



УДК 621.396.67.01
ГРНТИ 78.25.13

МИНИМИЗАЦИЯ ЭФФЕКТИВНОЙ ПЛОЩАДИ РАССЕЯНИЯ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С НУЛЯМИ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ

*С.Н. РАЗИНЬКОВ, доктор физико-математических наук, старший научный сотрудник
ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)*

О.Э. РАЗИНЬКОВА, кандидат технических наук

ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)

*С.О. БАРАНОВ, кандидат технических наук, старший научный сотрудник
ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)*

А.В. ЕВСЕЕВ

Войсковая часть 42829 (г. Щёлково)

В интересах снижения радиолокационной и радиотехнической заметности летательных аппаратов с использованием метода неопределенных множителей Лагранжа выполнена минимизация эффективной площади рассеяния кольцевой антенной решетки с нулями диаграмм направленности. Исследованы закономерности изменения направленных и рассеивающих свойств решетки при различных положениях, числе и глубине провалов диаграммы направленности. Показано, что за счет формирования нулей диаграммы направленности для фиксированных угловых положений снижаются потери коэффициента направленного действия решетки относительно уровней, достижимых при минимизации среднего уровня боковых лепестков диаграммы направленности и ее среднеквадратического отклонения от заданной формы. При ограничении среднего уровня боковых лепестков обеспечивается минимум среднеквадратического отклонения главного луча диаграммы направленности от формы, соответствующей минимальной эффективной площади рассеяния антенной системы. В результате становится возможным расширение секторов и увеличение глубины провалов диаграммы направленности для защиты от средств радиотехнического мониторинга при сохранении низкой радиолокационной заметности решетки.

Ключевые слова: антенная решетка, диаграмма направленности, эффективная площадь рассеяния, метод неопределенных множителей Лагранжа.

MINIMIZING THE ANTENNA ARRAY EFFECTIVE SCATTERING AREA WITH THE RADIATION PATTERN ZEROS

*S.N. RAZINKOV, Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Senior Researcher
MESC AF «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy» (Voronezh)*

O.E. RAZINKOVA, Candidate of Technical sciences

MESC AF «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy» (Voronezh)

S.O. BARANOV, Candidate of Technical sciences, Senior Researcher

MESC AF «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy» (Voronezh)

A.V. EVSEEV

Military unit 42829 (Shchelkovo)

In order to reduce the radar and radio-technical visibility of aircraft, the effective scattering area of the annular antenna array with zeros of the radiation patterns was minimized using the method of indeterminate Lagrange multipliers. The regularities of changes in the directional and scattering properties of the lattice at different positions, the number and depth of dips in the radiation pattern are



investigated. It is shown that due to the formation of zeros of the radiation pattern for fixed angular positions, the losses of the directional effect coefficient of the grating are reduced relative to the levels achievable when minimizing the average level of the side lobes of the radiation pattern and its standard deviation from the specified shape. When limiting the average level of the side lobes, a minimum of the root-mean-square deviation of the main beam of the radiation pattern from the shape corresponding to the minimum effective scattering area of the antenna system is provided. As a result, it becomes possible to expand the sectors and increase the depth of dips in the radiation pattern to protect against radio monitoring tools while maintaining low radar visibility of the grid.

Keywords: antenna array, radiation pattern, effective scattering area, method of indeterminate Lagrange multipliers.

Введение. Как показано в [1, 2], эффективность контроля воздушного пространства может быть повышена за счет совместного применения средств радиолокационного и радиотехнического мониторинга [3] на основе комплексной обработки вторичных излучений объектов и сигналов их бортовых радиоэлектронных устройств. При анализе обобщенного массива демаскирующих признаков [2, 4], выявленных разнородными средствами мониторинга, парируются пропуски целей в отдельных каналах поиска (наблюдения) [3], возрастает достоверность распознавания объектов вследствие повышения полноты представления сигнатур, сопоставляемых с эталонными описаниями [4].

В этой связи для защиты летательных аппаратов от обнаружения средствами контроля воздушного пространства на дальностях, исключающих выполнение функциональных задач, требуется выполнять комплекс мероприятий по снижению радиолокационной и радиотехнической заметности [5]. Радиолокационная заметность объектов снижается путем придания малоотражающих форм наружным поверхностям, а также нанесения радиопоглощающих материалов, уменьшающих уровень вторичного излучения, и покрытий с адаптивно изменяющимися отражательными свойствами для перераспределения рассеянного поля в секторах углов, недоступных для приема радиолокационными станциями [6, 7]. Снижение радиотехнической заметности летательных аппаратов заключается в изменении режимов работы, частотно-временных параметров сигналов и мощностей бортовых радиоэлектронных устройств, позволяющем уменьшить число и фоновую контрастность информативных характеристик, обрабатываемых в процессе радиотехнического мониторинга [4, 8].

За счет покрытия корпусов летательных аппаратов магнетодиэлектрическими поглотителями и экранирования доминирующих центров вторичного излучения (воздухозаборников, выходных сопел) частотно-поляризационными селективными решетками обеспечивается снижение их эффективных площадей рассеяния (ЭПР) на 8...20 дБ [6, 7], что эквивалентно сокращению дальности радиолокационного обнаружения в 1,6...1,9 раз. При использовании широкополосных сигналов большими периодами повторения и сложными законами внутриимпульсной модуляции, позволяющими минимизировать пиковую мощность передатчиков, дальность обнаружения цели средствами радиотехнического мониторинга снижается до величины, превышающей дальность радиолокационного обнаружения не более чем 25...30 % [8].

