетки приемных излучателей создается полем излучения моноимпульсного облучателя с диаграммой направленности  $F_{обл}(\theta, \varphi)$ . МИО представляет собой 16-элементную АР ( $2 \times 8$ ) квадратных волноводов, излучающих волны с круговой поляризацией поля и возбуждаемых в режиме передачи синфазно и равноамплитудно.



**Рис. 6.** Конструкция 16-элементного МИО: а – общий вид; б – детализация схемы МИО в поперечном сечении одной из плит; 1 – плата с излучателями в виде открытых концов волноводов; 2 – плата с поляризаторами; 3, 4 – полукорпуса плиты, в которой располагается делитель мощности в суммарном передающем канале; 5, 6 – полукорпуса плиты, в которой располагается сумматор мощностей приемных каналов (суммарном и разностном азимутальном); 7, 8 – полукорпуса плиты, в которой располагается делитель мощности в приемном разностном угломестном канале.

Конструкция МИО должна обеспечивать не только получение высоких электрических характеристик, но и иметь малые габаритные размеры и массу, быть технологичной, простой в сборке и настройке.

В рассматриваемом примере волноводы облучателя излучают электромагнитные волны с круговой поляризацией поля. В связи с этим в нем должны содержаться  $\pi/2$ -поляризаторы, преобразующие в режиме передачи линейно поляризованные волны в волны с круговой поляризацией поля и осуществляющие обратное преобразование в режиме приема, а также селекторы поляризации, обеспечивающие разделение линейных ортогонально поляризованных волн.

Раскрыв МИО содержит 16 открытых концов квадратных волноводов, объединенных в блок излучателей. Шестнадцать волноводных поляризаторов, объединенных в блок поляризаторов, обеспечивают работу на волнах с круговой поляризацией электромагнитного поля. Разделение передающего и приемного волноводных трактов выполняется с помощью 16 селекторов поляризации, образующих блок селекторов поляризации. Приемный тракт облучателя обеспечивает формирование суммарного и двух разностных сигналов в азимутальной и угломестной плоскостях.

Отдельные узлы и блоки МИО изготавливаются по технологии получения волноводных узлов методом фрезерования цельно-монолитных плит [8]. Такое исполнение облучателя имеет ряд преимуществ: изготовление волноводных каналов на современном оборудовании позволяет обеспечить высокую точность и симметрию каналов облучателя, а также хорошую повторяемость характеристик при серийном производстве; за счет ма-

лого числа деталей упрощается процесс сборки и настройки облучателя.

На рис. 6а представлен общий вид МИО, на рис. 6б – вариант практической реализации плиты МИО, в которой располагается делитель мощности в суммарном передающем канале.

#### 4. РАСЧЕТ ХАРАКТЕРИСТИК АНТЕННЫХ РЕШЕТОК

Амплитудное распределение поля в раскрыве ФАР определяется следующим выражением:

$$E_{\text{апер},m,n} = \frac{\exp(-ikr_{m,n})}{r_{m,n}} F_{1\text{обл}}(\theta_{m,n}, \varphi_{m,n}) \times \\ \times F_{\Sigma\text{обл}}(\theta_{m,n}, \varphi_{m,n}) F_{1\text{ФАР}}^{\text{прм}}(\theta_{m,n}, \varphi_{m,n}),$$

