

# АНТЕННЫ, ВОЛНОВОДНАЯ И КВАЗИОПТИЧЕСКАЯ ТЕХНИКА

УДК 621.396.677.3

А. В. СОМОВ, Д. М. ВАВРИВ

Радиоастрономический институт НАН Украины,  
ул. Краснознаменная, 4, г. Харьков, 61002, Украина  
E-mail: vavriv@rian.kharkov.ua

## АНТЕННЫЕ СИСТЕМЫ С КОЛЬЦЕВОЙ ПЕРЕДАЮЩЕЙ РЕШЕТКОЙ: ПОТЕНЦИАЛЬНЫЕ ВОЗМОЖНОСТИ

*Для обеспечения эффективного пространственного суммирования мощности и уменьшения поперечных размеров антенной системы локаторов с непрерывным излучением предлагается использовать антенны с кольцевой передающей решеткой, в которых передающая антенна выполнена в виде кольцевой системы излучателей, расположенных вокруг одиночной апертуры приемной антенны. Решена задача о выборе оптимальных размеров такой антенной системы с точки зрения достижения максимального коэффициента усиления, а также минимизации ее геометрических размеров. Проанализирована диаграмма направленности антенны и проведена оценка уровня боковых лепестков.*

*Ключевые слова:* кольцевая антенная решетка, пространственное суммирование мощности, компактная антенная система

### 1. Введение

Суммирование выходной мощности отдельных маломощных источников колебаний является одним из стандартных методов увеличения излучаемой мощности в радиолокаторах. Для этого часто применяются различные специальные схемотехнические решения, например, волноводные сумматоры, к выходу которых подключается передающая антенна [1]. Другой подход к суммированию мощности заключается в использовании индивидуальной антенны для каждого отдельного источника с последующим суммированием мощности в пространстве [2]. В настоящее время такое решение является особенно привлекательным для 8-миллиметрового диапазона длин волн в связи с появлением компактных полупроводниковых усилителей мощности с выходной мощностью в несколько ватт. Путем суммирования мощности таких усилителей возможно создавать мощные передатчики для локаторов миллиметрового диапазона с большим радиусом действия, например, для метеорологических локаторов [3]. Такой подход применяется, в частности, в локаторах с активными фазированными антенными решетками [4].

В настоящей статье мы рассматриваем проблему альтернативного размещения излучающих элементов для пространственного суммирования мощности в антенной системе локаторов с непрерывным излучением. В таких локаторах традиционно применяются две идентичные антенны [4], что обусловлено необходимостью обеспечить связь между приемным и передающим трактом: одна антенна – для излучения колебаний, а вторая – для приема, как показано на рис. 1, а.

Рассмотрим случай, когда для достижения требуемого уровня излучаемой мощности необходимо производить пространственное суммирование мощности нескольких ( $N$ ) источников колебаний. Тогда излучение локатора формируется набором из  $N$  передающих антенн, а в качестве приемной антенны можно использовать одиночную антенну, как показано на рис. 1, б. Интерес представляет задача об определении оптимального расположения передающих антенн, а также о нахождении характеристик отдельного излучающего элемента. Один из критериев оптимальности является требование минимизации габаритов всей приемно-передающей антенной системы. С этой точки зрения кольцевое расположение передающих антенн вокруг приемной антенны, показанное на рис. 1, в, представляется наиболее целесообразным. Первая задача, которую мы рассматриваем в представ-

