

**М. В. Балабан, А. В. Сомов\***

*Институт радиофизики и электроники им. А. Я. Усикова НАН Украины*

*12, ул. Ак. Проскуры, Харьков, 62085, Украина*

*\*Радиоастрономический институт НАН Украины*

*4, ул. Краснознаменная, Харьков, 61002, Украина*

E-mail: [mikhail.balaban@gmail.com](mailto:mikhail.balaban@gmail.com)

## ПОВЫШЕНИЕ НАПРАВЛЕННОСТИ ИЗЛУЧЕНИЯ КОЛЬЦЕВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

Круговые антенные решетки, состоящие из одного и нескольких колец однотипных излучателей, вызывают особый интерес в последнее время. Это связано с возможностью применения таких решеток при создании мощных передающих устройств. В работе приведены результаты исследования свойств кольцевой антенной решетки линейной поляризации, состоящей из одного и нескольких колец однотипных излучателей. В качестве излучателей были рассмотрены элементарные и комплексные элементы Гюйгенса. Изучено изменение диаграммы направленности при вариации радиуса решетки, увеличении количества ее излучателей и повышении направленности излучения каждого элемента. Продемонстрирована возможность улучшения характеристики направленности излучения антенной решетки при увеличении количества ее колец. Приведен пример моделирования приема-передающей антенной системы с излучателем в виде четырехкольцевой антенной решетки с высоким коэффициентом усиления и низким уровнем боковых лепестков. Ил. 13. Табл. 1. Библиогр.: 14 назв.

**Ключевые слова:** кольцевая антенная решетка, комплексный источник.

В последние годы наблюдается возрастающий интерес к планарным концентрическим кольцевым антенным решеткам (АР). Это связано с их простой (в смысле изготовления) и в то же время «особой» геометрической формой (отсутствие каких-либо излучающих элементов вблизи центра) и привлекательными радиотехническими свойствами. К последним следует отнести возможность построения на базе кольцевой АР (КАР) излучающую АР с пространственным суммированием выходной мощности каждого из элементарных излучателей системы в условиях малой площади. В настоящее время, с появлением компактных полупроводниковых усилителей, использование КАР для создания мощных передающих устройств вызывает особый интерес [1]. Так, например, такие КАР могут быть использованы при создании относительно компактных приемопередающих систем мм диапазона (метеорологических локаторов) с большим радиусом действия [1], компактность которых достигается за счет размещения массива передающих элементов вокруг приемной антенны. Также подобные КАР могут быть использованы при создании разнообразных мобильных, радарных, сонарных, спутниковых, биомедицинских и других антенных устройств [2–4]. В общем случае передающая апертура КАР может состоять из одного или нескольких колец излучателей. Применение однокольцевых АР ограничено высоким уровнем (до –8 дБ) первого бокового лепестка (БЛ) их диаграммы направленности (ДН). Поэтому, например, использование таких АР при проектировании радарных устройств, решающих задачу поиска и определения угловых координат цели, нецелесообразно. Однако это не исключает возможности использования однокольцевых АР в других радиоустройствах, например в том же метеолокаторе. Для понижения уровня БЛ однокольцевых АР используют различные приемы: добавление

(включение в систему) центрального излучающего элемента [5], добавление дополнительных колец излучателей. Последнее приводит к многокольцевым АР и задаче поиска оптимального распределения амплитуды и фазы на элементах КАР, при котором наблюдается минимальный уровень БЛ ДН. При синфазном возбуждении КАР с фиксированной геометрией расположения излучателей такая задача сводится к поиску наилучшего амплитудного распределения и, по аналогии с линейными и прямоугольными решетками, приводит к спадающему в радиальном направлении распределению [6]. В случае несинфазного возбуждения или КАР со «свободным» (адаптивным) расположением излучателей, для поиска оптимального амплитудно-фазового распределения, а также геометрии КАР, часто используются оптимизационные алгоритмы [7]. Однако такой подход не лишен определенных трудностей, как правило, связанных с необходимостью большого числа ресурсоемких вычислений, что приводит к резкому возрастанию времени расчета, особенно для АР больших волновых размеров.

В данной статье приведен анализ ДН кольцевой решетки с элементарным излучателем в виде комплексного элемента Гюйгенса. Продемонстрирована возможность понижения уровня БЛ многокольцевых решеток путем выбора оптимальных параметров конфигурации колец, таких как размеры и взаиморасположение излучателей. Показана возможность управления результирующей диаграммой локатора с раздельной приемной и передающей апертурой (в случае, когда передающая апертура выполнена в виде КАР) за счет изменения как амплитудного, так и фазового распределения на элементах решетки.

Известно, что фазовые искажения на апертуре приводят в общем случае к «уменьшению глубины нулей», повышению уровня и затеканию пер-

вых БЛ на основной лепесток ДН антенны. Тем не менее, регулировка фазового распределения на элементах решетки может быть успешно использована для понижения уровня боковых лепестков ДН АР [8]. В прямо-передающей системе, с концентрической КАР в качестве передающей апертуры, фазовое распределение на излучающих элементах, приводящее к заплыванию первого БЛ и неприемлемое в традиционных антенных системах, может быть допустимым и даже желательным, поскольку такое распределение позволяет снизить уровень первых БЛ результирующей ДН системы, не оказывая существенного влияния на коэффициент усиления. В заключительной части статьи это продемонстрировано на примере и показано заметное понижение уровня первого БЛ результирующей ДН антенной системы за счет настройки фазового распределения (в радиальном направлении КАР).

### 1. Модель комплексного элемента Гюйгенса как элементарного излучателя АР.

В последние годы встречается немало работ, в которых для моделирования полей излучателей с круговой апертурой используются комплексные источники [9–12]. Комплексный источник представляет собой элементарный излучатель (например, электрический или магнитный диполь), который расположен в свободном пространстве в точке с координатами  $(x_0, y_0, z_0)$ , каждая из которых имеет как вещественную часть  $(x_0^r, y_0^r, z_0^r)$ , так и чисто мнимую  $(x_0^i, y_0^i, z_0^i)$ . Поле такого источника удовлетворяет уравнениям Максвелла и условиям излучения на бесконечности. Часто также поле комплексного источника называют полем волнового пучка, подчеркивая тем самым, что в параксиальной области ближней зоны распределение поля такого источника совпадает с распределением поля гауссова пучка, а в дальней зоне поле представляет собой расходящуюся сферическую волну. При этом мнимые добавки к координатам точки источника рассматривают как дополнительные параметры, которые определяют свойства волнового пучка: основное направление излучения, ширину, радиус кривизны и расходимость.

Как отмечено выше, комплексный источник может быть использован при моделировании

полей распределенных излучателей. Так, комплексный элемент Гюйгенса (суперпозиция комплексных электрического и магнитного диполей, расположенных в одной точке и ориентированных перпендикулярно друг другу, рис. 1) нередко рассматривают как модель, с помощью которой может быть описано поле основной волны, излучаемое из открытого конца круглого волновода с рупором [12].