где  $m = 1, \dots, M$ ,  $n = 1, \dots, N_m$  – порядковый номер линейки в полотне ФАР и элемента в линейке соответственно;  $M$  – число линеек в полотне ФАР;  $N_m$  – число элементов в  $m$ -й линейке;  $F_{1\text{обл}}(\theta_{m,n}, \varphi_{m,n})$  – значение ДН излучателя АР МИО в виде открытого конца квадратного волновода в направлении, характеризуемом углами  $\theta_{m,n}, \varphi_{m,n}$ ;  $F_{1\text{ФАР}}^{\text{прм}}(\theta_{m,n}, \varphi_{m,n})$  – значение ДН элемента ФАР (записанной в системе координат, начало которой расположено в фазовом центре АР МИО) в режиме приема в направлении, характеризуемом углами  $\theta_{m,n}, \varphi_{m,n}$ ;  $\theta_{m,n}, \varphi_{m,n}$  – углы, определяющие положение линии, соединяющей фазовые центры облучателя  $(x_0, y_0, z_0)$  и элемента полотна ФАР с координатами  $(x_{m,n}, y_{m,n}, z_{m,n})$ ;  $F_{\Sigma\text{обл}}(\theta_{m,n}, \varphi_{m,n})$  – значение множителя решетки МИО в направлении, характеризуемом углами  $\theta_{m,n}, \varphi_{m,n}$ , который для суммарного канала (суммарный, разностный по азимуту, разностный по углу места) имеет вид

$$F_{\Sigma \text{ обл}}(\theta_{m,n}, \varphi_{m,n}) = \sum_{p=1}^2 \sum_{l=1}^8 \exp\{ik[x_{l,p} \sin(\theta_{m,n}) \cos(\varphi_{m,n}) + y_{l,p} \sin(\theta_{m,n}) \sin(\varphi_{m,n})]\},$$

где  $p, l$  – порядковый номер элемента АР облучателя в горизонтальной и вертикальной плоскостях соответственно;  $x_{l,p}, y_{l,p}$  – координаты элемента АР облучателя с номером  $l, p$  в горизонтальной и вертикальной плоскостях соответственно.

При оценке направленных свойств ФАР предполагается, что ДН элемента ФАР в составе решетки как в режиме приема, так и в режиме передачи имеет “оптимальный” вид:

$$F_{1\text{ФАР}}^{\text{прд}}(\theta, \varphi) = F_{1\text{ФАР}}^{\text{прм}}(\theta, \varphi) = \sqrt{\cos \theta}.$$

Очевидно, что амплитудное распределение поля в раскрыве ФАР зависит от расстояния  $H$  от фазового центра облучателя до плоскости раскрыва АР приемных излучателей.

На рис. 7 представлено нормированное амплитудное распределение  $A_{n,m}$  по средней линейке ФАР, рассчитанное по соотношению для  $E_{\text{апер } m,n}$  для 16-элементного облучателя, на расстояниях  $H \approx 45\lambda_0, 40\lambda_0, 35\lambda_0$ .

Коэффициент использования площади раскрыва решетки апертурных излучателей определяется выражением

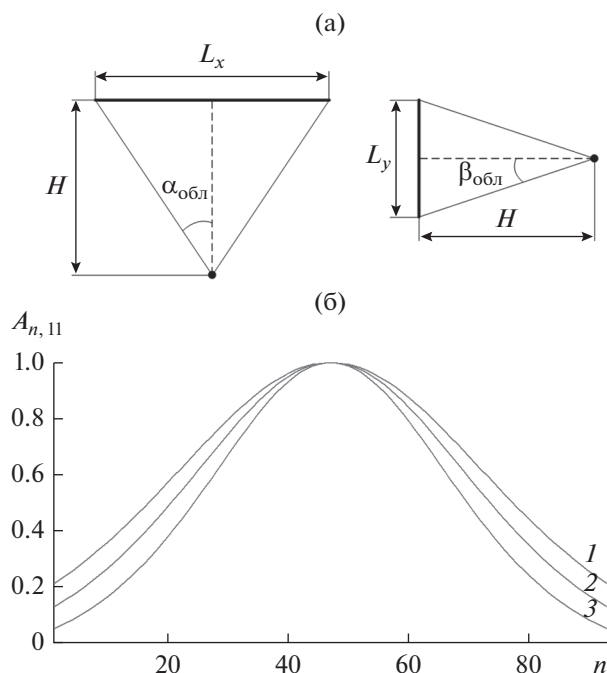


Рис. 7. Взаимное расположение раскрыва ФАР и фазового центра АР МИО (а) и графическое представление (б) амплитудного распределения вдоль средней линейки ( $m = 11$ ) полотна ФАР, создаваемого МИО при расположении от ФАР на различных расстояниях:  $H = 45\lambda_0$  (1),  $40\lambda_0$  (2),  $35\lambda_0$  (3).