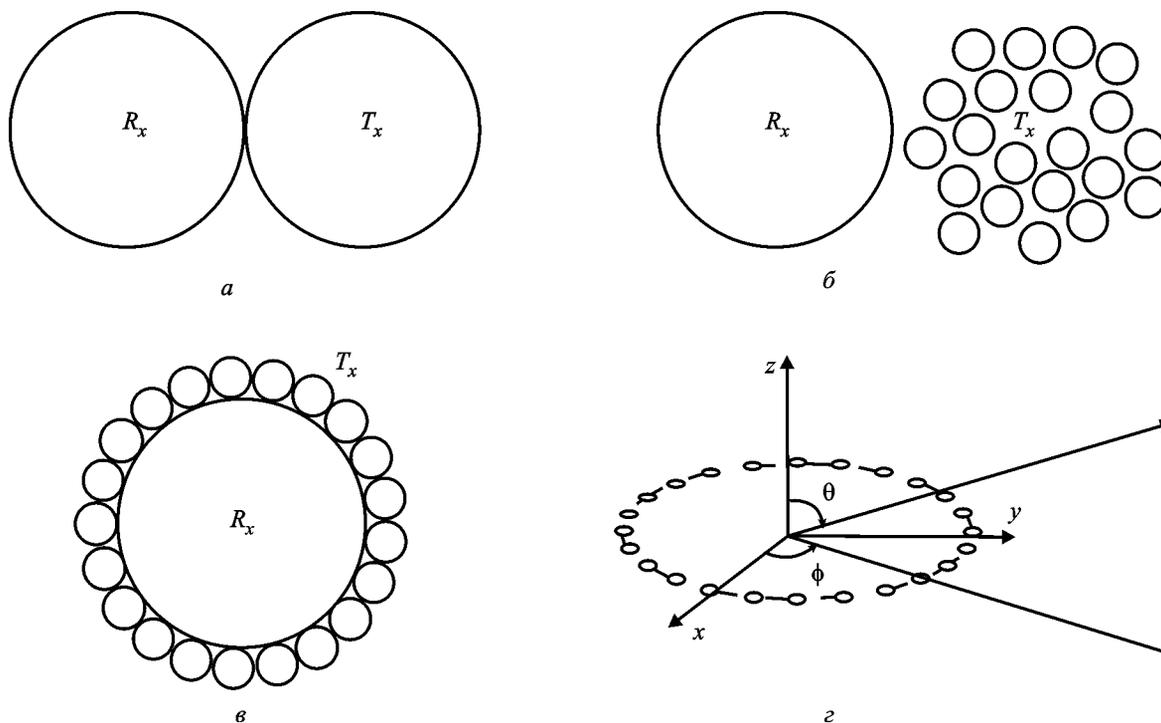


Рис. 1. Антенна с отдельными приемной ( $R_x$ ) и передающей ( $T_x$ ) апертурами: а–в – варианты размещения излучателей, г – система координат кольцевой решетки

ленной статье, состоит в определении оптимального соотношения между размерами апертур приемной и передающих антенн, при котором достигается максимальное значение произведения коэффициента усиления (КУ) круглой приемной апертуры и КУ передающей кольцевой антенной решетки при заданных габаритах всей антенной системы. Вторая рассматриваемая задача – это определение размеров антенной системы с кольцевой передающей решеткой (см. рис. 1, в), которая обеспечивает тот же КУ, что и традиционная антенная система с двумя одинаковыми круглыми апертурами (рис. 1, а).

В статье проводится также анализ диаграммы направленности (ДН) антенной системы с кольцевой передающей решеткой с точки зрения возможностей минимизации уровня боковых лепестков.

## 2. Оптимальное соотношение между размерами апертур приемной и передающей антенн

Рассмотрим кольцевую антенную решетку, расположенную непосредственно вокруг сплошной круглой апертуры, радиус которой  $R$  (см. рис. 1, в).

Выберем в качестве элемента решетки излучатель с круглой апертурой радиуса  $r$ . Выбор этой формы излучателя обусловлен тем, что такие элементы решетки обеспечивают оптимальную плотность расположения, обладают хорошими кросс-поляризационными характеристиками и способны обеспечить высокую степень симметрии ДН. Расположим элементы кольцевой решетки равномерно по окружности радиуса  $R_c = R + r$ . Тогда количество элементов решетки выберем так, чтобы на окружности приемной апертуры разместилось максимальное число излучателей заданного диаметра. Определим оптимальное соотношение между радиусами приемной и передающих антенн, при котором достигается максимальное значение произведения КУ круглой приемной апертуры и КУ передающей кольцевой антенной решетки при заданном максимальном радиусе апертуры  $R_a = R + 2r$  всей прямо-передающей антенной системы. Для расчета КУ антенной системы определим ДН кольцевой передающей решетки  $F_{rx}(\theta, \phi)$  и приемной круглой антенны  $F_{rx}(\theta, \phi)$ .

Известно, что ДН системы однородных одинаково ориентированных излучателей может быть

вычислена как произведение ДН одиночного излучателя и множителя системы ( $AF$ ). Функция, определяющая множитель системы равномерно распределенных по кольцу элементов, записывается в следующем виде [5]:

$$AF(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N I_n e^{j[kR_c \sin \theta \cos(\varphi - \varphi_n) + \alpha_n]}. \quad (1)$$

Здесь  $I_n$  и  $\alpha_n$  – амплитуда и фаза возбуждения  $n$ -го излучающего элемента соответственно;  $\varphi_n = \frac{2\pi n}{N}$  – азимутальная координата центра  $n$ -го излучающего элемента;  $j$  – мнимая единица;  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ ; где  $\lambda$  – длина волны. Значение  $\theta = 0$  соответствует нормали к плоскости кольцевой решетки (рис. 1,  $\varepsilon$ ). Максимумы множителя системы достигаются при

$$kR_c \sin \theta \cos(\varphi - \varphi_n) + \alpha_n = 2m\pi, \quad m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots,$$

для всех  $n$ .

Далее ограничимся рассмотрением случая синфазной кольцевой решетки с одинаковой амплитудой на всех элементах ( $I_n = I_0$ ). Отметим, что при увеличении количества излучателей ( $N \rightarrow \infty$ ), множитель системы передающего кольца излучателей в пределе стремится к функции, описывающей ДН непрерывного излучающего кольца [5]:

$$AF(\theta) = J_0(kR_c \sin \theta), \quad (2)$$

где  $J_0$  – функция Бесселя первого рода нулевого порядка. Известно, что КУ кольца большого количества  $N$  изотропных элементов при  $R_c > \lambda$  приблизительно равен  $N$ .

