

СПОСОБЫ ИЗМЕНЕНИЯ ФОРМЫ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА

В. И. Парфенов¹, И. Ф. Струков¹, Н. А. Кунаева¹, К. А. Струков²

¹ — Воронежский государственный университет;

² — Национальный исследовательский ядерный университет «МИФИ»

Поступила в редакцию 02.12.2017 г.

Аннотация. Габаритные размеры антенн, применяемых в телекоммуникационных системах, существенно зависят от длины волны (частотного диапазона) принимаемых сигналов. Стремление к уменьшению размеров антенн предполагает работу в сантиметровом и миллиметровом диапазонах длин волн. При этом важное значение имеет возможность трансформации формы диаграммы направленности таких антенн. Такая трансформация была проделана в данной работе: на основе теоретического анализа определены способы подавления аномальных боковых лепестков диаграмм направленности. Экспериментальным путем, с помощью специально разработанного измерительного стенда, была подтверждена возможность использования подобных способов трансформации диаграммы направленности в миллиметровом диапазоне: путем перехода разреженных решеток в заполненные, путем изменения размера излучающих элементов, а также путем перехода от эквидистантных решеток к неэквидистантным.

Ключевые слова: миллиметровый диапазон, равноамплитудная периодическая фазированная антенная решетка, диаграмма направленности, подавление аномальных боковых лепестков.

METHODS OF CHANGE OF THE FORM OF ANTENNA PATTERN OF PHASED ARRAY OF A MILLIMETER RANGE

V. I. Parfenov, I. F. Strukov, N. A. Kunaeva, K. A. Strukov

Abstract. The overall dimensions of antennas depend significantly on the wavelength (frequency range) of the received signals used in telecommunication systems. The desire to reduce the size of antennas are related to working in the centimeter and millimeter wavelength ranges. At the same time, the possibility of transforming the shape of the antenna pattern of such antennas is very important. Such transformation was done in this paper: methods for suppressing abnormal sidelobes of antenna patterns were determined on the basis of a theoretical analysis. Experimentally the possibility of using similar methods of transformation of the antenna pattern in the millimeter range was confirmed with the help of a specially developed measuring stand: by converting sparse arrays into fully dense ones, by changing size of the radiating elements, and by converting from equidistant arrays to nonequidistant ones.

Keywords: millimeter range, equal-amplitude periodic phased array, antenna pattern, suppression of abnormal side lobes.

ВВЕДЕНИЕ

Антенные решетки (АР), представляющие собой систему дискретных излучателей, получили широкое применение как при разработке военных, так и гражданских радиотехнических систем. Это обусловлено тем, что, управляя комплексной функцией возбуждения каждого

элемента, можно формировать заданную диаграмму направленности (ДН), в том числе ДН с электрическим сканированием луча. Для приемных АР можно считать, что каждый элемент системы содержит информацию обо всех объектах в секторе ширины ДН. Так как сигналы каждого элемента АР независимы друг от друга, то к ним можно применить специальную обработку, например, синфазное сложение сигналов, приходящих с данного направления, синтезируя основной лепесток ДН в этом направлении. С помощью таких АР можно осуществлять оперативное радиовидение земной поверхности (АР с синтезированной апертурой) и пр.

В дальнейшем будет рассматриваться задача оптимизации формы ДН АР различными способами с целью получения минимального уровня боковых лепестков ДН. При подобной постановке приходится заранее оговаривать форму излучающей системы. С целью упрощения изложения основных идей ограничимся рассмотрением особенностей решения задачи синтеза на примере линейной АР. Усложнение формы антенны, как правило, не приводит к созданию новых методов синтеза, а требует лишь обобщения методов, применяемых для линейных АР.

ФОРМУЛА ДЛЯ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ ДИФРАКЦИОННОЙ РЕШЕТКИ И ЕЕ АНАЛИЗ

Запишем, в соответствии с теоремой о перемножении ДН (пространственного спектра), выражение для ДН АР, составленной из идентичных излучателей, в виде

$$F(\theta, \varphi) = F_1(\theta, \varphi) \cdot F_2(\theta, \varphi) \cdot F_N(\theta, \varphi) \cdot F_M(\theta, \varphi) \cdot F_K(\theta, \varphi), \quad (1)$$

где $F_1(\theta, \varphi)$ — ДН элементарного излучателя (элемент волнового фронта, электрический вибратор, кольцевой ток и т. д.), причем, как правило, это функция — широкополосная; $F_2(\theta, \varphi)$ — ДН элемента ФАР, $F_N(\theta, \varphi)$, $F_M(\theta, \varphi)$ и $F_K(\theta, \varphi)$ — интерференционные множители одномерных решеток, содержащих N , M и K элементов в каждом из направлений x , y и z . Как уже отмечалось ранее, в дальнейшем рассматривается одномерная АР, элементы которой расположены вдоль координаты x (см. рис.1), питаемые комплексной функцией возбуждения вида $\dot{J}_n(x_n) = J_n(x_n) \cdot \exp(j\varphi_n(x_n))$.