$$v_{\text{ФАР}} = \frac{|F_{\text{ФАР}}(\theta_0, \varphi_0)|^2 \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^{N_m} |E_{\text{апер } 0m,n}|^2}{|F_{\text{ФАР0}}(\theta_0, \varphi_0)|^2 \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^{N_m} |E_{\text{апер } m,n}|^2},$$

где  $E_{\text{апер } 0m,n}, F_{\text{ФАР0}}(\theta_0, \varphi_0)$  – соответственно равномерное амплитудное распределение по излучателям ФАР и ДН ФАР при таком амплитудном распределении.

При заданных параметрах облучателя и его характеристике направленности произведение КИП антенного полотна ФАР на коэффициент полезного действия (КПД) облучателя  $\eta_{\text{обл}}$ , учитывающего потери излучения МИО мимо полотна АР, зависит только от расстояния  $H/\lambda_0$  (рис. 8).

В табл. 2 приведены основные расчетные данные по влиянию взаимного расположения полотна ФАР и МИО на характеристики направленности антенной системы в целом. В этой же таблице приведены результаты расчета уровня первых боковых лепестков в горизонтальной ( $q_x$ ) и вертикальной ( $q_y$ ) плоскостях, а также значения уровня ДН облучателя в направлениях, характеризуемых углами  $\alpha_{\text{обл}}$  и  $\beta_{\text{обл}}$ , для случаев вертикальной и горизонтальной поляризации облучателя.

Оценим, как влияют различия ДН облучателя для горизонтальной и вертикальной поляризаций на коэффициент эллиптичности электромагнитной волны, падающей на раскрыв решетки приемных излучателей. Коэффициент эллиптичности  $\gamma$  в данном случае вводится соотношением

$$\gamma = \frac{|F_{H \text{ обл}}(\theta, \varphi)|}{|F_{E \text{ обл}}(\theta, \varphi)|},$$

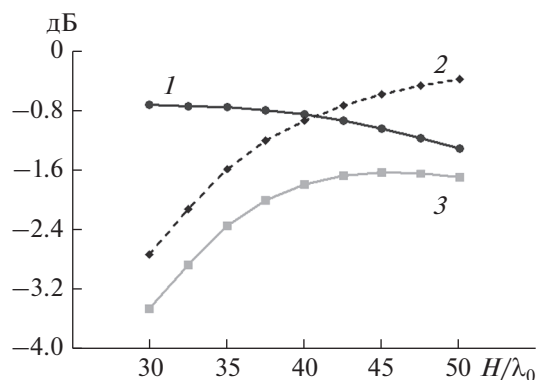


Рис. 8. Зависимости КПД облучателя  $\eta_{\text{обл}}$  (1), КИП антенного полотна ФАР (2) и их произведения (3) от относительного расстояния  $H/\lambda_0$ .

**Таблица 2.** Расчетные данные по влиянию взаимного расположения полотна ФАР и МИО на характеристики направленности антенной системы в целом в случаях вертикальной и горизонтальной поляризации поля облучателя

$H$	$\alpha_{\text{обл}}$ , град	$\beta_{\text{обл}}$ , град	$A_x$ ( $A_x$ , дБ)	$A_y$ ( $A_y$ , дБ)	$q_x$ , дБ	$q_y$ , дБ	$v_{\text{ФАР}}$ ( $v_{\text{ФАР}}$ , дБ)
Вертикальная поляризация							
$35\lambda_0$	42	10	0.065 (–23.8)	0.021 (–33.5)	–35.5	–25.3	0.693 (–1.6)
$40\lambda_0$	37.7	8.6	0.166 (–15.6)	0.18 (–15)	–34.4	–23.2	0.805 (–0.94)
$45\lambda_0$	34.1	7.5	0.26 (–11.7)	0.32 (–9.95)	–30.2	–21.6	0.874 (–0.59)
Горизонтальная поляризация							
$35\lambda_0$	42	10	0.056 (–25)	0.022 (–33.3)	–35.3	–26.1	0.693 (–1.6)
$40\lambda_0$	37.7	8.6	0.146 (–16.7)	0.191 (–14.4)	–34.9	–23.1	0.805 (–0.94)
$45\lambda_0$	34.1	7.5	0.24 (–12.4)	0.316 (–10)	–31.2	–21.4	0.874 (–0.59)