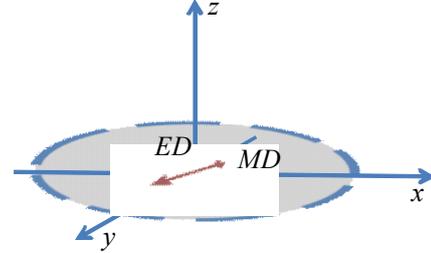


Рис. 1. Комплексный элемент Гюйгенса

При этом величины мнимых добавок к координатам точки источника определяют как радиус раскрыва рупора (он равен длине вектора мнимых добавок), так и его ориентацию в пространстве (раскрыв рупора расположен в плоскости, перпендикулярной вектору мнимых добавок). Например, в случае, когда  $(x_0^i, y_0^i, z_0^i) = (0, 0, z_0^i)$ , апертурой комплексного элемента Гюйгенса служит круг, лежащий в плоскости  $z = z_0^r$ , уравнение которого

$$(x - x_0^r)^2 + (y - y_0^r)^2 \leq (z_0^i)^2. \quad (1)$$

В данной работе мы будем использовать именно такой источник в качестве элементарного излучателя. При этом мы будем рассматривать лишь гармонические электромагнитные поля с зависимостью от времени как  $e^{-i\omega t}$ .

Выберем положительное направление оси  $z$  в качестве основного направления излучения. Тогда комплексной (с отличной от нуля мнимой частью) следует выбрать лишь  $z$  координату точки источника и положить ее мнимую часть положительной. Выражения для компонент полей такого источника в дальней зоне могут быть записаны следующим образом:

$$E_\theta(r, \theta, \varphi) \cong ke^{ip_0} e^{ikr} / (4\pi r) \left( I_0^e l Z_0 \cos \theta \cos(\varphi - \varphi_0) e^{-ik(\sin \theta \cos \varphi x_0^r + \sin \theta \sin \varphi y_0^r + \cos \theta (z_0^r + iz_0^i))} - I_0^m l \sin(\varphi - \varphi_0 - \pi/2) e^{-ik(\sin \theta \cos \varphi x_0^r + \sin \theta \sin \varphi y_0^r + \cos \theta (z_0^r + iz_0^i))} \right); \quad (2)$$

$$E_\varphi(r, \theta, \varphi) \cong ke^{ip_0} e^{ikr} / (4\pi r) \left( -I_0^e l Z_0 \sin(\varphi - \varphi_0) e^{-ik(\sin \theta \cos \varphi x_0^r + \sin \theta \sin \varphi y_0^r + \cos \theta (z_0^r + iz_0^i))} - I_0^m l \cos \theta \cos(\varphi - \varphi_0 - \pi/2) e^{-ik(\sin \theta \cos \varphi x_0^r + \sin \theta \sin \varphi y_0^r + \cos \theta (z_0^r + iz_0^i))} \right); \quad (3)$$

$$H_\theta(r, \theta, \varphi) \cong ke^{ip_0} e^{ikr} / (4\pi r) \left( I_0^e l \sin(\varphi - \varphi_0) e^{-ik(\sin \theta \cos \varphi x_0^r + \sin \theta \sin \varphi y_0^r + \cos \theta (z_0^r + iz_0^i))} + I_0^m l Z_0^{-1} \cos \theta \cos(\varphi - \varphi_0 - \pi/2) e^{-ik(\sin \theta \cos \varphi x_0^r + \sin \theta \sin \varphi y_0^r + \cos \theta (z_0^r + iz_0^i))} \right) = -Z_0^{-1} E_\phi(r, \theta, \varphi); \quad (4)$$

$$H_\phi(r, \theta, \varphi) \cong ke^{ip_0} e^{ikr} / (4\pi r) \left( I_0^e l \cos \theta \cos(\varphi - \varphi_0) e^{-ik(\sin \theta \cos \varphi x_0^r + \sin \theta \sin \varphi y_0^r + \cos \theta (z_0^r + iz_0^i))} - I_0^m l Z_0^{-1} \sin(\varphi - \varphi_0 - \pi/2) e^{-ik(\sin \theta \cos \varphi x_0^r + \sin \theta \sin \varphi y_0^r + \cos \theta (z_0^r + iz_0^i))} \right) = Z_0^{-1} E_\theta(r, \theta, \varphi). \quad (5)$$

Здесь  $k$  – волновое число свободного пространства;  $p_0$  – начальная фаза;  $I_0^e l$  и  $I_0^m l$  – дипольные моменты электрического и магнитного диполя соответственно;  $Z_0$  – волновое сопротивление (импеданс свободного пространства);  $\varphi_0$  – угол между осью электрического диполя и положительным направлением оси  $Ox$ . Также отметим, что в дальнейшем, чтобы «уравновесить» вклады, вносимые в распределение поля в дальней зоне двумя составляющими элемента Гюйгенса (электрическим и магнитным диполем), мы положим  $I_0^m l = Z_0 I_0^e l$ .

Как было отмечено выше, комплексный элемент Гюйгенса формирует поле волнового пучка с основным направлением излучения вдоль оси  $z$  вверх. На рис. 2 приведены графики ДН излучения по мощности такого типа источников для двух значений параметра  $z_0^i = 0; \lambda$ .

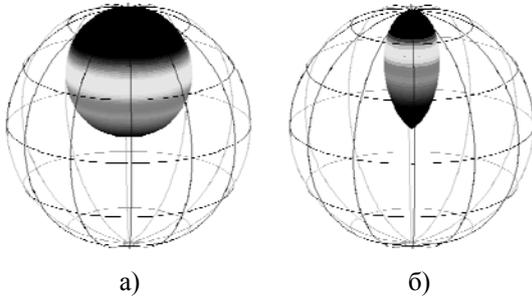


Рис. 2. ДН элементов Гюйгенса: а) – элементарного; б) – комплексного с параметром  $z_0^i = \lambda$

Для ясности, на рис. 3 приведены графики распределения интенсивности электрического поля комплексного элемента Гюйгенса в ближней зоне в двух главных плоскостях  $\varphi = 0$  и  $\pi/2$  в случае, когда источник расположен в начале координат и  $z_0^i = \lambda$ . Из графиков видно, что распределение электрического поля по интенсивности практически аксиально-симметрично.

Аналогичным образом, до постоянного множителя (импеданса свободного пространства) и переопределения (замены друг другом) главных плоскостей, распределено и магнитное поле комплексного элемента Гюйгенса в ближней зоне.

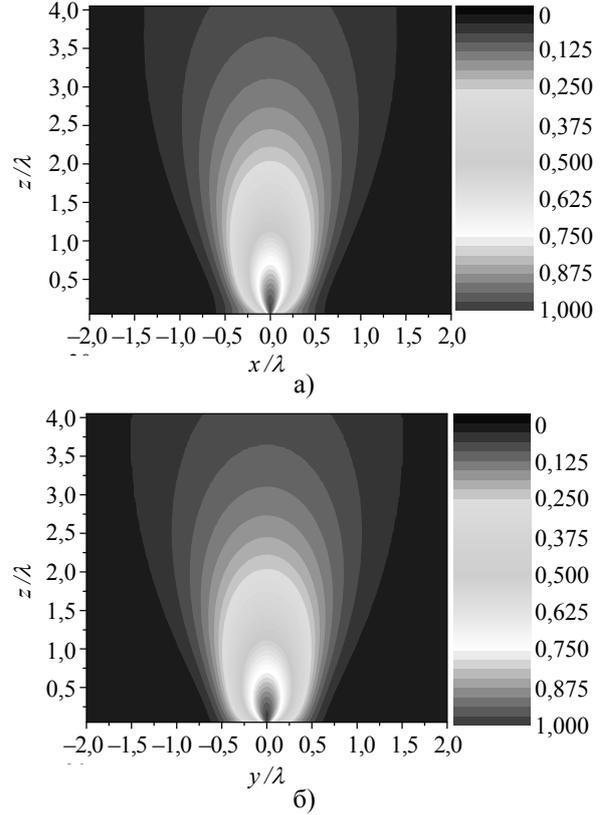


Рис. 3. Графики интенсивности электрического поля комплексного элемента Гюйгенса с  $z_0^i = \lambda$  в двух главных плоскостях: а) –  $\varphi = 0$ ; б) –  $\varphi = \pi/2$

Отметим, что выбор комплексного элемента Гюйгенса в качестве элементарного излучателя АР удобен по целому ряду причин. Так, в частности, сравнительная простота формул для компонент полей в дальней зоне делает такой источник привлекательным при моделировании сложных многоэлементных передающих систем, изучении их амплитудно-фазовых характеристик и поляризационных свойств.