Для получения показателей заметности, заданных из условий применения воздушных объектов, при допустимых потерях эффективности функционирования бортового радиоэлектронного оборудования значительное внимание уделяется рациональному выбору параметров конструкции бортовых антенн. По оценкам [6, 9], вклад сигналов, отраженных антеннами, в суммарное поле, рассеиваемое летательным аппаратом, может составлять 70...90 %; поэтому снижение радиолокационной заметности воздушных целей в основном достигается за счет уменьшения ЭПР антенных систем. В интересах снижения радиотехнической заметности объектов формируются нули диаграмм направленности антенн в



секторах углов, где возможен перехват излучений радиоэлектронных устройств средствами мониторинга [10].

Таким образом, совершенствование технологий защиты летательных аппаратов определяет практическую важность поиска путей минимизации ЭПР бортовых антенных систем с нулями диаграмм направленности.

Актуальность. Обоснование технических решений по разработке антенных систем с малыми ЭПР и нулями диаграмм направленности следует проводить на основе синтеза параметров конструкций априори заданной топологии [10, 11].

Поле, рассеиваемое антенной системой, формируется в результате дифракции облучающих электромагнитных волн на приемоизлучающей структуре и вторичного излучения антенными нагрузками. В этой связи ее ЭПР содержит структурную составляющую, определяемую отражательными свойствами конструкции, и антенную составляющую, величина которой зависит от коэффициента отражения нагрузки [6].

В качестве антенных систем летательных аппаратов широкое применение находят решетки встраиваемых в корпуса элементов [11–13]. Структурные составляющие их ЭПР, как правило, оцениваются совместно с ЭПР носителей; рассеивающие свойства решеток характеризуются антенными составляющими ЭПР.

Для кругового приема сигналов и сканирования пространства в плоскости азимута при сохранении высокого энергетического потенциала радиоканала эффективно используются решетки кольцевого типа в виде множества элементов, расположенных равномерно на окружности [14]. Компактные решетки, удобные для размещения на малогабаритных объектах, обладают высокими уровнями боковых лепестков диаграмм направленности, обусловленными рассеянием электромагнитных волн несущими поверхностями [12, 13], и малыми коэффициентами направленного действия [11]. Улучшение направленных свойств решеток за счет увеличения числа или изменения конструкции антенных элементов, согласно теореме Пойнтинга [11], сопровождается возрастанием уровня вторичного поля, т.е. повышением радиолокационной заметности объекта.

Таким образом, потребности нахождения параметров конструкции и характеристик бортовых антенных систем при снижении радиолокационной и радиотехнической заметности летательных аппаратов определяют актуальность исследований, связанных с синтезом минимально рассеивающих структур с требуемыми показателями пространственно-частотной избирательности приема сигналов.

Цель статьи – разработать методику и провести анализ возможностей минимизации ЭПР кольцевой антенной решетки с нулями диаграммы направленности.

Методика минимизации эффективной площади рассеяния кольцевой антенной решетки с нулями диаграммы направленности. Будем полагать, что решетка выполнена в виде системы N изотропных элементов, расположенных равномерно на окружности радиуса R в плоскости $z = 0$ декартовой системы координат $XOYZ$. Антенные элементы развязаны по электрическим цепям распределительной линии и обладают тождественными показателями качества согласования с фидерными трактами.

Представляя решетку в виде системы антенных элементов с коротким замыканием выходов, при котором коэффициенты отражения от антенных нагрузок $r_n = 1$, $n = 1, \dots, N$, ее ненормированную комплексную диаграмму направленности определим в виде [14, 15]

$$\dot{F}(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N i_n^* \dot{f}_n(\theta, \varphi), \quad (1)$$

где i_n – комплексная амплитуда тока, $n = 1, \dots, N$,



$$\dot{f}_n(\theta, \varphi) = \exp\left\{-2\pi j \frac{R}{\lambda} \sin\theta \cos\left(\varphi - \frac{2\pi}{N}(n-1)\right)\right\}, \quad n=1, \dots, N, \quad (2)$$

где $\dot{f}_n(\theta, \varphi)$ – парциальная диаграмма n -го антенного элемента, $n=1, \dots, N$; θ – угол, отсчитываемый в вертикальной плоскости от оси Oz ; φ – угол, отсчитываемый в горизонтальной плоскости от оси Ox против часовой стрелки; λ – длина волны; * – знак комплексного сопряжения.

Антенная составляющая ЭПР пропорциональна величине коэффициента направленного действия решетки [6, 9]. Используя взаимосвязь коэффициента направленного действия с диаграммой направленности решетки через квадратурные формы парциальных диаграмм антенных элементов [15, 16], находим выражение для расчета ее ЭПР

$$\sigma(\theta, \varphi) = \lambda^2 \left(\sum_{n=1}^N \sum_{p=1}^N i_n^* \dot{\chi}_{np}(\theta, \varphi) i_p \right) \left(\sum_{n=1}^N \sum_{p=1}^N i_n^* \dot{\gamma}_{np} i_p \right)^{-1}, \quad (3)$$

где

$$\dot{\chi}_{np}(\theta, \varphi) = \dot{f}_n^*(\theta, \varphi) \dot{f}_p(\theta, \varphi), \quad n, p=1, \dots, N, \quad (4)$$

$\dot{\chi}_{np}(\theta, \varphi)$ – элемент матрицы размером $N \times N$, характеризующий электромагнитное взаимодействие n -го и p -го излучателей, $n, p=1, \dots, N$, через поля рассеяния [15];

$$\dot{\gamma}_{np} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi f_n^*(\theta, \varphi) f_p(\theta, \varphi) \sin\theta d\theta d\varphi, \quad n, p=1, \dots, N, \quad (5)$$

$\dot{\gamma}_{np}$ – элемент матрицы размером $N \times N$, характеризующий поток вторичного поля p -го излучателя, принимаемого n -м антенным элементом, $n, p=1, \dots, N$, усредненный по полному телесному углу. Входящее в (3) соотношение квадратурных форм с матричными элементами (4) и (5), умноженное на размер телесного угла 4π , представляет собой определение коэффициента направленного действия решетки [15].