Рассмотрим для определенности в качестве приемной антенны прямофокусную зеркальную антенну с зеркалом круглой формы. ДН круглой апертуры с осесимметричным квадратичным на пьедестале амплитудным распределением зависит только от одной угловой координаты и определяется формулой [6]

$$F(u) = \frac{4}{1 + \tau} \left( \tau \frac{J_1(u)}{u} + 2(1 - \tau) \frac{J_2(u)}{u^2} \right), \quad (3)$$

где  $u = \pi D \sin \theta / \lambda$ ,  $D$  – диаметр апертуры;  $\tau$  – параметр спада амплитудного распределения на краю апертуры;  $J_1$  и  $J_2$  – функции Бесселя

первого рода первого и второго порядка соответственно. Значению  $\tau = 1$  соответствует равномерное амплитудное распределение,  $\tau = 0$  – спадание амплитуды до нуля на краю раскрыва.

В соответствии с выражением (3) ДН приемной антенны

$$F_{rx}(\theta) = F(u_R), \quad (4)$$

где  $u_R = 2\pi R \sin \theta / \lambda$ .

А из соотношений (1) и (3) получаем выражение для ДН передающей антенны:

$$F_{tx}(\theta, \varphi) = AF(\theta, \varphi)F(u_r), \quad (5)$$

где  $u_r = 2\pi r \sin \theta / \lambda$ .

КУ антенны  $G(\theta, \varphi)$  при отсутствии потерь определяется по формуле

$$G(\theta, \varphi) = \frac{4\pi F^2(\theta, \varphi)}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi F^2(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi}. \quad (6)$$

Во всех рассматриваемых нами далее случаях используется максимальное значение КУ, обозначаемое как  $G_{0tx}$  и  $G_{0rx}$  для передающей и приемной антенн соответственно, которое достигается при  $\theta$  и  $\varphi$  равных нулю.

Рассмотрим зависимость КУ кольца излучателей ( $G_{0tx}$ ) при фиксированном размере апертуры  $R_a$  от радиуса  $r$  индивидуального излучателя. Параметр спада амплитудного распределения  $\tau$  на краю апертуры излучателей выберем для определенности равным нулю, что характерно для компактных излучателей с круглой апертурой, например, гофрированных рупоров. Величина  $G_{0tx}$  находится из формул (1), (5), (6) с помощью численного интегрирования. Результаты расчетов представлены на рис. 2 для случая, когда радиус апертуры всей системы  $R_a = R + 2r$  фиксирован и для примера выбран равным  $35\lambda$ , а радиус индивидуального излучателя  $r$  изменяется от  $0.5\lambda$  до  $15\lambda$ . Шкала справа соответствует количеству излучателей данного размера, уместающихся в кольце. Скачкообразное изменение КУ обусловлено дискретным изменением числа индивидуальных излучателей. Увеличение КУ кольцевой решетки, пропорциональное росту радиуса отдельного излучателя, происходит только до определенного значения, а дальше КУ решетки выходит на насыщение. Это обусловлено тем, что с увели-

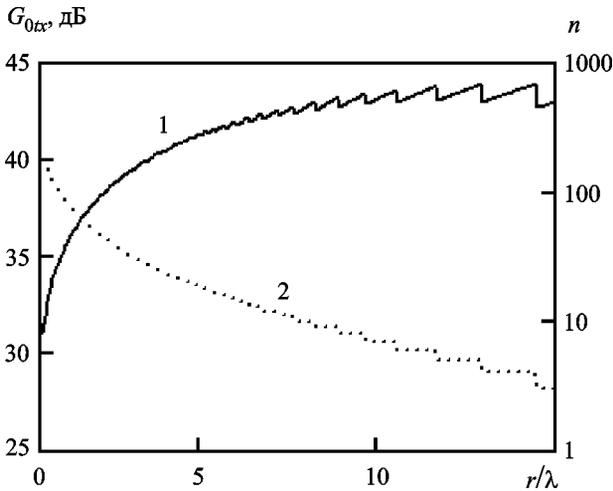


Рис. 2. Зависимость КУ  $G_{0tx}$  кольцевой решетки размера  $R_a = 35\lambda$  от радиуса излучающего элемента  $r$  (кривая 1) и количества элементов  $n$  радиуса  $r$  в решетке (кривая 2)

чением  $r$  уменьшается количество излучателей, уместяющихся внутри кольца радиуса  $R_a$ .

Зависимость КУ всей приемо-передающей системы  $G_{0s} \equiv G_{0rx} \cdot G_{0tx}$  от нормированного на длину волны радиуса приемной антенны  $R/\lambda$  при фиксированном значении  $R_a$  приведена на рис. 3. Здесь построены также зависимости КУ приемной антенны и кольцевой антенной решетки передатчика (шкала справа соответствует количеству излучателей данного размера, уместяющихся в кольце). Зависимость КУ системы  $G_{0s}$  от  $R/\lambda$  имеет максимум. Наличие этого максимума обусловлено тем, что с увеличением  $R/\lambda$   $G_{0rx}$  монотонно возрастает, а  $G_{0tx}$  уменьшается, что связано с уменьшением радиуса апертур излучателей решетки, которое не компенсируется увеличением числа излучателей. Для рассмотренного примера оптимальные значения  $R$  и  $r$  равняются соответственно  $25.4\lambda$  и  $4.8\lambda$ , а соответствующее этим размерам количество элементов в излучающей решетке равно 20. При этих параметрах антенной системы достигается максимальный КУ  $G_{0s}$ , который равен 85 дБ.