**2. КАР, состоящая из одного кольца одинаково ориентированных элементов Гюйгенса.** Рассмотрим КАР, лежащую в плоскости  $z=0$  и состоящую из  $N$  элементов Гюйгенса. Разместим их центры равномерно вдоль окружности радиуса  $R_c$  (рис. 4) и положим  $\varphi_0 = 0$  для всех элементов (т. е. ориентируем электрический ди-

поль каждого элемента вдоль оси  $Ox$ , а магнитный – вдоль оси  $Oy$ ).

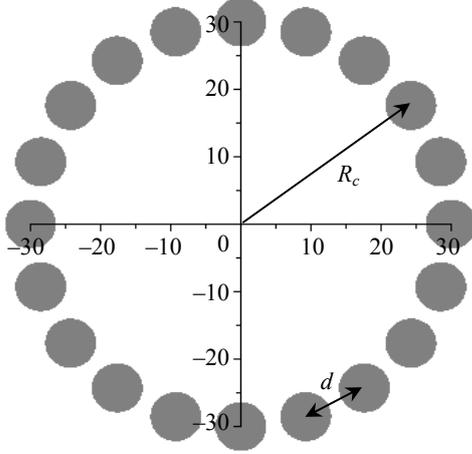


Рис. 4. КАР, состоящая из 20 комплексных элементов Гюйгенса

Исследуем, как изменяются основные характеристики излучения антенной системы при изменении радиуса решетки  $R_c$ , радиуса апертуры каждого излучателя  $z_0^i$  и расстояния между центрами соседних элементов  $d$  ( $2z_0^i \leq d \leq 2R_c$ ). Для этого прежде всего найдем электромагнитное поле, излучаемое такой системой. В нашем случае (когда элементы ориентированы одинаково) выражения для компонент электрического поля в дальней зоне могут быть записаны следующим образом [13]:

$$\vec{E}(r, \theta, \varphi) = e^{ikr} / r F_a^{(0)}(\theta, \varphi) \vec{p}^{(0)}(\theta, \varphi) \times \sum_{n=1}^N A_n e^{ip_n} e^{-ik(x_n \sin \theta \cos \varphi + y_n \sin \theta \sin \varphi)}, \quad (6)$$

где  $F_a^{(0)}(\theta, \varphi)$  – амплитудная характеристика направленности каждого излучателя;  $\vec{p}^{(0)}(\theta, \varphi)$  – вектор поляризации каждого излучателя;  $A_n$  и  $p_n$  – амплитуда и фаза  $n$ -го излучателя;  $(x_n, y_n, 0)$  – координаты его центра. Сумму, стоящую в выражении (6), принято называть множителем направленности излучения решетки изотропных излучателей (или сокращенно – множителем решетки) и обозначать  $F_\Sigma(\theta, \varphi)$ . Отметим, что в данном случае для получения выражений компонент полей в дальней зоне достаточно найти лишь множитель решетки, вектор поляризации и амплитуда каждого элемента могут быть найдены из выражений (2)–(5). Компоненты магнитного поля в дальней зоне могут быть представлены аналогичным образом или найдены из формул связи компонент полей в дальней зоне, которые аналогичны формулам связи компонент полей комплексного элемента Гюйгенса, (см. (4), (5)).

В нашей работе для исследования характеристик излучения передающей системы мы будем рассматривать зависимость ДН от различных параметров системы.

Рассмотрим случай синфазной КАР с одинаковой амплитудой на всех элементах. Зафиксируем радиус решетки и радиус апертуры каждого излучателя  $z_0^i$  и исследуем аксиальную симметричность ДН такой излучающей системы. Выберем для определенности радиус кольца решетки  $R_c = 30\lambda$ , радиус апертуры каждого излучателя  $z_0^i = \lambda$  и рассмотрим несколько КАР, состоящих из различного количества элементов  $N = 20, 30, 40, 50$ . На рис. 5 приведены графики ДН от угла  $\theta$  соответствующих решеток в трех плоскостях (по углу  $\varphi$ ). В качестве фиксированных значений азимутальных углов для каждой из решеток были выбраны

$$\varphi_j = (\pi / N)(j - 1) / 2, \quad j = 1, 2, 3. \quad (7)$$

Из графиков видно, что для КАР выбранного радиуса и раскрытия апертур излучателей количество излучателей, при котором аксиальная симметричность ДН нарушается лишь в дальних БЛ, является  $N \geq 45$  (в дальнейшем будем называть такие ДН аксиально-симметричными по уровню первого БЛ). Также отметим «зеркальную симметрию» ДН (по уровню первого БЛ) относительно оси  $\theta = 0$  в выбранных плоскостях. Это позволяет нам в дальнейшем не рассматривать направлений излучения решетки, соответствующие углам  $\theta < 0$ , и строить графики ДН лишь для положительных  $\theta$ .

На рис. 6 приведены графики ДН от угла  $\theta$  в плоскости  $\varphi = 0$  для КАР с теми же значениями  $R_c = 30\lambda$  и  $z_0^i = \lambda$ . При этом количество элементов в решетке рассчитывалась по формуле  $N = \text{int}[\pi / \arcsin(d / (2R_c))] / M$ , (8) где  $\text{int}[\cdot]$  – функция целой части аргумента. Отметим, что задаваемое таким образом количество элементов соответствует решетке с «максимально плотным» распределением элементов (количество которых гарантировано кратно  $M$ ) вдоль окружности радиуса  $R_c$  при значении  $d$ , минимально большем или равным заданному. Нами были рассмотрены решетки с несколькими различными значениями параметра  $d = 4\lambda; 3\lambda; 2\lambda$ . Им соответствовали значения  $N = 47, 62, 94$  (рассчитаны по формуле (8) с  $M = 1$ ).

Из графиков видно, что с увеличением расстояния между соседними элементами (и следовательно, уменьшением количества элементов КАР) возрастает уровень дальних БЛ ДН, при этом их «дальность» – расстояние (в градусах) от основного лепестка – уменьшается.