Фиксируя значения комплексной функции (1) на уровнях $\dot{\alpha}_m$, $m=1, \dots, M$, для $M \leq N-1$ угловых положений (θ_m, φ_m) , $m=1, \dots, M$, установим критерий нахождения токов i_n , $n=1, \dots, N$, позволяющих минимизировать ЭПР при формировании нулей диаграммы направленности антенной решетки

$$\hat{i}_n = \arg \min_{i_n} \langle \sigma \rangle \Big|_{\dot{F}(\theta_m, \varphi_m) = \dot{\alpha}_m}, \quad m=1, \dots, M, \quad n=1, \dots, N, \quad M \leq N-1, \quad (6)$$

где

$$\langle \sigma \rangle = \frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \sigma(\theta, \varphi) \sin\theta d\theta d\varphi \quad (7)$$

$\langle \sigma \rangle$ – ЭПР решетки, усредненная в секторах углов наблюдения по азимуту и углу места;



зависимость (7) от комплексных амплитуд токов антенных элементов i_n , $n=1, \dots, N$, устанавливается в соответствии с (3). Максимальное количество формируемых нулей $M = N - 1$ регламентируется числом степеней свободы для распределения токов i_n , $n=1, \dots, N$, при контроле неизменности положения главного луча диаграммы направленности решетки. Положение максимума диаграммы направленности антенной системы (θ_0, φ_0) фиксируется посредством задания ограничительного требования $F(\theta_0, \varphi_0) \equiv |\dot{F}(\theta_0, \varphi_0)| = |\dot{\alpha}_0| \equiv 1$. Комплексная величина $\dot{\alpha}_m$, $m=1, \dots, M$, в (6) определяется требуемой степенью подавления пространственной избирательности приема сигналов с направления (θ_m, φ_m) , $m=1, \dots, M$; значение $|\dot{\alpha}_m|$, $m=1, \dots, M$, характеризует глубину провала диаграммы направленности.

Для нахождения токов решетки i_n , $n=1, \dots, N$, удовлетворяющих критерию (6), применим метод неопределенных множителей Лагранжа [17]. Его суть заключается в нахождении условного относительно неуставленных значений множителей Лагранжа $\tilde{\lambda}_m$, $m=1, \dots, M$, минимума функции (7) по переменным i_n , $n=1, \dots, N$, и вычислении этих множителей при ограничениях вида $\dot{F}(\theta_m, \varphi_m) = \dot{\alpha}_m$, $m=1, \dots, M$, в целях однозначного установления распределения токов, при котором реализуются направленные и рассеивающие свойства антенной решетки, заданные критерием (6). Условный минимум усредненной в секторе углов ЭПР решетки на множестве токов i_n , $n=1, \dots, N$, находится путем вариационного вычисления [16, 17] экстремумов функционала Лагранжа [17], составленного в виде линейной комбинации функции (7) при представлении $\sigma(\theta, \varphi)$ в виде (3) и функций $\dot{F}(\theta_m, \varphi_m) = \dot{\alpha}_m$, $m=1, \dots, M$, с весовыми множителями $\tilde{\lambda}_m$, $m=1, \dots, M$.

В соответствии с принятыми в (3) – (5) обозначениями и правилом (7) функция Лагранжа имеет вид

$$\Phi = \sum_{n=1}^N \sum_{p=1}^N i_n^* \dot{\gamma}_{np} i_p + \sum_{m=0}^M \tilde{\lambda}_m \sum_{n=1}^N \dot{f}_n(\theta_m, \varphi_m) i_n^* \quad (8)$$

Минимизация функционала (8) эквивалентна нахождению минимального значения ЭПР антенной решетки при условии, что ее диаграмма направленности $|\dot{F}(\theta, \varphi)|$ в M фиксированных направлениях (θ_m, φ_m) принимает значения $\dot{\alpha}_m$, $m=1, \dots, M$. Для углового положения (θ_0, φ_0) максимума распределения функции $F(\theta, \varphi) \equiv |\dot{F}(\theta, \varphi)|$ ее нормированное значение полагается равным единице.

Вычисляя первую вариацию (8) по компонентам вектора токов i_n , $n=1, \dots, N$, и приравнявая ее нулю, находим

$$\hat{i}_n = \sum_{m=0}^M \tilde{\lambda}_m^* \sum_{p=1}^N \dot{\gamma}_{np}^{-1} \dot{f}_p(\theta_m, \varphi_m), \quad n=1, \dots, N, \quad (9)$$

где $\dot{\gamma}_{np}^{-1}$ – элементы матрицы, обратной $\dot{\gamma}_{np}$.