Зависимость указанных оптимальных значений радиусов приемной и передающей апертур, при которых реализуется максимум КУ,  $2r/(R+2r)$  от размеров апертуры всей системы  $R_a = R + 2r$  была получена численно и представлена на рис. 4. Видно, что зависимость относительно слабая. Приведенный на рис. 4 график определяет безразмерную зависимость, которая может приме-

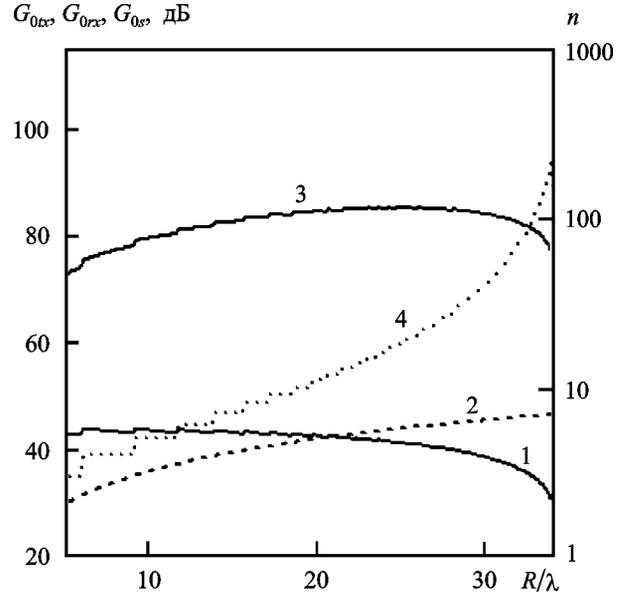


Рис. 3. Зависимости КУ  $G_{0tx}$  (кривая 1) кольцевой решетки размера  $R_a = 35\lambda$ , КУ  $G_{0rx}$  (кривая 2) вписанной в нее приемной апертуры и их произведения  $G_{0s}$  (кривая 3) от нормированного на длину волны радиуса приемной антенны  $R/\lambda$  и количества элементов  $n$  в кольцевой решетке (кривая 4)

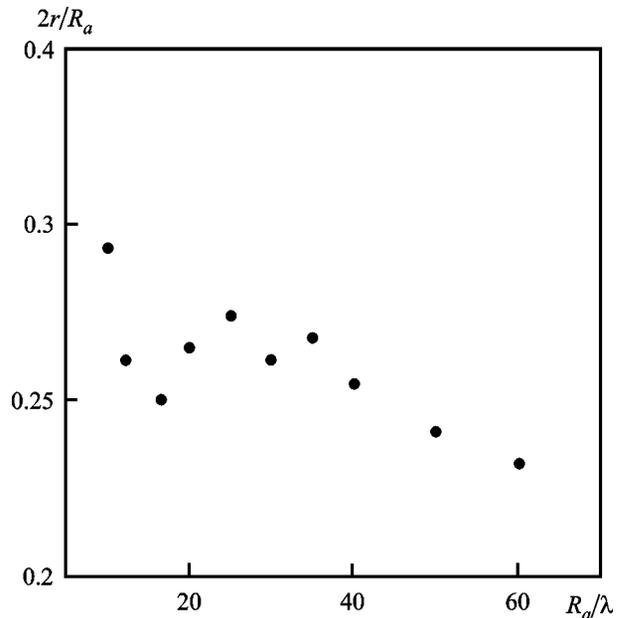


Рис. 4. Оптимальное соотношение размеров приемной и передающей апертур, при котором реализуется максимальное значение КУ антенной системы, в зависимости от нормированного на длину волны размера всей системы

няться для выбора оптимальных размеров элементов передающей и приемной антенн при наличии ограничения на максимальный размер апертуры всей приемо-передающей системы.

### 3. Геометрия антенн при одинаковых КУ

Рассмотрим теперь задачу определения минимальной апертуры  $R_a$  приемо-передающей антенной системы с кольцевой передающей апертурой, при которой обеспечивается то же значение  $G_{0s}$ , которое достигается в традиционной антенной системе локатора непрерывного излучения с двумя одинаковыми круглыми апертурами (см. рис. 1, а). Рассмотрим частный случай и выберем радиус  $R_{in}$  апертуры каждой из антенн равным, как и в предыдущем примере,  $35\lambda$ , что соответствует максимальному линейному размеру такой антенной системы  $140\lambda$ . Используя выражения (2) и (3), находим, что суммарный КУ такой приемо-передающей системы примерно равен 92 дБ при  $\tau = 0.1$  и 94 дБ при  $\tau = 1.0$ .

Найдем зависимость максимального КУ антенной системы  $G_{0s}$  с кольцевой передающей апертурой от размера, занимаемого приемной антенной, т. е. от радиуса  $R/\lambda$  для различных значений общего размера  $R_a$ . На рис. 5 приведены графики таких зависимостей для значений  $R_a$

от  $40\lambda$  до  $60\lambda$  с шагом  $4\lambda$  для  $\tau = 0.1$ . С ростом  $R_a$  происходит ожидаемое увеличение максимального значения КУ, однако из рисунка видно, что для каждого значения  $R_a$  существует оптимальное значение  $R$ , при котором достигается максимум КУ. Для некоторого значения  $R_a$  КУ  $G_{0s}$  становится равным КУ антенной системы с двумя идентичными круглыми апертурами. Для рассматриваемого случая равенство КУ достигается при  $R_a \approx 54\lambda$  и радиусах приемной апертуры и передающего элемента  $39.8\lambda$  и  $7.1\lambda$  соответственно. Таким образом, максимальный размер антенной системы уменьшается примерно в 1.3 раза. При этом число излучающих элементов в кольцевой решетке составляет 20.