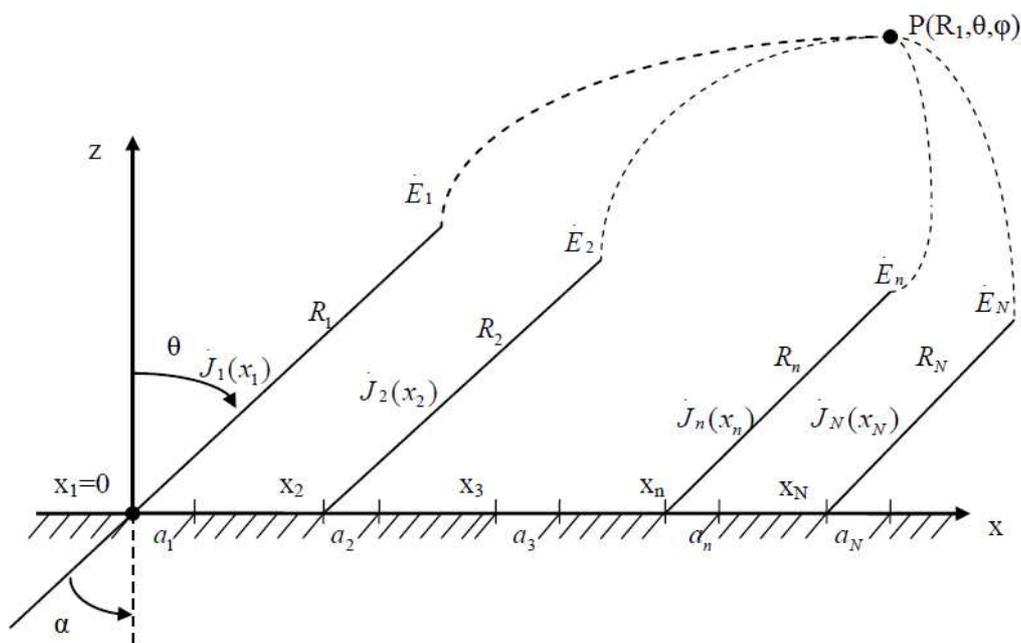


Рис. 1. Структурная схема одномерной АР

Аналогом такой решетки может служить исследуемая в работе дифракция электромагнитной волны $\dot{J}_n(x_n) = J_n(x_n) \cdot \exp(j\varphi_n(x_n))$ на системе из N отверстий шириной a_n ($n=1, \dots, N$) в непрозрачном экране. Будем рассматривать поле излучения или дифракции решетки с базой $L = \sum_{n=1}^N (x_n + a_n)$ в дальней зоне, т. е. на расстоянии

$$R \geq \frac{1..2}{\lambda} L^2. \quad (2)$$

В этом случае поле каждого элемента в точке наблюдения $P(R_1, \theta, \varphi)$ запишется в виде:

$$\begin{aligned} \dot{E}_1 &= AF_1 \dot{J}_1(x_1) \frac{\exp(jkR_1)}{R_1}, \\ \dot{E}_2 &= AF_2 \dot{J}_2(x_2) \frac{\exp(jkR_2)}{R_2} = AF_2 \dot{J}_2(x_2) \frac{\exp(jkR_1)}{R_1} \exp(-jkx_2 \sin(\theta)), \\ &\dots\dots\dots, \\ \dot{E}_n &= AF_n \dot{J}_n(x_n) \frac{\exp(jkR_1)}{R_1} \exp(-jkx_n \sin(\theta)), \\ \dot{E}_N &= AF_N \dot{J}_N(x_N) \frac{\exp(jkR_1)}{R_1} \exp(-jkx_N \sin(\theta)). \end{aligned}$$

Суммарное поле в точке наблюдения запишется как

$$\dot{E} = \sum_{n=1}^N \dot{E}_n = A \sum_{n=1}^N F_n J_n(x_n) \exp(j\varphi_n(x_n)) \exp(-jkx_n \sin(\theta)) \frac{\exp(jkR_1)}{R_1}. \quad (3)$$