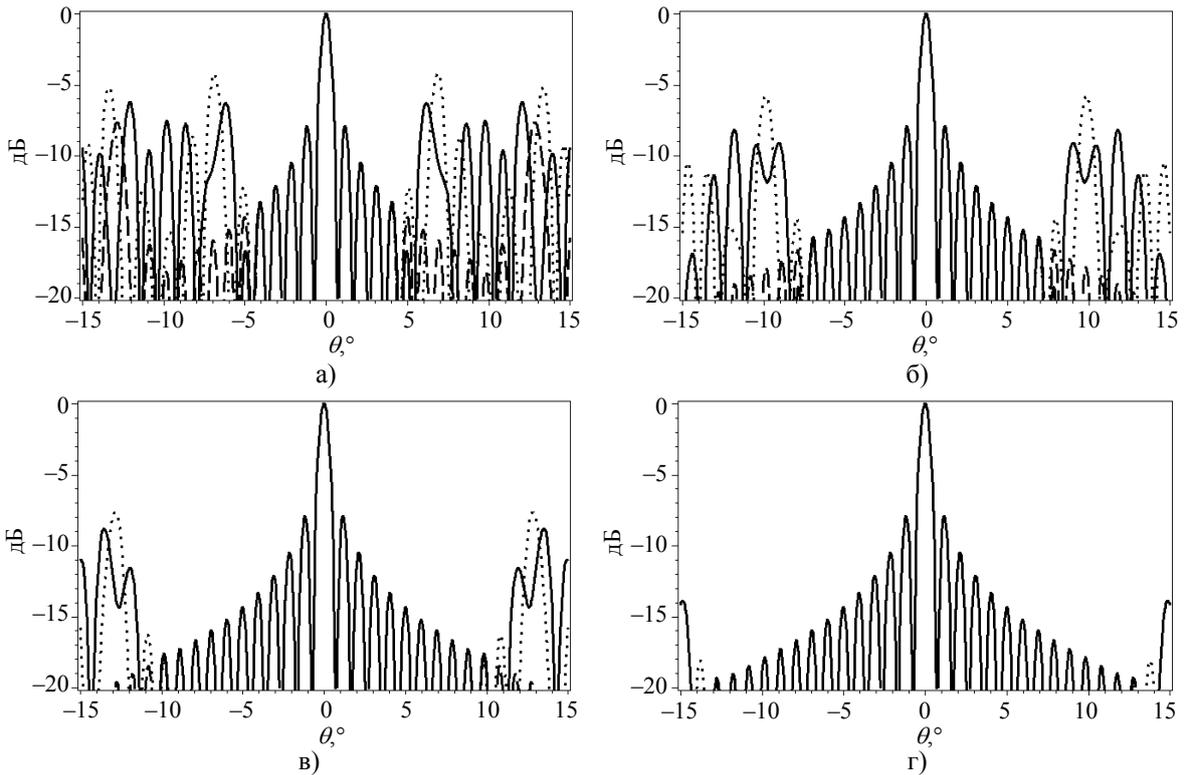


Рис. 5. ДН от угла  $\theta^\circ$  КАР с  $R_c = 30\lambda$ ,  $z_0^i = \lambda$ ,  $N = 20, 30, 40, 50$  (графики а–г) соответственно), в трех разных плоскостях по углу  $\varphi$ , рассчитанных по формуле (7) для значений  $j = 1$  – сплошная линия,  $j = 2$  – пунктирная линия,  $j = 3$  – мелкий пунктир

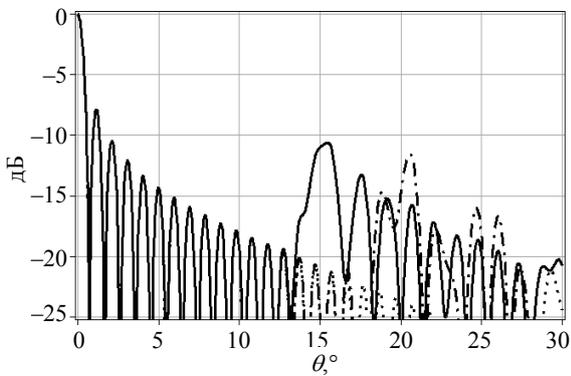


Рис. 6. ДН от  $\theta^\circ$  в плоскости  $\varphi = 0$  для КАР с  $R_c = 30\lambda$ ,  $z_0^i = \lambda$  и  $N = 47, 62, 94$  (сплошная линия, штрихпунктирная и пунктирная линия соответственно)

Также отметим, что уровень первого БЛ ДН в рассмотренных случаях остается неизменным и равен  $-7,9$  дБ. Он совпадает с уровнем первого БЛ ДН непрерывной замкнутой нити тока радиуса  $R_c$ , с распределением тока, имеющим лишь одну вариацию вдоль азимута [14].

Рассмотрим случай, когда радиус апертуры излучателя КАР принимает различные значения ( $z_0^i = \lambda/2, 2\lambda, 3\lambda$ ), а радиус кольца решетки и расстояние между центрами ближайших элементов остаются неизменными,  $R_c = 30\lambda$ , и  $d = 3\lambda$ .

Максимальное количество элементов такой КАР  $N = 62$  (рассчитано по формуле (8) с  $M = 1$ ). На рис. 7 приведены графики ДН от угла  $\theta$  в плоскости  $\varphi = \pi/N$  для рассматриваемых значений  $z_0^i$ . Из графиков видно, что с увеличением радиуса апертуры элемента уменьшается уровень дальних БЛ (чем дальше расположен БЛ от нуля, тем в большей степени его уровень понижается).

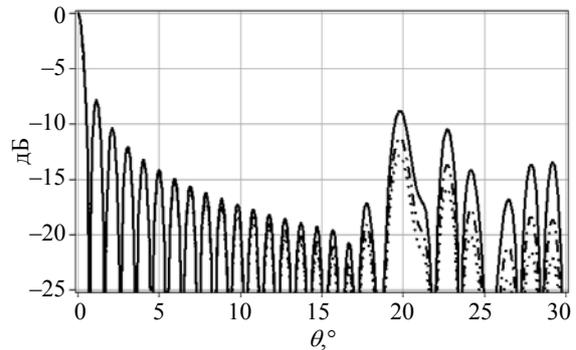


Рис. 7. ДН от  $\theta^\circ$  в плоскости  $\varphi = \pi/62$  для КАР с  $R_c = 30\lambda$ ,  $d = 3\lambda$  и  $z_0^i = \lambda/2, 2\lambda, 3\lambda$  (сплошная, штрихпунктирная и пунктирная линии соответственно)

Это является очевидным следствием увеличения направленности излучения каждого элемента решетки (см. рис. 2). Также следует отме-

тять, что для выбранного количества элементов решетки  $N=62$  при  $z_0^i < \lambda/2$  уровень дальних БЛ ДН близок и даже выше  $-7,9$  дБ, поэтому такие значения радиуса апертуры здесь нами не рассматриваются.

Теперь рассмотрим случай КАР с различными значениями радиуса кольца  $R_c = 20\lambda, 25\lambda, 30\lambda, 50\lambda$ . Положим расстояние между центрами ближайших элементов постоянным  $d = 4\lambda$ . При этом количество элементов в решетке, как и прежде, найдем из формулы (8), положив  $M = 2$ , и получим что  $N = 20, 38, 46, 78$ , соответственно. Также, используя графики, аналогичные приведенным на рис. 7, найдем минимальные значения  $z_0^i$ , при которых ДН каждой из рассматриваемых АР будет

аксиально-симметричной по уровню первого БЛ. Они равны  $2\lambda; 1,65\lambda; 1,075\lambda$  и  $0,875\lambda$  соответственно. Отметим, что для КАР с радиусом  $R_c = 20\lambda$  и  $d = 4\lambda$  значение радиуса апертуры источника выбрано максимально допустимым. При этом уровень дальнего БЛ соответствующей ДН равен  $-8,8$  дБ; он выше, чем для трех остальных рассмотренных случаев, для которых  $z_0^i$  был подобран таким образом, чтобы соответствующий уровень был равен  $-10$  дБ. Также из графиков ДН для рассматриваемых случаев (рис. 8) видно, что с увеличением радиуса КАР (увеличением ее волновых размеров) уменьшается ширина основного лепестка излучения, однако уровень первого БЛ остается неизменным (равным  $-7,9$  дБ).