Примечание. Двойные параметры, например запись  $A_x$  ( $A_x$ , дБ), означают: первое значение параметра в разгах (в линейном масштабе), второе значение в децибелах (в логарифмическом масштабе).

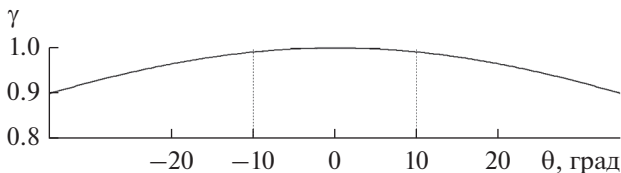
где  $F_{H\text{обл}}(\theta, \varphi)$ ,  $F_{E\text{обл}}(\theta, \varphi)$  – соответственно ДН облучателя в одной и той же плоскости по составляющим магнитного и электрического излучаемых полей.

На рис. 9 представлена зависимость коэффициента эллиптичности  $\gamma$  от направления излучения в вертикальной плоскости. Снижение коэффициента эллиптичности приводит, в общем случае, к некоторому падению КУ ФАР.

С учетом амплитуд  $A_{mn}$  и фаз возбуждения приемных излучателей МИО и соответствующего фазирования апертурных излучателей АР в направлении  $(\theta_0, \varphi_0)$  ДН ФАР определяется выражением

$$F(\theta, \varphi) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^{N_m} A_{m,n} F_{1\text{ФАР}}^{\text{прд}}(\theta, \varphi) \times \exp[-ik \sin \theta_{\text{отк}} (x_{m,n} \cos \varphi_{\text{отк}} + y_{m,n} \sin \varphi_{\text{отк}})] \times \exp[ik \sin \theta (x_{m,n} \cos \varphi + y_{m,n} \sin \varphi)],$$

где  $m, n$  – порядковый номер линейки в полотне ФАР и элемента в линейке соответственно;  $x_{m,n}, y_{m,n}$  – координаты элемента ФАР с номером  $m, n$  в горизонтальной и вертикальной плоскостях соответственно;  $M$  – число линеек в полотне ФАР;  $N_m$  – число элементов в  $m$ -й линейке;  $A_{m,n}$  – амплитуда возбуждения  $n$ -го приемного элемента в



**Рис. 9.** График угловой зависимости коэффициента эллиптичности; вертикальными пунктирными линиями обозначены угловые секторы, в которых важно изменение величины коэффициента эллиптичности.

$m$ -й линейке полотна ФАР;  $F_{1\text{ФАР}}^{\text{прд}}(\theta, \varphi)$  – ДН элемента ФАР в режиме передачи (апертурного излучателя);  $\theta_{\text{отк}}, \varphi_{\text{отк}}$  – углы, характеризующие направление отклонения луча ДН ФАР в угломестной и азимутальной плоскостях соответственно.

Диаграмма направленности ФАР при заданном амплитудном распределении поля в двух ортогональных плоскостях для случаев формирования луча по нормали к раскрытию ФАР и отклонения его от нормали на край сектора сканирования при  $H = 45\lambda_0$  приведены на рис. 10.

Как видно из приведенных суммарных ДН, в случае отклонения луча на край сектора сканирования УБЛ увеличивается в вертикальной плоскости до –21 дБ, а в горизонтальной до –28.3 дБ.

На рис. 11 представлены разностные ДН ФАР в двух ортогональных плоскостях для случаев неотклоненного положения луча и при его отклонении от нормали на край сектора сканирования.