Подставляя (10) в уравнения $\dot{F}(\theta_m, \varphi_m) = \dot{\alpha}_m$, $m=1, \dots, M$, определяющие ограничения на диаграмму направленности при минимизации ЭПР решетки по критерию (6), получим систему линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) относительно множителей Лагранжа



$$\sum_{m=0}^M \tilde{\lambda}_m^* \sum_{n=1}^N \sum_{p=1}^N \dot{f}_n^* (\theta_m, \varphi_m) \dot{\gamma}_{np}^{-1} \dot{f}_n (\theta_m, \varphi_m) = \dot{\alpha}_m, \quad m=1, \dots, M. \quad (10)$$

Значения $\tilde{\lambda}_m$, $m=1, \dots, M$, находятся по результатам численного решения СЛАУ (10). В целях математической регуляризации и устранения линейной зависимости векторов матричного оператора [18] его частичное обращение [18, 19] целесообразно осуществлять методом Гаусса с выбором главного элемента по столбцу [19]. При последовательной подстановке множителей Лагранжа в (9), а полученного распределения токов \hat{i}_n , $n=1, \dots, N$, в (1) находятся диаграммы направленности кольцевых антенных решеток, удовлетворяющие критерию (6).

Анализ диаграмм направленности кольцевых антенных решеток с минимизированными эффективными площадями рассеяния. На рисунке 1 сплошной линией представлена нормированная на максимальное значение диаграмма направленности $F(\varphi) \equiv F(\theta=90^\circ, \varphi) = |\dot{F}(\theta=90^\circ, \varphi)|$ кольцевых антенных решеток из $N=15$ элементов с электрическими радиусами $R/\lambda=0,5$. На рисунке 2 приведена диаграмма направленности 15-элементной кольцевой решетки с электрическим радиусом $R/\lambda=0,8$. Результаты получены при контроле угловых положений главных лучей диаграмм в направлении $(\theta_0=90^\circ, \varphi_0=90^\circ)$, где фиксировалось значение $\dot{\alpha}_0=1$. Распределение токов антенных элементов характеризуется равенством абсолютных величин $|i_n|$, $n=1, \dots, N$; различие фазовых набегов токов $\phi_n = \arg i_n$, $n=1, \dots, N$, на соседних элементах возрастает по мере перехода из области дальних боковых лепестков диаграмм направленности в сектора ближних боковых лепестков и главного луча.

Пунктиром на рисунках 1 и 2 представлены диаграммы направленности тех же решеток с уровнем боковых лепестков, не превышающим 0,1 в секторах углов $\phi \in [0^\circ; 20^\circ] \cup [160^\circ; 180^\circ]$ при $R/\lambda=0,5$ и $\phi \in [25^\circ; 45^\circ] \cup [135^\circ; 155^\circ]$ при $R/\lambda=0,8$. Диаграммы направленности решеток сформированы при последовательной коррекции за счет добавления контролируемых в соответствии с критерием (6) значений $\dot{\alpha}_m$, $m=1, \dots, M$, в $M=4$ направлениях φ_m , $m=0, \dots, M$, представленных в таблице 1; величина $\dot{\alpha}_0=1$, уровни $\dot{\alpha}_1=\dot{\alpha}_2=\dot{\alpha}_3=\dot{\alpha}_4=0,1$.

Таблица 1 – Значения глубины и угловые положения формируемых нулей диаграмм направленности кольцевых антенных решеток с минимально достижимыми ЭПР

Электрический радиус кольцевой решетки	Угловые положения нулей диаграмм направленности решеток, (град.)			
	φ_1	φ_2	φ_3	φ_4
$R/\lambda=0,5$	15	165	0	180
$R/\lambda=0,8$	45	135	20	160

Нули диаграмм направленности антенных решеток создаются за счет симметричного изменения абсолютных значений и инверсного изменения фаз токов на элементах. При формировании диаграмм направленности, представленных на рисунках 1 и 2, сначала фиксировались уровни $\dot{\alpha}_{1,2}$, а затем добавлялись контролируемые значения $\dot{\alpha}_{3,4}$ для угловых положений вблизи локальных максимумов боковых лепестков.

Согласно полученным зависимостям, для достижения заданного уровня боковых лепестков диаграмм направленности решеток требуется выполнение ограничительных условий, определяемых уравнением $\dot{F}(\theta_m, \varphi_m) = \dot{\alpha}_m$, $m=1, \dots, M$, при $M=4$.



Преобразование токов $i_n, n=1, \dots, N$, к распределению $\hat{i}_n, n=1, \dots, N$, установленному критерием (6), выполняется на основе суммирования в диаграммообразующих устройствах с комплексными весовыми коэффициентами коррекции [15]. Для задания набегов фаз токов $\phi_n, n=1, \dots, N$, удовлетворяющих распределению $\hat{\phi}_n = \arg \hat{i}_n, n=1, \dots, N$, в диапазоне сверхвысоких частот применяются быстродействующие полупроводниковые фазовращатели проходного и отражательного типов на полосковых (микрополосковых) и волноводных элементах с коммутационными p-i-n диодами. Корректировка токов с большими амплитудами эффективно осуществляется ферритовыми фазовращателями в волноводном и коаксиальном исполнении [20].