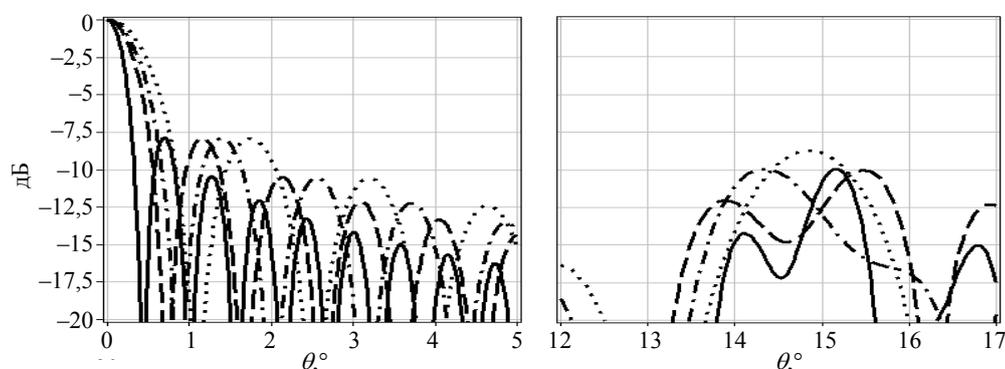


Рис. 8. ДН от  $\theta^\circ$  в плоскости  $\varphi = 0$  для четырехкольцевой АР с  $d = 4\lambda, R_c = 20\lambda, 25\lambda, 30\lambda, 50\lambda$  и  $z_0^i = 2\lambda; 1,65\lambda; 1,075\lambda; 0,875\lambda$  (мелким пунктиром, штрихпунктиром, пунктиром и сплошной линией соответственно)

Таким образом, можно сделать вывод, что КАР линейной поляризации, состоящей из одного кольца одинаково ориентированных элементов Гюйгенса, является системой направленного излучения с высоким уровнем первого БЛ ( $-7,9$  дБ). При этом изменение геометрических размеров решетки, и увеличение или уменьшение количества ее элементов не приводит к его понижению. Также, с уменьшением количества элементов КАР нарушается аксиальная симметрия излучения и возрастает уровень дальних БЛ. Это возрастание можно компенсировать повышением направленности каждого излучателя системы путем увеличения размера его апертуры. Для понижения уровня первого БЛ ДН следует рассматривать КАР, состоящие из двух и более колец однотипных излучателей. Исследованию таких АР посвящен разд. 3.

**3. Понижение уровня БЛ КАР.** Как было отмечено выше, уровень первого БЛ КАР, состоящей из одного кольца однотипных излучателей, практически неизменный по значению выше  $-7,9$  дБ, для КАР с радиусом порядка десяти длин волн и выше. Такой уровень БЛ является запредельно высоким, и следовательно, подобные КАР не на-

ходят широкого практического применения. Существует общий подход к понижению уровня БЛ ДН АР путем увеличения количества элементов и размеров массива излучателей с последующим подбором оптимального амплитудно-фазового распределения на решетке. В этом разделе мы рассмотрим синфазные КАР линейной поляризации, состоящие из нескольких колец элементарных излучателей в виде одинаково ориентированных комплексных элементов Гюйгенса, и продемонстрируем возможность понижения уровня БЛ ДН КАР при определенном распределении амплитуды на элементах решетки.

Изучим, как изменяется ДН КАР при увеличении количества колец излучателей. Для этого рассмотрим решетки, состоящие из двух, трех и пяти колец. При этом радиус первого кольца  $R_c^{(1)}$  положим равным  $30\lambda$ , также зафиксируем радиус последнего кольца  $R_c^{(*)}$  и положим его, равным  $90\lambda$ . Промежуточные кольца (если таковые присутствуют) расположим равномерно между первым и последним. Значения параметров  $d$  и  $z_0^i$  выберем равными  $4\lambda$  и  $0,875\lambda$

соответственно. Количество элементов в каждом кольце КАР рассчитаем по формуле (8), положив  $M=2$ . Тогда суммарное количество элементов для решетки, состоящей из

- двух колец –  $N_{\Sigma}=N_1+N_2=46+140=186$ ;
- трех колец –  $N_{\Sigma}=46+94+140=280$ ;
- пяти колец –  $N_{\Sigma}=46+70+94+116+140=466$ .

Также положим амплитуды всех элементов равными 1. На рис. 9 приведены графики зависимости ДН от угла  $\theta$  в плоскости  $\varphi=0$  для рассматриваемых КАР. Из графиков видно, что с повышением количества колец КАР наблюдается понижение общего уровня БЛ. В то же время отметим, что это приводит к «лавинообразному» увеличению количества элементов КАР в рассматриваемых случаях.

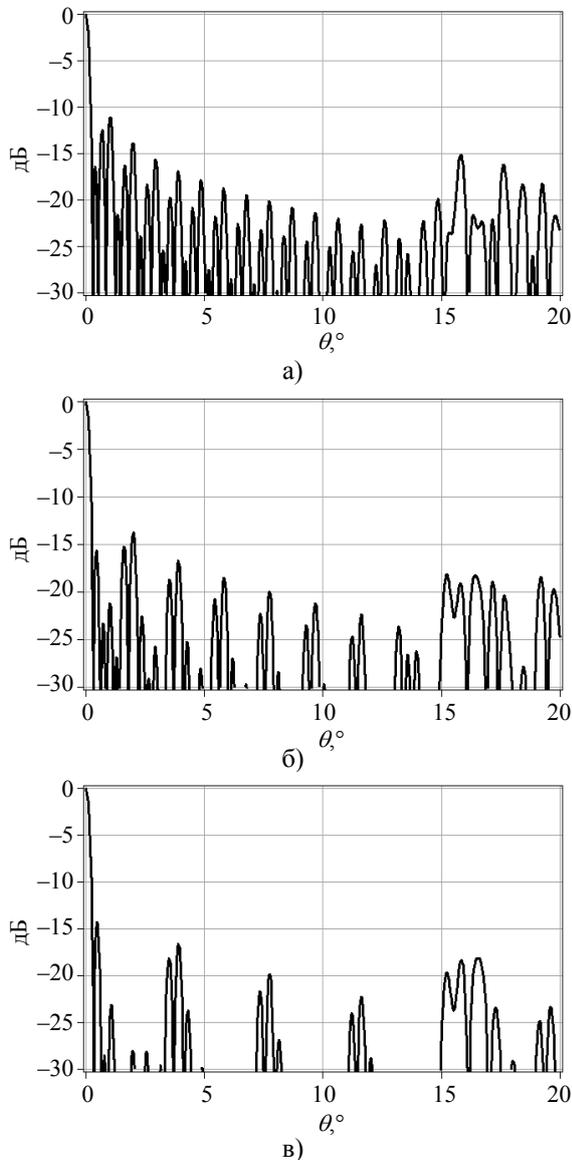


Рис. 9. ДН от угла  $\theta^\circ$  КАР, состоящих из двух (а), трех (б) и пяти (в) колец излучателей

Исследуем, как влияет изменение радиуса внешнего кольца КАР на уровень первого БЛ, для чего рассмотрим несколько КАР, каждая из которых состоит из пяти колец. Положим радиусы первых (внутренних) колец одинаковыми и равными  $30\lambda$ , радиусы последнего внешнего кольца будем изменять и положим равным следующим значениям:  $R_c^{(5)} = 60\lambda, 70\lambda, 80\lambda, 90\lambda$ . Как и прежде, количество элементов каждого кольца КАР будем считать максимальным и четным, расстояние между элементами в кольцах выберем  $4\lambda$ , а радиус раскрыва апертуры каждого излучателя  $0,875\lambda$ .