При известной ДН облучателя решетка приемных и апертурных излучателей дает возможность рассчитать другие параметры ФАР: коэффициент направленного действия (КНД), КИП, поляризационные характеристики, а также оценить влияние некоторых источников СВЧ-потерь.

Основным параметром, определяющим качество антенной системы в целом, является ее КУ, рассчитываемый по формуле

$$G(\theta_{\text{отк}}, \varphi_{\text{отк}}, \lambda) = D_0(\theta_{\text{отк}}, \varphi_{\text{отк}}, \lambda) \mu_{\text{эф}}(\theta_{\text{отк}}, \varphi_{\text{отк}}, \lambda),$$

где  $D_0(\theta_{\text{отк}}, \varphi_{\text{отк}}, \lambda) = (2\pi R/\lambda)^2$  – КНД круглого раскрытия, эквивалентного эллиптическому раскрытию ФАР, с синфазным и равноамплитудным возбуждением;  $\mu_{\text{эф}}(\theta_{\text{отк}}, \varphi_{\text{отк}}, \lambda) = v(\theta_{\text{отк}}, \varphi_{\text{отк}}, \lambda) \times \eta(\theta_{\text{отк}}, \varphi_{\text{отк}}, \lambda)$  – коэффициент эффективности ФАР, часто называемый в литературе “обобщенный” КИП;  $v(\theta_{\text{отк}}, \varphi_{\text{отк}}, \lambda) = S_{\text{эф}}(\theta_{\text{отк}}, \varphi_{\text{отк}}, \lambda)/S_0$  –