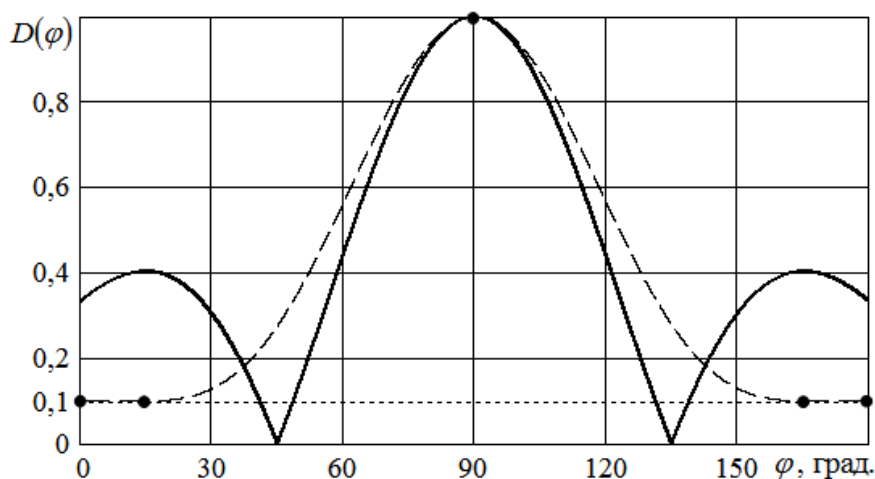


Рисунок 1 – Диаграмма направленности кольцевой решетки из 15 элементов с электрическим радиусом $R/\lambda = 0,5$

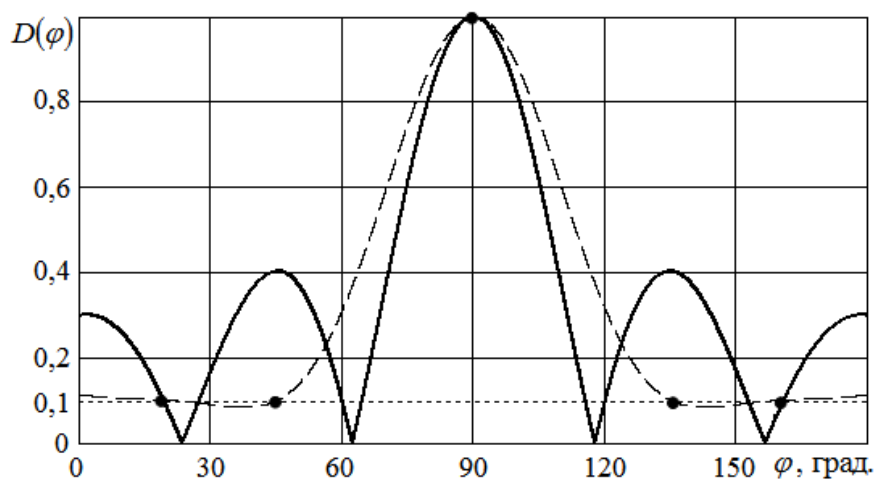


Рисунок 2 – Диаграмма направленности кольцевой решетки из 15 элементов с электрическим радиусом $R/\lambda = 0,8$

Установлено, что за счет синтеза четырех нулей в диаграммах направленности кольцевых решеток уровни сигналов, излучаемых вне главного луча, снижаются в среднем в 2,5...2,7 раз при возрастании его ширины в 1,3...1,75 раз.

На рисунке 3 приведены диаграммы направленности кольцевых антенных решеток из 15 (сплошная линия) и 5 (пунктирная линия) элементов при $R/\lambda = 0,6$ с максимумами в направлении $\varphi = 90^\circ$ (а) и диаграммы направленности этих решеток при создании $M = 2$ нулей



глубиной $\dot{\alpha}_m = 0,1$, $m = 1, \dots, M$ (б). Для 15-элементной системы контролировались диаграммы направленности $\dot{F}(\theta_m, \varphi_m) = \dot{\alpha}_m$, $m = 1, \dots, M$, $M = 2$ при $\varphi_1 = 30^\circ$ и $\varphi_2 = 150^\circ$; для решетки из 5 элементов фиксировались уровни $\dot{\alpha}_m$, $m = 1, \dots, M$, при $\varphi_1 = 13^\circ$ и $\varphi_2 = 167^\circ$.