Описанная выше процедура была повторена для различных значений радиусов  $R_{in}$  двухантенной системы, такой как приведенная на рис 1, а. В результате были найдены геометрические размеры антенной системы с кольцевой передающей апертурой, при которых достигается равенство КУ этих двух типов антенн. Полученные результаты обобщены на рис. 6, где представлен

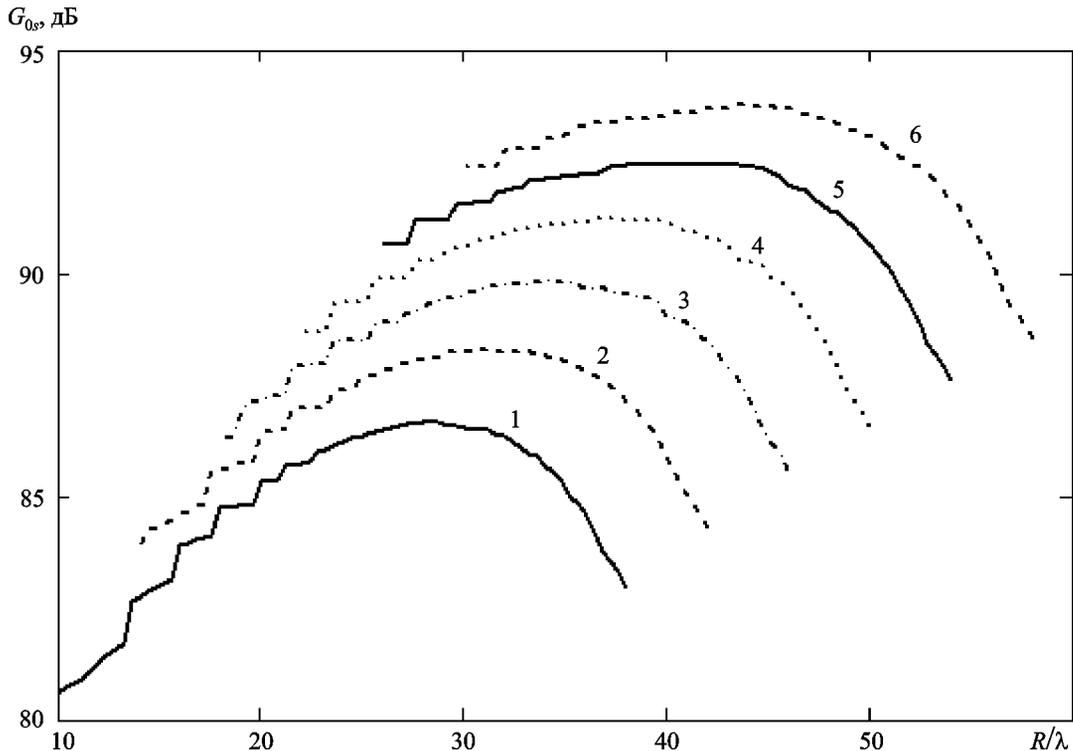


Рис. 5. Суммарный коэффициент усиления антенны с кольцевой передающей апертурой при  $\tau = 0.1$  для различных размеров апертуры антенной системы: кривая 1 –  $R_a = 40\lambda$ , кривая 2 –  $R_a = 44\lambda$ , кривая 3 –  $R_a = 48\lambda$ , кривая 4 –  $R_a = 52\lambda$ , кривая 5 –  $R_a = 56\lambda$ , кривая 6 –  $R_a = 60\lambda$

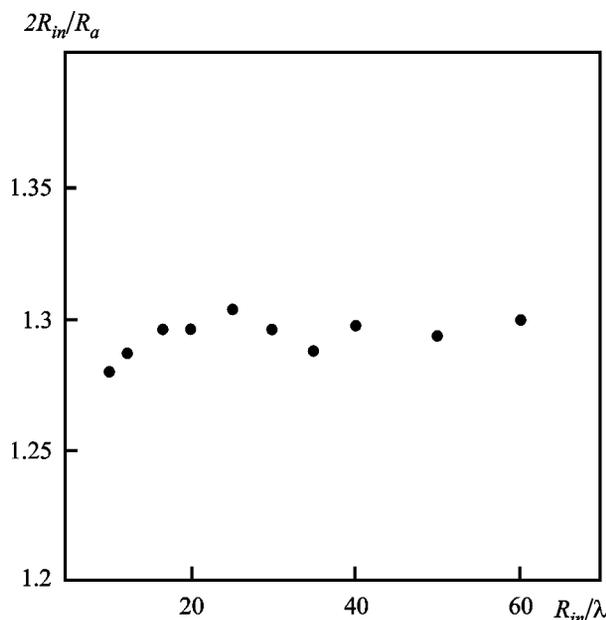


Рис. 6. Достижимое уменьшение линейных размеров антенной системы при сохранении значения КУ

график зависимости коэффициента уменьшения максимального размера антенной системы  $2R_{in}/R_a$  от величины  $R_{in}/\lambda$ . Видно, что коэффициент уменьшения размера равен примерно 1.3 в широком диапазоне изменения радиуса  $R_{in}/\lambda$  исходной антенны.