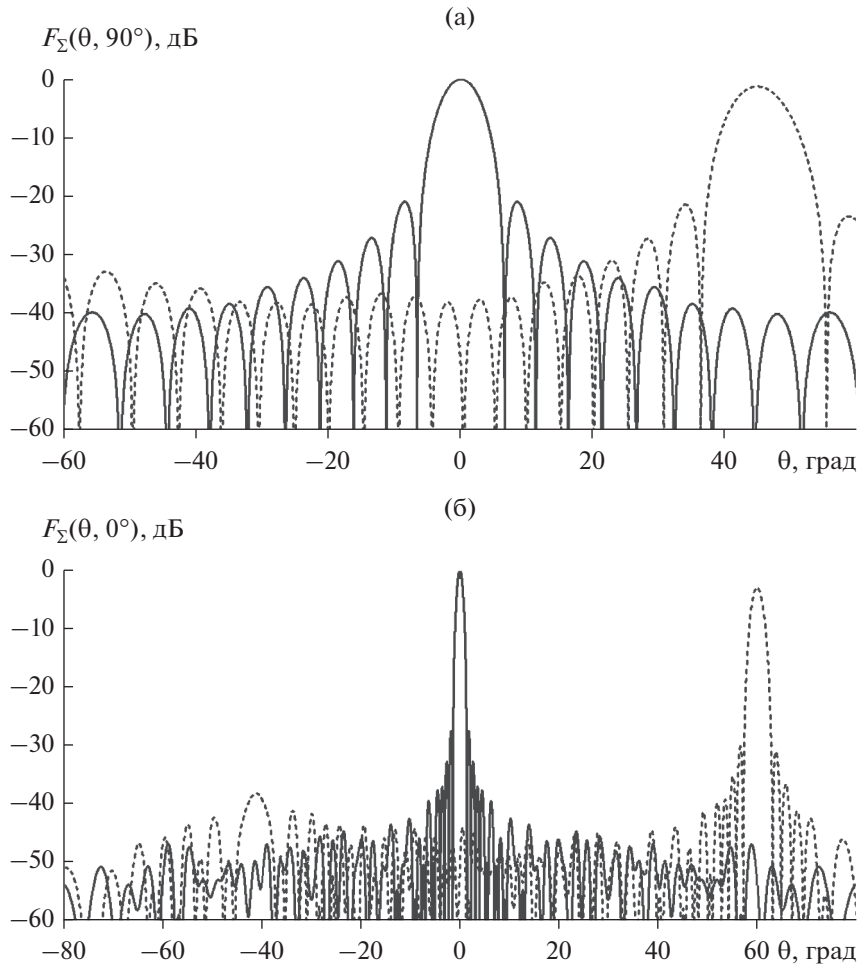


Рис. 10. Суммарные ДН ФАР в вертикальной (а) и горизонтальной (б) плоскости: сплошные кривые –  $\theta_{отк} = 0^\circ$ , штриховые –  $\theta_{отк} = 45^\circ$  (а) и  $\theta_{отк} = 60^\circ$  (б).

коэффициент использования площади раскрыва;  $S_{эф}(\theta_{отк}, \varphi_{отк}, \lambda)$  – эффективная площадь раскрыва АР;  $S_0$  – геометрическая площадь раскрыва;  $\theta_{отк}$  и  $\varphi_{отк}$  – углы, определяющие направление отклоненного луча ФАР;  $\eta(\theta_{отк}, \varphi_{отк}, \lambda) = \prod_{k=1}^K \eta_k$  – коэффициент полезного действия, учитывающий все виды потерь СВЧ-энергии в ФАР;  $K$  – число источников наиболее значимых СВЧ-потерь;  $\eta_1 = \eta_{обл}$  – КПД облучателя, связанный с потерями излучения мимо полотна АР;  $\eta_2 = \eta_{изл}$  – КПД интегрированного элемента ФАР;  $\eta_3 = \eta_{ф}$  – КПД, связанный с потерями из-за фазовых ошибок в раскрыве апертуры;  $\eta_4 = \eta_{лп}$  – КПД, связанный с ошибками преобразования круговой поляризации в линейную;  $\eta_5 = \eta_{пр}$  – КПД, связанный с прочими потерями, обусловленными отражениями от входов облучателя и отдельных излучателей ФАР, а также зависимостью коэффициента эллиптичности поля облучателя, падающего на приемные излучатели под разными углами.

При выбранной ДН отдельного излучателя в виде  $\sqrt{\cos \theta}$  максимально возможное значение КНД ФАР при отклонении луча в произвольном направлении, характеризующимся углом  $(\theta_{отк}, \varphi_{отк})$ , определяется соотношением

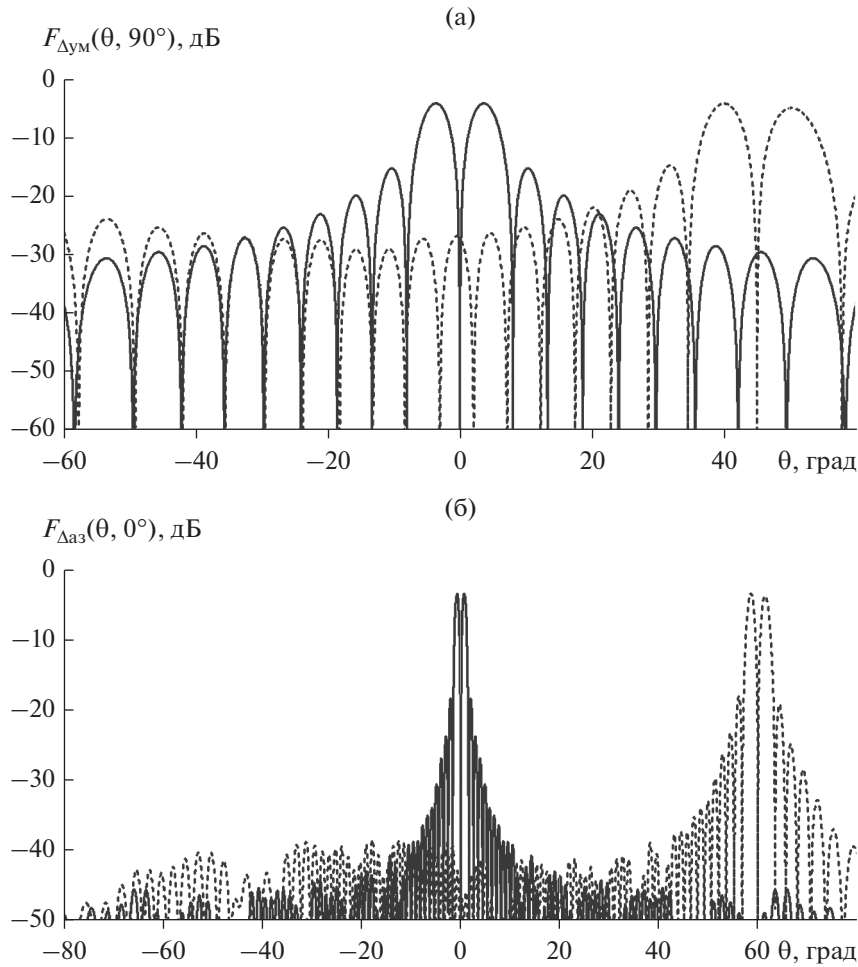
$$D(\theta_{отк}, \varphi_{отк}, \lambda) = \frac{\pi^2}{\lambda^2} L_x L_y \nu_{ФАР} \cos \theta_{отк}.$$