На рис. 10 приведены графики ДН рассматриваемых КАР. Из графиков видно, что с увеличением радиуса внешнего кольца решетки понижается как ширина, так и уровень первого БЛ ДН, однако не значительно. Отметим, что рассмотренный нами способ понижения уровня первого БЛ ДН КАР не является оптимальным. В общем случае такую задачу следует решать, используя оптимизационные алгоритмы, основанные на различных методах. В последние годы при решении подобных задач оптимизации получили широкое распространение так называемые стохастические алгоритмы, основанные на методах псевдослучайного перебора (генетические алгоритмы, метод роя частиц и т. п.).

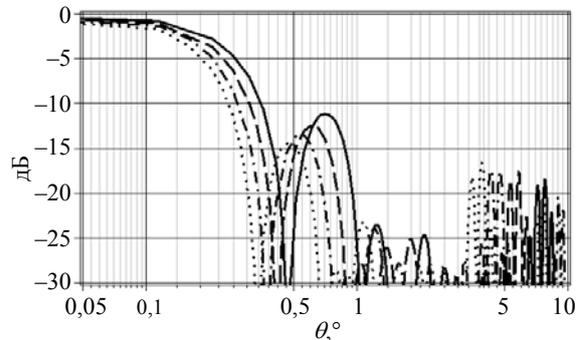


Рис. 10. ДН от угла  $\theta^\circ$  пятикольцевой АР с равномерным распределением колец по радиусу:  $d=4\lambda$ ,  $z_0^i=0,875\lambda$ ,  $R_c^{(1)}=30\lambda$ ,  $R_c^{(5)}=60\lambda; 70\lambda; 80\lambda; 90\lambda$  (сплошная, пунктирная, штрихпунктирная и мелкопунктирная линия соответственно)

Однако отметим, что при решении задачи минимизации уровня БЛ ДН КАР больших размеров такие алгоритмы могут встретить трудности, связанные с большим количеством свободных параметров системы и, следовательно, большой размерностью пространства, в котором ищется решение. Например, для 100-элементной КАР пространство возможных решений будет иметь размерность как минимум равную 400 (по четыре свободных параметра на каждый элемент системы – две координаты точки источника, радиус

раскрыва апертуры и амплитуда). Если же учесть тот факт, что количество излучателей системы также является свободным параметром, то построение оптимизационного алгоритма для такой системы является самостоятельной прикладной задачей. Альтернативой многопараметрической оптимизации может служить метод, основанный на решении задачи синтеза кольцевой апертуры в которой уместается весь массив излучателей по заданному распределению поля в дальней зоне (таким, что ДН имеет необходимый уровень БЛ), с последующим дискретным приближением найденного распределения. В заключение приведем два примера КАР, уровень БЛ ДН которых удалось понизить до  $-15,4$  и  $-18,9$  дБ (рис. 11) за счет подбора оптимальных значений параметров системы – радиусов колец в каждой из КАР, расстояния между элементами в каждом кольце и амплитудного распределения на элементах решетки. Количество элементов приведенных КАР было равно 218 и 393 соответственно. Первая КАР с уровнем БЛ  $-15,4$  дБ, состоит из четырех колец с радиусами  $R_c^{(1)}=30\lambda$ ,  $R_c^{(2)}=47,614\lambda$ ,  $R_c^{(3)}=57,165\lambda$  и  $R_c^{(4)}=65\lambda$ . При этом расстояние между элементами в кольцах было  $d^{(1)}=4\lambda$ ,  $d^{(2)}=5,5\lambda$ ,  $d^{(3)}=6\lambda$  и  $d^{(4)}=6,25\lambda$ ; радиус раскрыва апертуры всех источников выбран равным  $2\lambda$ ; распределение амплитуды было различным для элементов разных колец и посто-

янным на каждом элементе  $j$ -го кольца. Оно и задавалось по формуле

$$A^{(j)}=1/(R_c^{(j)})^\alpha, \quad \alpha=2,75, \quad j=1, \dots, 4. \quad (9)$$

Вторая КАР состоит из пяти колец с радиусами  $R_c^{(1)}=30\lambda$ ,  $R_c^{(2)}=47,678\lambda$ ,  $R_c^{(3)}=59,73\lambda$ ,  $R_c^{(4)}=70,296\lambda$  и  $R_c^{(5)}=80\lambda$ . При этом расстояние между элементами решетки в кольцах было  $d^{(1)}=d^{(2)}=d^{(3)}=4,25\lambda$  и  $d^{(4)}=d^{(5)}=4,75\lambda$ ; радиус раскрыва апертуры всех источников, как и прежде, был равный  $2\lambda$  и распределение амплитуды на кольцах определялось формулой (9) с  $\alpha=1,925$ . На рис. 11 приведены графики ДН для рассматриваемых КАР в двух плоскостях:  $\varphi_0=0$  и  $\varphi_1=[2\pi/\min(N^{(j)})]/2$ . При этом количество элементов каждого кольца решетки было максимальным и гарантированно нечетным (рассчитывалось по формуле (8), с  $M=2$  и затем количество элементов понижалось на один). Таким образом, можно сделать вывод, что при увеличении количества колец КАР наблюдается общее понижение уровня БЛ ДН системы, однако выбор оптимального набора значений всех параметров системы, при котором наблюдается наилучшее понижение уровня БЛ, требует дополнительного исследования.

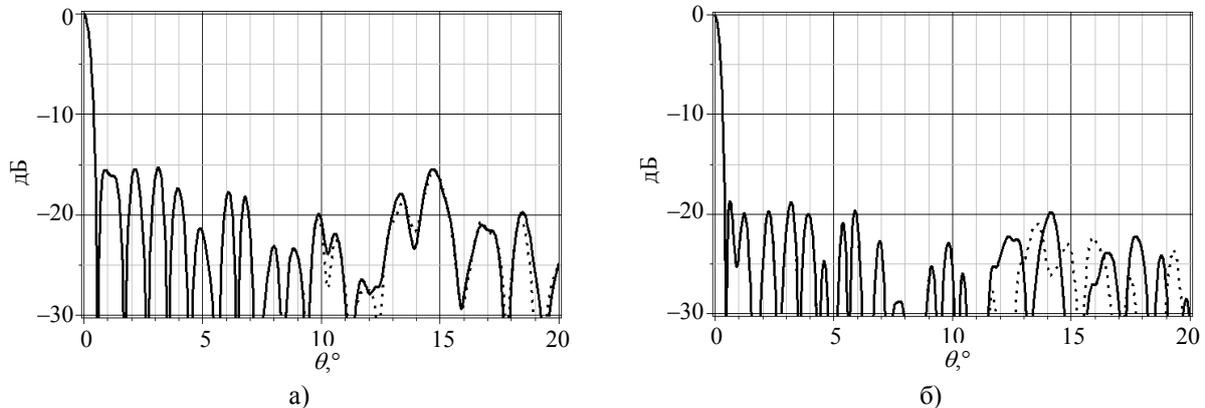


Рис. 11. ДН от угла  $\theta^\circ$  в двух разных плоскостях по углу  $\varphi$  для двух не эквидистантных по радиусу КАР, состоящих из четырех (а) и пяти (б) колец излучателей