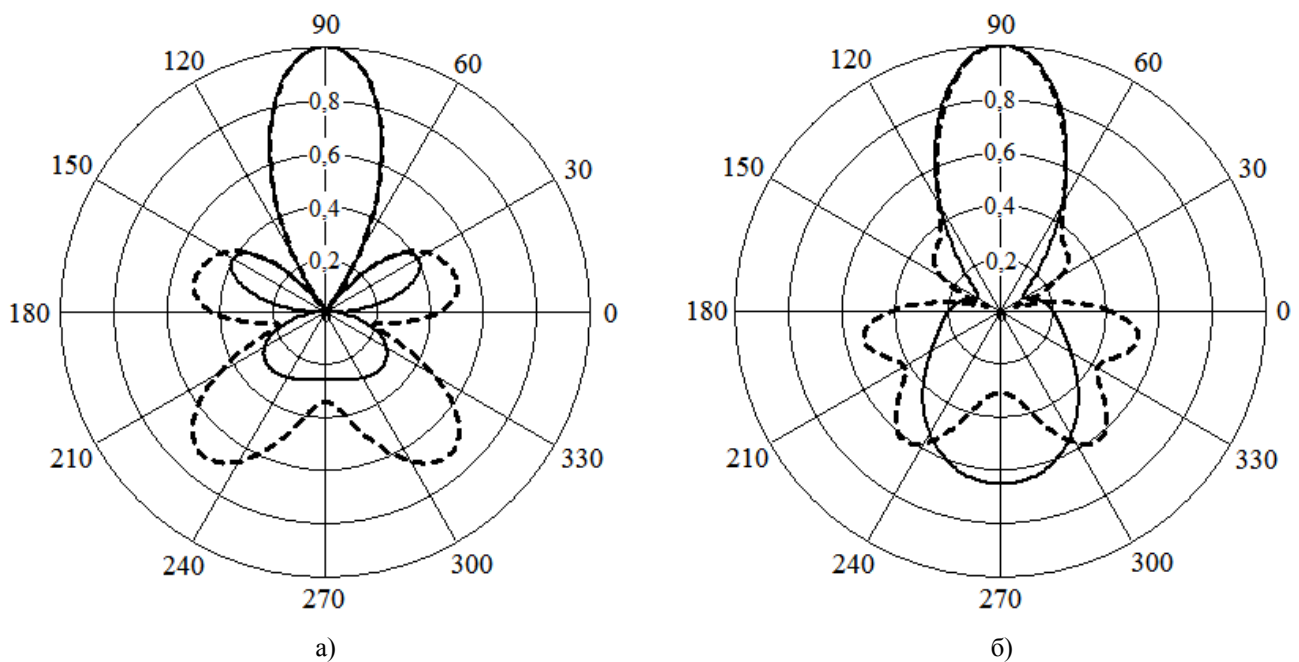


Рисунок 3 – Диаграммы направленности кольцевых решеток с электрическим радиусом $R/\lambda = 0,6$ из 15 (сплошные линии) и 5 (пунктирные линии) элементов с фиксированным положением максимума (а) и при формировании двух дополнительных нулей (б)

Создание секторных провалов диаграмм направленности решеток с плотным размещением элементов (при $N=15$) приводит к расширению главного луча примерно в 1,1 раза и возрастанию дальнего лепестка на 3,6 дБ. В решетке из $N=5$ боковое излучение сосредотачивается в секторе углов $\varphi \in [180^\circ; 360^\circ]$, где уровень повышается не более чем на 0,7 дБ; ширина главного луча диаграммы направленности возрастает примерно в 1,1 раза.

С увеличением глубины нулей до $\dot{\alpha}_m = 0,01$, $m = 1, \dots, M$, средний уровень боковых лепестков диаграмм направленности дополнительно убывает на 0,9...1,2 дБ, а их главные лучи расширяются не более чем в 1,05...1,12 раз. Для минимизации искажений главного луча требуется формировать нули в области боковых лепестков диаграмм направленности, но не в направлениях их локальных максимумов.

Дальнейшее снижение радиотехнической заметности объекта может осуществляться за счет последовательной коррекции боковых лепестков диаграммы направленности решетки при задании пониженных значений допустимых локальных экстремумов. Подавление ближних боковых лепестков диаграммы путем формирования нулей непосредственно в направлениях локальных максимумов может сопровождаться существенным увеличением дальних боковых лепестков. В этой связи контролируемые уровни диаграмм направленности антенных систем целесообразно фиксировать в направлениях, смещенных от положений локальных максимумов на 1...2°.

Последовательная корректировка направленных свойств решеток с использованием указанного способа выбора требуемых уровней бокового излучения, как показано в [15], позволяет при ограничениях на ЭПР, установленных критерием (6), сформировать диаграмму направленности с малым средним уровнем боковых лепестков и минимальным среднеквадратическим отклонением от установленной формы [10].



Учет структурных составляющих ЭПР решеток выполняется на основе решения краевых задач при граничных условиях для возбуждающих и рассеянных полей [21, 22]. Вследствие применения граничных условий для суперпозиции полей антенных элементов выполняется учет электромагнитных связей в решетке, обусловленные запасенной в ней реактивной энергией вторичного излучения [11, 21]. При коротком замыкании выходов антенной системы ее радиолокационная заметность характеризуется исключительно структурной составляющей ЭПР. В режиме холостого хода (отключения антенной нагрузки) ЭПР антенны находится как разность абсолютных значений амплитуд полей, рассеянных элементами конструкции и отраженных от антенной нагрузки с относительным фазовым сдвигом. Для варианта идеального согласования с распределительной линией ЭПР антенной системы определяется разностью модуля вторичного поля, отраженного от элементов конструкции и удвоенного значения амплитуды поля, переизлученного антенной нагрузкой, умноженной на экспоненциальную функцию, характеризующую разность фаз полей [6].

Выводы. В интересах снижения радиолокационной и радиотехнической заметности летательных аппаратов разработан способ минимизации ЭПР при одновременном формировании нулей диаграммы направленности бортовых антенных решеток. Способ базируется на установлении параметрической взаимосвязи распределения токов антенных элементов с электрическими размерами решеток при заданной топологии с использованием метода неопределенных множителей Лагранжа. Токи решеток находятся по результатам обращения матричного оператора первой производной функционала, построенного в виде суперпозиции функций, характеризующих пространственное распределение рассеянного и излучаемого полей. Параметрами варьируемого функционала выступают неопределенные множители Лагранжа; их значения, устанавливающие однозначное соответствие между комплексными амплитудами токов и характеристиками конструкции решетки, являются корнями СЛАУ, полученной при фиксации уровней диаграммы направленности для заданных угловых положений.