Для  $H \approx 45\lambda_0$  и заданных размеров излучающей апертуры максимальное значение КНД раскрыва апертурных излучателей при  $\theta_{отк} = 0^\circ$  составляет 38 дБ.

Оценим первую составляющую потерь  $\eta_{обл}$ , величину которой можно рассчитать по формуле

$$\eta_{обл} = \frac{\int_0^{\pi/2} \int_0^{\beta(\varphi)} F_{обл}^2(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi}{\int_0^{\pi/2} \int_0^{\pi/2} F_{обл}^2(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi},$$





**Рис. 11.** Разностная ДН ФАР в вертикальной (а) и горизонтальной (б) плоскости: сплошные кривые –  $\theta_{отк} = 0^\circ$ , штриховые –  $\theta_{отк} = 45^\circ$  (а) и  $\theta_{отк} = 60^\circ$  (б).

где  $F_{обл}(\theta, \varphi)$  – ДН облучателя;  $\beta(\varphi)$  – телесный угол, характеризующий направление на край раскрыва приемных излучателей в плоскости  $\varphi = \text{const}$ , рассчитываемый по формуле

$$\beta(\varphi) = \frac{1}{2H} \frac{L_x L_y \sqrt{1 + \text{tg}^2 \varphi}}{\sqrt{L_y^2 + L_x^2 \text{tg}^2 \varphi}}.$$

График зависимости параметра  $\eta_{обл}$ , учитывающего потерю энергии облучателя за счет ее “переливания” за края раскрыва полотна ФАР, от относительного расстояния  $H/\lambda_0$  показан на рис. 12.

Ожидаемые величины других сомножителей  $\eta$ , рассчитанные или задаваемые из литературных источников [2], представлены в табл. 3.

**Таблица 3.** Потери КУ ФАР в суммарном канале при неотклоненном луче для  $H = 45\lambda_0$

Составляющая потеря КУ	Величина потерь, дБ
Перелив энергии облучателя за края раскрыва ФАР	1.05
Рассогласование поля волны облучателя с ДН решетки приемных излучателей	0.92
Потери в фазовращателях и излучателях ФАР на поглощение и отражение	1.5
Потери в тракте МИО	1.0
Случайные фазовые ошибки в раскрыве ФАР	0.24
Дискретность фазирования	0.22
Отражение энергии при КСВН на входе ФАР, равном 1,3	0.07
Суммарные потери, дБ	5

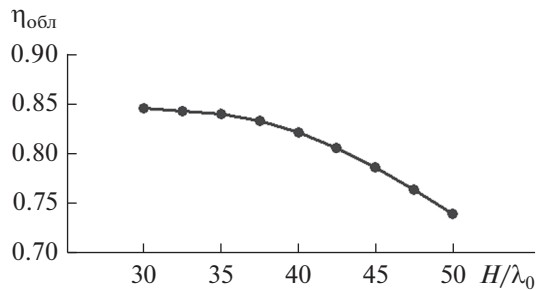


Рис. 12. Зависимость  $\eta_{\text{обл}}$  от  $H/\lambda_0$ .