#### 4. Диаграмма направленности

Рассмотрим сначала ДН кольцевой решетки из расположенных вплотную друг к другу излучающих элементов с круглой апертурой. Пример ДН такой решетки в плоскости  $\varphi = 0$  представлен на рис. 7. При увеличении размера отдельного излучателя уменьшается количество излучающих элементов и возрастает расстояние между их центрами. В результате, как следует из анализа соотношений (1), (4), равномерный профиль спадания боковых лепестков ДН искажается за счет возрастания дальних боковых ле-

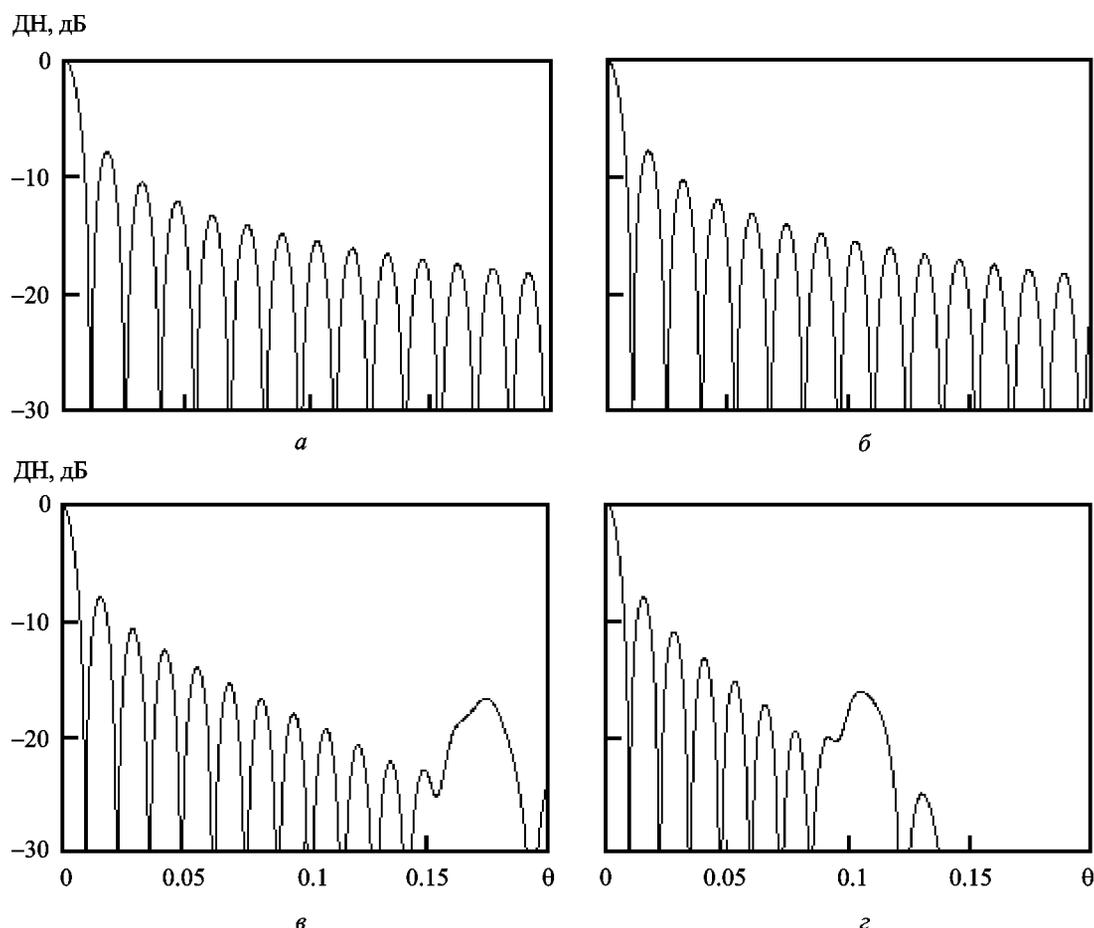


Рис. 7. ДН кольцевой решетки размера  $R_a = 35\lambda$  в плоскости  $\varphi = 0$  при различных значениях размера излучающих элементов: а – сплошное кольцо, б –  $r = 0.5\lambda$ , в –  $r = 3\lambda$ , г –  $r = 5\lambda$

пестков множителя решетки. В то же время ширина ДН каждого излучающего элемента сужается с ростом эффективной площади его апертуры, тем самым компенсируя рост уровня дальних боковых лепестков в множителе решетки в соответствии с правилом перемножения диаграмм. Вследствие этого уровень дальних боковых лепестков результирующей ДН кольцевой решетки практически не превосходит исходный профиль спада боковых лепестков ДН сплошного кольца и слабо зависит от выбора размера элемента решетки.

Основным недостатком ДН кольцевой решетки является высокий уровень первых боковых лепестков. Уровень первого бокового лепестка составляет примерно  $-8$  дБ и слабо зависит от размера излучающего элемента.