**4. Моделирование прямо-передающей антенной системы на базе КАР.** Рассмотрим задачу моделирования прямо-передающей антенной системы с составным излучателем в виде КАР, состоящей из нескольких колец однотипных излучателей, и приемной части в виде прямофокусной зеркальной антенны с зеркалом круглой формы. Расположим приемную антенну радиуса  $R_{ref}$  в центре и разместим вокруг нее КАР из четырех колец с радиусами  $R_c^{(1)} > R_{ref}$ ,  $R_c^{(2)}$ ,  $R_c^{(3)}$

и  $R_c^{(4)}$ . Наша задача состоит в том, чтобы подобрать такие значения радиусов колец излучателей, радиусов апертур излучающих элементов, расстояний между элементами в кольцах, а также распределения амплитуд и фаз на излучателях, чтобы уровень БЛ ДН прямо-передающей антенной системы (произведение ДН излучающей и приемных частей) был как можно ниже и заведомо меньше  $-40$  дБ. При этом потребуем, чтобы количество излучающих элементов не превышало

200 штук, коэффициент усиления приемо-передающей антенной системы был выше 80 дБ и размеры системы были не более  $150\lambda$ .

Решение поставленной задачи начнем с описания свойств приемной части антенной системы. Для определенности положим, что приемная антенна имеет равномерное амплитудное и постоянное фазовое распределение на раскрыве, радиус ее раскрыва составляет от 25 до 30 длин волн. Тогда ДН такой антенны не зависит от угла  $\varphi$  и задается формулой

$$D(\theta, \varphi) = \left( \frac{J_1(2\pi[R_{ref}/\lambda]\sin\theta)}{2\pi[R_{ref}/\lambda]\sin\theta} \right)^2. \quad (10)$$

Уровень первого БЛ такой ДН составляет  $-17,6$  дБ и первый ноль может быть найден приближенно из уравнения

$$2\pi[R_{ref}/\lambda]\sin\theta \approx 3,831706 \quad (11)$$

и лежит в интервале  $1,164^\circ \dots 1,4^\circ$  (по углу  $\theta$ ) для рассматриваемых значений радиусов апертуры антенны, а коэффициент усиления такой антенны (в направлении главного лепестка ДН), рассчитанный по следующей формуле (в предположении экранирования приема и излучения антенной системы в нижнее полупространство):

$$G_0 = 2 / \int_0^{\pi/2} D(\theta, \varphi) \sin\theta d\theta, \quad (12)$$

составляет  $43,8 \dots 45,54$  дБ. В дальнейшем мы будем рассматривать приемную антенну с апертурой радиуса  $28,65\lambda$ , коэффициент усиления которой составляет  $45,18$  дБ.

Таким образом, для решения задачи проектировки приемо-передающей антенной системы необходимо построить четырехкольцевую АР, которая удовлетворяет требованию ограничения уровня БЛ ДН приемо-передающего устройства (не выше  $-40$  дБ), откуда следует, что первый ноль такой КАР должен лежать между первым нулем и максимумом первого БЛ ДН приемной части. Фактически эти требования состоят в том, чтобы график ДН КАР как функции от угла  $\theta$  лежал под «шаблонной» кривой (рис. 12, пунктирная кривая) и ДН была не возрастающей функцией на отрезке  $0 \dots 1,6^\circ$ . Также коэффициент усиления такой КАР

должен быть не менее  $34,82$  дБ и количество элементов не более 200.

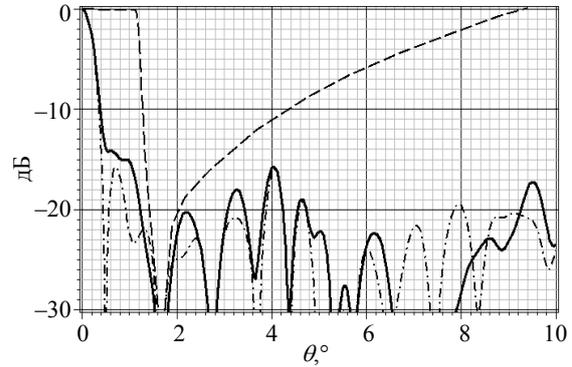


Рис. 12. «Шаблонная» кривая от угла  $\theta^\circ$  для ДН КАР (пунктир), а также ДН излучающей части приемо-передающей системы в случае синфазной запитки элементов (штрихпунктир) и не синфазной запитки (сплошная линия)

В качестве примера одной из возможных КАР, удовлетворяющей всем необходимым требованиям приведем КАР с параметрами, указанными в таблице. График ДН такой КАР в плоскости приведен на рис. 12 (сплошная линия). Основным отличием такой КАР от рассмотренных выше является использование разных начальных фаз на элементах каждого из ее колец. Такое распределение фаз выбрано для обеспечения выполнения условия не возрастания ДН на интервале  $0 \dots 1,6^\circ$ . В случае синфазной КАР с теми же параметрами первый ноль ДН наблюдается при  $\theta \approx 0,5^\circ$  (мелкий пунктир) сбой фаз в кольцах ведет к «замыванию» первого и второго БЛ ДН и при выбранных значениях фаз приводит к желаемому поведению ДН в малых углах. Также следует отметить, что данная КАР состоит из элементов с различными радиусами раскрыва апертур, что позволило уменьшить количество элементов КАР до 180. Именно это (в рамках нашей модели с комплексными элементами Гюйгенса в качестве элементарных излучателей) привело к необходимости согласования амплитуд на элементах каждого из колец и введению дополнительных амплитудных экспоненциальных множителей. Коэффициент усиления (в направлении главного излучения) рассматриваемой КАР, рассчитанный по формуле (12) с  $\varphi = 0$ , составляет  $35,8106$  дБ.

Значения определяющих параметров четырехкольцевой АР

$R_c^{(1)} = 30\lambda$	$d^{(1)} = 4,75\lambda$	$N_1 = 37$	$A^{(1)} = 1$	$z_0^{i,(1)} = 1,35\lambda$	$p_0^{(1)} = 0^\circ$
$R_c^{(2)} = 45,3\lambda$	$d^{(2)} = 6,25\lambda$	$N_2 = 43$	$A^{(2)} = 0,651 e^{-3,55\pi}$	$z_0^{i,(2)} = 3,125\lambda$	$p_0^{(2)} = 34,1^\circ$
$R_c^{(3)} = 58\lambda$	$d^{(3)} = 7,25\lambda$	$N_3 = 49$	$A^{(3)} = 0,47 e^{-4,55\pi}$	$z_0^{i,(3)} = 3,625\lambda$	$p_0^{(3)} = 62,2^\circ$
$R_c^{(4)} = 70\lambda$	$d^{(4)} = 8,25\lambda$	$N_4 = 51$	$A^{(4)} = 0,347 e^{-5,55\pi}$	$z_0^{i,(4)} = 4,125\lambda$	$p_0^{(4)} = 88,1^\circ$

На рис. 13 приведен график ДН (сплошная линия) полученной модельной приемо-передающей антенной системы (также для сравнения штрихпунктирном приведен график ДН отдельно приемной и пунктиром график ДН передающей части). Из графика видно, что уровень БЛ ДН не превосходит  $-45,5$  дБ. При этом коэффициент усиления приемо-передающей антенной системы равен  $81$  дБ, передающая часть системы состоит из  $180$  элементной четырехкольцевой АР и размеры всей системы составляют  $148,25\lambda$ .