С учетом данных табл. 3, а также величины КНД ФАР с раскрытием эллиптической формы с размерами  $(61.5\lambda_0 \times 12\lambda_0)$ , равной 38 дБ (при апертурном КИП = 0.87), КУ ФАР в неотклоненном положении луча составляет  $G \approx 33$  дБ.

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Исследованы возможности реализации малогабаритной бортовой ФАР проходного типа с МИО для РЛС Ка-диапазона частот, предназначенной для зондирования земной поверхности.

Рассмотрен вариант конструкции 16-канального волноводного МИО, обеспечивающего оптимальное возбуждение излучающего полотна ФАР эллиптической формы.

Показана возможность создания ФАР с предельно высокими характеристиками направленности в широком секторе углов сканирования луча в двух плоскостях (до  $\pm 60^\circ$  в одной плоскости и до  $\pm 45^\circ$  в ортогональной плоскости). При этом уменьшение КУ лежит в интервале от 5 дБ при формировании луча по нормали до 8 дБ при отклонении луча на границы сектора сканирования ( $\pm 60^\circ$ ).

Наличие современной элементной базы ФАР Ка-диапазона частот (серийно выпускаемые интегрированные элементы ФАР [4, 6], высокотехнологичные моноимпульсные облучатели [9], способ сборки многоэлементных ФАР в виде си-

стемы линейных модулей [10]) позволяет надеяться на реализацию бортовой ФАР миллиметрового диапазона волн, удовлетворяющей сформулированным требованиям.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Канащенков А.И. // Фазотрон. Информационно-аналитический журн. корпорации "Фазотрон-НИИР". 2007. Т. 10. № 1–2. С. 3.
2. Денисенко В.В., Дубров Ю.Б., Корчемкин Ю.Б. и др. // Антенны. 2005. № 1. С. 7.
3. Антипов В.Н., Меркулов В.И., Самарин О.Ф., Чернов В.С. // Успехи современ. радиоэлектроники. 2009. № 10. С. 7.
4. Рошаль Л.Б., Фирсенков А.И., Крехтунов В.М., Шевцов О.Ю. Элемент фазированной антенной решетки. Патент РФ № 2325711. Оpubл. офиц. бюл. "Изобретения. Полезные модели" № 15 от 27.05.2008.
5. Голубцов М.Е., Русов Ю.С., Крехтунов В.М. и др. Элемент проходной фазированной антенной решетки // Патент РФ № 2461991. Оpubл. офиц. бюл. "Изобретения. Полезные модели" № 26 от 20.09.2012.
6. Фирсенков А.И., Гуськов А.Б., Комиссарова Е.В. и др. // Электроника и микроэлектроника СВЧ. 2019. Т. 1. С. 4. <https://mwelectronics.etu.ru/assets/files/2019/p01.pdf>.
7. Васин А.А., Канащенков А.И., Крехтунов В.М. и др. Проходной элемент фазированной антенной решетки. Патент РФ на полезную модель № 187274. Оpubл. офиц. бюл. "Изобретения. Полезные модели" № 7 от 28.02.2019.
8. Гуськов А.Б., Комиссарова Е.В., Крехтунов В.М. и др. // СВЧ-электроника. 2020. № 3. С. 29.
9. Образумов В.И., Крехтунов В.М., Шевцов О.Ю. и др. Моноимпульсная антенна. Патент РФ № 2370863. Оpubл. офиц. бюл. "Изобретения. Полезные модели" № 29 от 20.10.2009.
10. Русов Ю.С., Голубцов М.Е., Крехтунов В.М., Нефедов С.И. Модуль проходной фазированной антенной. Патент РФ № 2461930. Оpubл. офиц. бюл. "Изобретения. Полезные модели" № 26 от 20.00.2012.