Исследованы закономерности изменения диаграмм направленности кольцевых антенных решеток с минимизированными ЭПР при различных положениях, числе и глубине формируемых провалов. Показано, что при создании нулей диаграммы направленности в фиксированных угловых положениях снижаются потери коэффициента направленного действия решетки относительно уровней, достижимых при минимизации среднего уровня боковых лепестков диаграммы направленности и ее среднеквадратического отклонения от заданной формы. При ограничении среднего уровня боковых лепестков обеспечивается минимум среднеквадратического отклонения главного луча диаграммы направленности от формы, соответствующей минимальной ЭПР решетки. Вследствие достижения указанных рассеивающих и направленных характеристик антенной системы обеспечивается защищенность летательного аппарата, на борту которого она размещается, от средств радиотехнического мониторинга при низкой радиолокационной заметности.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Мельников Ю.П. Воздушная радиотехническая разведка (методы оценки эффективности). М.: Радиотехника, 2005. 304 с.
2. Демин В.П., Куприянов А.И., Сахаров А.В. Радиоэлектронная разведка и радиомаскировка. М.: МАИ, 1997. 156 с.
3. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория / под ред. Я.Д. Ширмана. М.: Радиотехника, 2007. 874 с.
4. Меньшаков Ю.К. Теоретические основы технических разведок. М.: МГТУ имени Н.Э. Баумана, 2008. 536 с.



5. Губарев В.А., Нестеров В.Н., Герасименко О.М., Воронов В.А. Показатели и метод комплексной оценки заметности летательных аппаратов // Оборонная техника, 1995. № 12. С. 9–11.
6. Ананьин Э.В., Ваксман Р.П., Патраков Ю.М. Методы снижения радиолокационной заметности // Зарубежная радиоэлектроника. 1994. № 4/5. С. 5–21.
7. Львова Л.А. Радиолокационная заметность летательных аппаратов. Снежинск: Издательство РФЯЦ ВНИИТФ. 2003. 232 с.
8. Поршнева Л.И., Самойлов В.П., Баранов С.О. Радиотехническая заметность летательных аппаратов // Оборонная техника. 1995. № 12. С. 51–54.
9. Михайлов Г.Д., Сергеев В.И., Соломин Э.А., Воронов В.А. Методы и средства уменьшения радиолокационной заметности антенных систем // Зарубежная радиоэлектроника. 1994. № 4/5. С. 36–42.
10. Кашин В.А. Методы фазового синтеза антенных решеток // Зарубежная радиоэлектроника. 1997. № 1. С. 47–60.
11. Неганов В.А., Табаков Д.П., Яровой Г.П. Современная теория и практические применения антенн. М.: Радиотехника, 2009. 720 с.
12. Резников Г.Б. Антенны летательных аппаратов. М.: Советское радио, 1967. 416 с.
13. Шатраков Ю.Г., Ривкин М.Н., Цымбаев Б.Г. Самолетные антенные системы. М.: Машиностроение, 1979. 184 с.
14. Рыбалко А.М., Павлюк В.А. Предельная направленность кольцевой антенной решетки // Радиотехника и электроника. 1985. Т. 30. № 1. С. 82–85.
15. Обуховец В.А., Мельников С.Ю. Оптимизация диаграмм направленности антенных решеток. В кн.: Рассеяние электромагнитных волн. Таганрог: ТРТУ, 1999. С. 93–101.
16. Бахрах Л.Д., Кременецкий С.Д. Синтез излучающих систем (теория и методы расчета). М.: Радио и связь, 1974. 232 с.
17. Метод неопределенных множителей Лагранжа / В.И. Бахтин, И.А. Иванишко, А.В. Лебедев и др. Минск: Издательство БГУ, 2012. 40 с.
18. Беклемишев Д.В. Курс аналитической геометрии и линейной алгебры. М.: Высшая школа, 1998. 320 с.
19. Фильчаков П.Ф. Справочник по высшей математике. Киев: Наукова думка, 1972. 743 с.
20. Литвинов А.В., Мищенко С.Е., Шестопалов С.А. Метод амплитудно-фазового синтеза антенной решетки при заданных ограничениях на огибающую боковых лепестков // Журнал радиоэлектроники. 2018. № 8. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/aug18/8/text.pdf> (дата обращения 25.12.2020).
21. Разиньков С.Н., Федоров А.В. Электродинамический анализ диаграмм направленности и обратного рассеяния кольцевой решетки несимметричных логопериодических вибраторных антенн // Воздушно-космические силы. Теория и практика. 2018. № 6. С. 139–146. [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://академия-ввс.пф/images/data/zhurnal_vks/6-2018/139-146.pdf (дата обращения 25.12.2020).
22. Тимошенко А.В., Разиньков С.Н., Разинькова О.Э., Громов Р.В. Современное состояние и задачи совершенствования методических основ построения антенных решеток беспилотных радиотехнических комплексов // Воздушно-космические силы. Теория и практика. 2020. № 14. С. 63–83. [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://академия-ввс.пф/images/data/zhurnal_vks/14-2020/63-83.pdf (дата обращения 25.12.2020).

REFERENCES

1. Mel'nikov Yu.P. Vozdushnaya radiotekhnicheskaya razvedka (metody ocenki `effektivnosti). М.: Radiotekhnika, 2005. 304 p.