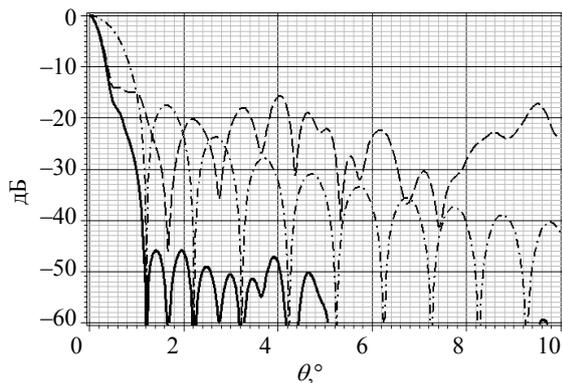


Рис. 13. ДН от угла  $\theta^\circ$  приемо-передающей системы с излучателем в виде КАР и приемной частью в виде круглой прямофокусной зеркальной антенны (сплошная линия), ДН приемной части (штрихпунктир) и ДН передающей части (пунктир)

**Выводы.** Таким образом, проведено исследование свойств КАР, состоящих из одного и нескольких колец источников в виде комплексных элементов Гюйгенса с различными радиусами раскрыва апертур. Показано, что КАР, состоящая из одного кольца источников, имеет высокий уровень БЛ, ограниченный снизу значением  $-7,9$  дБ, которое неизменно при вариации любых параметров однокольцевой АР. При увеличении количества колец АР продемонстрировано понижение уровня БЛ КАР. Приведены графики ДН как эквидистантных, так и неэквидистантных по радиусу КАР, состоящих из двух и пяти колец излучателей. Графики ДН иллюстрируют необходимость поиска оптимального распределения геометрических параметров АР (точек расположения излучателей) и электрических параметров КАР (амплитудно-фазового распределения на элементах решетки и направленности каждого излучателя) для получения КАР с минимальным или заданным уровнем БЛ ДН. Приведены примеры четырех- и пятикольцевых АР, уровень БЛ которых составляет  $-15,4$  и  $-18,9$  дБ соответственно. Также в работе приведен пример моделирования приемо-передающей антенной системы с излучателем в виде четырехкольцевой АР с уровнем боковых лепестков ДН системы ниже  $-45$  дБ и высоким коэффициентом усиления, составляющем более  $80$  дБ.

## Библиографический список

1. Сомов А. В. Антенные системы с кольцевой передающей решеткой: потенциальные возможности / А. В. Сомов, Д. М. Ваврив // Радиофизика и радиоастрономия. – 2013. – 18, № 2. – С. 152–160.
2. Bogdan L. Analysis of circular arrays as smart antennas for cellular networks / L. Bogdan, C. Comsa // Proc. of Intern. Symp. on Signals, Circuits and Systems. – 2003. – 2. – P. 525–528.
3. Chan S. C. Uniform concentric circular arrays with frequency-invariant characteristics – theory, design, adaptive beamforming and DOA estimation / S. C. Chan, H. H. Chen // IEEE Trans. on Signal Processing. – 2007. – 55, N 1. – P. 165–177.
4. Li Y. A novel partial adaptive broad-band beamformer using concentric ring array / Y. Li, K. C. Ho, C. Kwan // Proc. on IEEE Intern. Conf. on Acoustics, Speech, and Signal Processing – 2004. – 2. – P. 177–180.
5. Dessouky M. I. Efficient sidelobe reduction technique for small-sized concentric circular arrays / M. I. Dessouky, H. A. Sharshar, Y. A. Albagory // PIER. – 2006. – 65. – P. 187–200.
6. Dessouky M. I. A novel tapered beamforming window for uniform concentric circular arrays / M. I. Dessouky, H. A. Sharshar, Y. A. Albagory // JEMWA. – 2006. – 20, N 14. – P. 2077–2089.
7. Haupt R. L. Antenna Arrays: A Computational Approach / R. L. Haupt. – N. Y.: Wiley, 2010. – 534 p.
8. Synthesis of thinned planar circular array antennas using modified particle swarm optimization / N. Pathak, G. K. Mahanti, S. K. Singh et al. // PIER Lett. – 2009. – 12. – P. 87–97.
9. Heyman E. Complex-source pulsed-beam fields / E. Heyman, L. B. Felsen // J. Opt. Soc. Am. A. – 1989. – 6, N 6. – P. 806–817.
10. Deschamps G. A. Gaussian beam as a bundle of complex rays / G. A. Deschamps // Electron. Lett. – 1971. – 7. – P. 684–685.
11. Seshadri S. R. Independent waves in complex source point theory / S. R. Seshadri // Optics Lett. – 2007. – 32, N 21. – P. 3218–3220.
12. Balaban M. V. Radiation of complex electric and magnetic dipoles in the presence of a perfectly conducting disk / M. V. Balaban, A. I. Nosich // Telecommunications and Radio Engineering. – 2013. – 72, N 10. – P. 841–852.
13. Марков Г. Т. Антенны / Г. Т. Марков, Д. М. Сазонов. – М.: Энергия, 1975. – 528 с.
14. Balaban M. V. Numerical study of electromagnetic field scattering by an electrically resistive disk [Электронный ресурс] / M. V. Balaban, R. Sauleau, A. I. Nosich // XIII Intern. Conf. on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory. – Kyiv, 2010. – 1 электрон. опт. диск (CD-ROM). – Загл. с этикетки диска.

Рукопись поступила 10.02.2014.

М. В. Балабан, А. В. Сомов

## INCREASING A CIRCULAR ANTENNA ARRAY DIRECTIVITY

Recently, circular antenna arrays consisting of one or more rings of similar sources attract more attention. This is due to the possibility of using such arrays for producing powerful transmitters. This paper presents the study of radiation properties of a circular antenna array with linear polarization based on one or several rings of similar sources. As a single source we consider simple or complex Huygens elements. We present the results which show the influence of the antenna radius, number of elements and single elements directivity on the radiation pattern of the system. The possibility to increase the directivity of the system while increasing the number of circles in the array is shown. Fi-

nally, we present an example of modeling of radar system based on four-circular antenna array with high directivity and low level of sidelobes.

**Key words:** circular antenna array, complex point source.

М. В. Балабан, А. В. Сомов

### ПІДВИЩЕННЯ СПРЯМОВАНОСТІ ВИПРОМІНЮВАННЯ КІЛЬЦЕВОЇ АНТЕННОЇ РЕШІТКИ

Кругові антенні решітки, що складаються з одного й декількох кілець однотипних випромінювачів, викликають особливий інтерес останнім часом. Це пов'язано з можливістю застосування таких решіток при створенні потужних переда-

вальних пристроїв. У роботі наведено результати дослідження властивостей кільцевої антенної решітки лінійної поляризації, що складається з одного та декількох кілець однотипних випромінювачів. Як випромінювачі було розглянуто елементарні й комплексні елементи Гюйгенса. Вивчено зміну діаграми спрямованості при варіації радіуса решітки, збільшенні кількості її випромінювачів і підвищенні спрямованості випромінювання кожного елемента. Показано можливість поліпшення характеристики спрямованості випромінювання антенної решітки при збільшенні кількості її кілець. Наведено приклад моделювання приймально-передавальної антенної системи з випромінювачем у вигляді чотирьохкільцевої антенної решітки з високим коефіцієнтом посилення та низьким рівнем бічних пелюсток.

**Ключові слова:** кільцева антенна решітка, комплексне джерело.