Уменьшения уровня боковых лепестков всей прямо-передающей системы можно достичь путем совмещения максимумов ДН передающего кольца с минимумами ДН приемной апертуры. Такое совмещение непосредственно достигается в случае относительно небольшого радиуса излучающих элементов передающей кольцевой решетки и при увеличении амплитуды на краю приемной апертуры вплоть до формирования равномерного амплитудного распределения ( $\tau \rightarrow 1$ ). Действительно, как следует из (3) выражение для ДН зеркальной антенны при  $\tau = 1$  имеет вид:

$$F_{rx}(\theta, \varphi) = 2J_1(kR \sin \theta) / (kR \sin \theta).$$

Соответствующая ДН приведена на рис. 8. Там же для сравнения построена диаграмма  $F_{rx}$  при  $\tau = 0$ . Как было отмечено выше, ДН кольцевой решетки при большом числе малых излучающих элементов хорошо аппроксимируется выражением  $AF(\theta) = J_0(kR_c \sin \theta)$ . Поскольку  $\frac{dJ_0(x)}{dx} = -J_1(x)$ , при малых  $r$ , т. е. при выполнении условия  $R_c \equiv R + r \approx R$ , первому локальному максимуму (боковому лепестку) ДН кольцевой решетки примерно соответствует ноль ДН приемной апертуры. На рис. 9 приведен график зависимости произведения ДН приемной апертуры при равномерном и спадающем до нуля амплитудном распределении и ДН передающего кольца излучающих элементов. Первые боковые лепестки в случае равномерно-

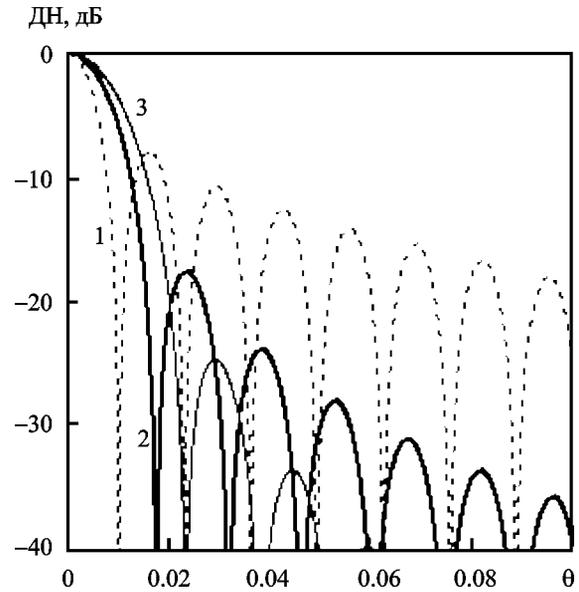


Рис. 8. ДН кольцевой решетки при  $r = 3\lambda$  (кривая 1) и вписанной в нее апертуры с равномерным ( $\tau = 1$ , кривая 2) и спадающим ( $\tau = 0$ , кривая 3) амплитудным распределением

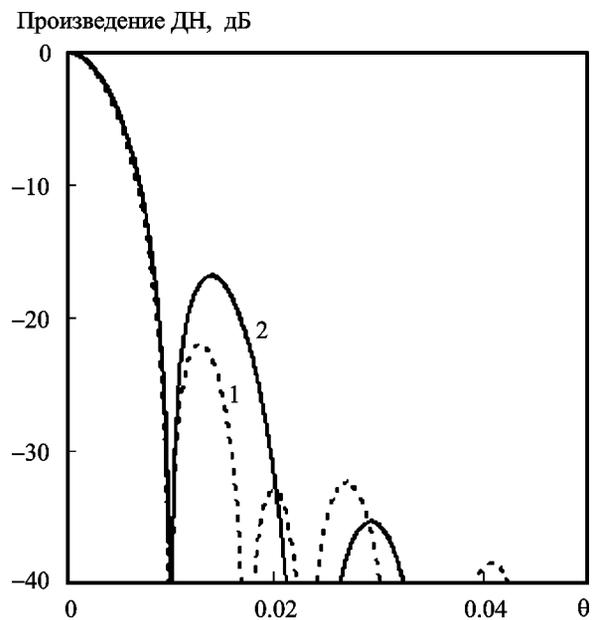


Рис. 9. Произведение ДН приемной круглой апертуры и ДН передающей кольцевой решетки при  $\tau = 1$  (кривая 1) и  $\tau = 0$  (кривая 2)

го распределения ( $\tau = 1$ ), как и ожидалось, оказываются ниже, и их амплитуда достигает значения примерно  $-23$  дБ.

Следует, однако, отметить, что в случае использования двух равновеликих круглых апер-

тур в антенной системе типичным является значение уровня первых боковых лепестков  $-40$  дБ и менее для произведения ДН приемной и ДН передающей антенн. При использовании передающей апертуры в виде кольцевой решетки вокруг приемной апертуры уровень боковых лепестков фактически ограничен указанным значением  $-23$  дБ. Это является следствием того, что в одиночной кольцевой решетке нет возможности формирования оптимального амплитудного распределения в радиальном направлении [7–9]. Такая возможность появляется при использовании двух и более концентрических колец [10–12]. Это позволяет добиться дальнейшего снижения уровня боковых лепестков, а также дает дополнительные возможности для управления излучением антенны.