2. Demin V.P., Kupriyanov A.I., Saharov A.V. Radio`elektronnaya razvedka i radiomaskirovka. M.: MAI, 1997. 156 p.
3. Radio`elektronnyye sistemy: osnovy postroeniya i teoriya / pod red. Ya.D. Shirmana. M.: Radiotekhnika, 2007. 874 p.
4. Men'shakov Yu.K. Teoreticheskie osnovy tehnikeskikh razvedok. M.: MGTU imeni N.`E. Baumana, 2008. 536 p.
5. Gubarev V.A., Nesterov V.N., Gerasimenko O.M., Voronov V.A. Pokazateli i metod kompleksnoj ocenki zametnosti letatel'nyh apparatov // Oboronnaya tekhnika, 1995. № 12. pp. 9–11.
6. Anan'in `E.V., Vaksman R.P., Patrakov Yu.M. Metody snizheniya radiolokacionnoj zametnosti // Zarubezhnaya radio`elektronika. 1994. № 4/5. pp. 5–21.
7. L'vova L.A. Radiolokacionnaya zametnost' letatel'nyh apparatov. Snezhinsk: Izdatel'stvo RFYaC VNIITF. 2003. 232 p.
8. Porshnev L.I., Samojlov V.P., Baranov S.O. Radiotekhnicheskaya zametnost' letatel'nyh apparatov // Oboronnaya tekhnika. 1995. № 12. pp. 51–54.
9. Mihajlov G.D., Sergeev V.I., Solomin `E.A., Voronov V.A. Metody i sredstva umen'sheniya radiolokacionnoj zametnosti antennyh sistem // Zarubezhnaya radio`elektronika. 1994. № 4/5. pp. 36–42.
10. Kashin V.A. Metody fazovogo sinteza antennyh reshetok // Zarubezhnaya radio`elektronika. 1997. № 1. pp. 47–60.
11. Neganov V.A., Tabakov D.P., Yarovoj G.P. Sovremennaya teoriya i prakticheskie primeneniya antenn. M.: Radiotekhnika, 2009. 720 p.
12. Reznikov G.B. Antenny letatel'nyh apparatov. M.: Sovetskoe radio, 1967. 416 p.
13. Shatrakov Yu.G., Rivkin M.N., Cymbaev B.G. Samoletnye antennoye sistemy. M.: Mashinostroenie, 1979. 184 p.
14. Rybalko A.M., Pavlyuk V.A. Predel'naya napravlennost' kol'cevoj antennoj reshetki // Radiotekhnika i `elektronika. 1985. T. 30. № 1. pp. 82–85.
15. Obuhovec V.A., Mel'nikov S.Yu. Optimizaciya diagramm napravlennosti antennyh reshetok. V kn.: Rasseyaniye `elektromagnitnyh voln. Taganrog: TRTU, 1999. pp. 93–101.
16. Bahrah L.D., Kremeneckij S.D. Sintez izluchayuschih sistem (teoriya i metody rascheta). M.: Radio i svyaz', 1974. 232 p.
17. Metod neopredelennyh mnozhitel'ej Lagranzha / V.I. Bahtin, I.A. Ivanishko, A.V. Lebedev i dr. Minsk: Izdatel'stvo BGU, 2012. 40 p.
18. Beklemishev D.V. Kurs analiticheskoy geometrii i linejnoj algebrы. M.: Vysshaya shkola, 1998. 320 p.
19. Fil'chakov P.F. Spravochnik po vysshej matematike. Kiev: Naukova dumka, 1972. 743 p.
20. Litvinov A.V., Mischenko S.E., Shestopalov S.A. Metod amplitudno-fazovogo sinteza antennoj reshetki pri zadannyh ogranicheniyah na ogibayuschuyu bokovyh lepestkov // Zhurnal radio`elektroniki. 2018. № 8. [Elektronnyj resurs]. Rezhim dostupa: <http://jre.cplire.ru/jre/aug18/8/text.pdf> (data obrascheniya 25.12.2020).
21. Razin'kov S.N., Fedorov A.V. `Elektrodinamicheskij analiz diagramm napravlennosti i obratnogo rasseyaniya kol'cevoj reshetki nesimmetrichnyh logoperiodicheskikh vibratornyh antenn // Vozdushno-kosmicheskie sily. Teoriya i praktika. 2018. № 6. pp. 139–146. [Elektronnyj resurs]. Rezhim dostupa: http://akademiya-vvs.rf/images/data/zhurnal_vks/6-2018/139-146.pdf (data obrascheniya 25.12.2020).
22. Timoshenko A.V., Razin'kov S.N., Razin'kova O.`E., Gromov R.V. Sovremennoe sostoyanie i zadachi sovershenstvovaniya metodicheskikh osnov postroeniya antennyh reshetok bespilotnyh radiotekhnicheskikh kompleksov // Vozdushno-kosmicheskie sily. Teoriya i praktika. 2020. № 14. pp. 63–83. [Elektronnyj resurs]. Rezhim dostupa: http://akademiya-vvs.rf/images/data/zhurnal_vks/14-2020/63-83.pdf (data obrascheniya 25.12.2020).



© Разиньков С.Н., Разинькова О.Э., Баранов С.О., Евсеев А.В., 2021

Разиньков Сергей Николаевич, доктор физико-математических наук, старший научный сотрудник, ведущий научный сотрудник Научно-исследовательского испытательного института (радиоэлектронной борьбы), Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), Россия, 394064, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54А, razinkovsergey@rambler.ru.

Разинькова Ольга Эдуардовна, кандидат технических наук, старший научный сотрудник Научно-исследовательского испытательного института (радиоэлектронной борьбы), Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), Россия, 394064, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54А, olga-razinkova@rambler.ru.

Баранов Сергей Олегович, кандидат технических наук, старший научный сотрудник, старший научный сотрудник Научно-исследовательского испытательного института (радиоэлектронной борьбы), Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), Россия, 394064, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54А.

Евсеев Александр Викторович, начальник передающего радиоотделения узла связи, войсковая часть 42829, Россия, 141103, г. Щёлково, ул. Аэродромная, 2, стр. 1, superficherman1@mail.ru.