## 5. Заключение

Предложенная антенная система с кольцевой передающей апертурой может являться хорошей альтернативой приемо-передающим антенным системам локаторов с непрерывным излучением, в которых обычно используются две идентичные антенны. Применение предложенной антенной системы целесообразно в том случае, когда требуется обеспечить эффективное пространственное суммирование мощности маломощных излучателей передатчика. Другое преимущество такой системы связано с возможностью уменьшения максимальных геометрических размеров антенной системы по сравнению с традиционной схемой с двумя идентичными антеннами. Нами найдены соответствующие оптимальные размеры элементов антенной системы для случая, когда передающая кольцевая решетка и приемная антенна выполнены в виде антенн с круглой апертурой. Проведенный анализ показал, что уровень боковых лепестков результирующей ДН достигает  $-23$  дБ. Этот уровень является приемлемым для ряда практических приложений, однако он выше соответствующего уровня, реализуемого в традиционном двухантенном варианте приемо-передающей системы.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Dong Y., Dong S., Zhu Z., and Wang Y. 60 GHz low loss, amplitude and phase balanced radial waveguide power combiner // Proc. of ICECC (Int. Conf. on Electronics, Communications, and Control). – 2011. – P. 4070–4073.

2. DeLisio M. and York R. Quasi-Optical and Spatial Power Combining // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2002. – Vol. 50, No. 3. – P. 929–936.
3. Lee H. and Kim Y. Weather radar network with pulse compression of arbitrary nonlinear waveforms: ka-band test-bed and initial observations // Prog. Electromagn. Res. B. – 2010. – Vol. 25. – P. 75–92.
4. Mailloux R. J. Phased Array Antenna Handbook, 2<sup>nd</sup> edition. – Boston, MA: Artech House Inc., 2005. – 496 p.
5. Josefsson L. and Persson P. Conformal array antenna. Theory and design. – Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, 2006. – 512 p.
6. Baars Jacob W. M. The Paraboloidal Reflector Antenna in Radio Astronomy and Communication: Theory and Practice. – New York: Springer, 2007. – 254 p.
7. Kumar Naik K. and Raju G. S. N. Pattern of ring arrays for nonuniform excitation // Int. J. Eng. Sci. Tech. – 2011. – Vol. 3, No. 8. – P. 6278–6285.
8. Van Trees H. L. Optimum Array Processing, Detection, Estimation, and Modulation Theory, Part IV. – Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, 2002. – 1472 p.
9. Kojima N., Hariu K., and Chiba I. Low sidelobe pattern synthesis using projection method with mutual coupling compensation // Proc. of IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology. – Boston (USA). – 2003. – P. 559–564.
10. Milligan T. A. Space-tapered circular (ring) array // IEEE Antennas Propag. Mag. – 2004. – Vol. 46, No. 3. – P. 70–73.
11. Mandal A. and Das S. Design of dual pattern concentric ring array antenna using differential evolution algorithm with novel evolutionary operators // Prog. Electromagn. Res. M. – 2012. – Vol. 22. – P. 163–178.
12. Pathak N., Nanda P., and Mahanti G. K. Synthesis of Thinned Multiple Concentric Circular Ring Array Antennas using Particle Swarm Optimization // J. Infrared Millim. Terahertz W. – 2009. – Vol. 30, No. 7. – P. 709–716.

*А. В. Сомов, Д. М. Ваврів*

Радіоастрономічний інститут НАН України,  
вул. Червонопрапорна, 4, м. Харків, 61002, Україна

АНТЕННИ СИСТЕМИ З КІЛЬЦЕВОЮ  
ПЕРЕДАВАЛЬНОЮ РЕШІТКОЮ:  
ПОТЕНЦІЙНІ МОЖЛИВОСТІ

Для забезпечення ефективного просторового сумування потужності та зменшення поперечних розмірів антенної системи локаторів з безперервним випромінюванням пропонується використовувати антени з кільцевою передавальною решіткою, в яких передавальна антена виконана у вигляді кільцевої системи випромінювачів, розташованих навколо одиночної апертури приймальної антени. Розв'язано задачу про вибір оптимальних розмірів такої антенної системи з точки зору досягнення максимального коефіцієнта підсилення, а також мінімізації її геометричних розмірів. Проаналізовано діаграму спрямованості антени та оцінено рівень її бічних пелюсток.

*A. V. Somov and D. M. Vavriv*

Institute of Radio Astronomy, National Academy  
of Sciences of Ukraine,  
4, Chervonopraporna St., Kharkiv, 61002, Ukraine

ANTENNA SYSTEMS WITH CIRCULAR  
TRANSMIT ARRAY: POTENTIALITIES

In order to provide efficient spatial summation of radiated power and reduce the transversal dimensions of continuous-wave

radar antenna system a concept of transmitting antenna shaped as a circular array is proposed. It is designed as a ring of radiators placed around a single aperture of receiving antenna. The problem of optimal size selection for such an antenna system in terms of maximum gain and geometrical dimensions minimization is solved. The antenna radiation pattern is analyzed, and the side lobes level estimated.

*Статья поступила в редакцию 05.03.2013*