Применительно к дифракционным решеткам (ДР) величины в (3) означают следующее: F_n — ДН n -ой щели шириной a_n , облучаемой полем, амплитудно-фазовое распределение которого $\dot{J}_n(x_n) = J_n(x_n) \cdot \exp(j\varphi_n(x_n))$. Причем фазовое распределение $\varphi(x_n)$ можно задавать видом источника и его положением перед ДР. Например, при облучении ДР плоской волной, падающей на нее под углом α (см. рис. 1), имеем $\varphi(x_n) = kx_n \sin(\alpha)$; при квадратичных аберрациях и $R_0 \gg L$ имеем $\varphi(x_n) = k \frac{x_n^2}{2R_0}$, где R_0 — радиус сферической волны, падающей на ДР.

Наибольший практический интерес представляет равноамплитудная периодическая фазированная антенная решетка, составленная из одинаковых элементов. Для такой дифракционной решетки (ДР) справедливо: $J_n(x_n) = J_0$, $a_n = a = \text{const}$, $x_n - x_{n-1} = d$, $\varphi(x_n) - \varphi(x_{n-1}) = \Delta\Phi$, $F_n = F_0$. В этом случае выражение для суммарного поля (3) переписывается как

$$\dot{E} = AF_0 J_0 \frac{\exp(jkR_1)}{R_1} \sum_{n=1}^N \exp(-jkd(n-1)(\sin(\theta) - \Delta\Phi/kd)). \quad (4)$$

Здесь $\Delta\Phi = kd \sin(\alpha)$ — фазовое запаздывание функции возбуждения соседних элементов ДР, $\Delta\Phi/kd = \sin(\alpha) = \gamma$ — коэффициент замедления.

Выражение (4) можно привести к виду

$$\dot{E} = AF_0 J_0 \frac{\exp(jkR_1)}{R_1} \exp(j\Phi_1(\theta)) \frac{\sin \left[\frac{N}{2} kd(\sin(\theta) - \gamma) \right]}{\sin \left[\frac{1}{2} kd(\sin(\theta) - \gamma) \right]}, \quad (5)$$

где $\Phi_1(\theta) = -\frac{1}{2}(N-1)kd(\sin(\theta) - \gamma)$ — фазовая диаграмма решетки, которая при переносе начала координат в точку $\frac{N-1}{2}d$ обращается в константу $\Phi_2 = \frac{1}{2}(N-1)\Delta\Phi$.

В результате нормированная амплитудная диаграмма направленности ДР может быть записана как

$$F(\theta, \varphi) = F_0(\theta, \varphi)F_N(\theta, \varphi) = F_0(\theta, \varphi) \frac{\sin \left[\frac{N}{2}kd(\sin(\theta) - \gamma) \right]}{N \cdot \sin \left[\frac{1}{2}kd(\sin(\theta) - \gamma) \right]}. \quad (6)$$

Если ДР составлена из N прозрачных полос шириной $a_n = a = \text{const}$ и облучается плоской волной под углом $\alpha = 0$ ($\gamma = 0$), то ДН такой системы примет вид

$$F(\theta, \varphi) = \frac{\sin \left[\frac{ka}{2} \sin(\theta) \right]}{\frac{ka}{2} \sin(\theta)} \frac{\sin(\Psi)}{N \sin(\Psi/N)}, \quad (7)$$

где $\Psi = \frac{N}{2}kd \sin(\theta)$ [1].

Сформулируем некоторые выводы из анализа формулы (7).

Первое. Интерференционный множитель в формуле (7) (второй множитель) показывает, что максимумы ДН в секторе углов $-\pi/2 \leq \theta \leq \pi/2$ формируются при выполнении условий $\Psi = \pm \frac{N}{2}kd(\sin(\theta) - \gamma) = MN\pi$, $M = 0, 1 \dots$ или, что то же самое, при

$$\frac{d}{\lambda}(\sin(\theta_M) - \gamma) = \pm M. \quad (8)$$

Основной лепесток ДН формируется при $M = 0$ в направлении $\theta = \alpha$. При синфазном возбуждении элементов решетки ($\alpha = 0$) главный максимум ДН ориентирован перпендикулярно раскрытию решетки. Если $d/\lambda = M$, $M = 1, 2 \dots$, то формируются аномальные боковые лепестки, уровень которых соизмерим с уровнем главного лепестка. Таким образом, в разреженных АР при $d > \lambda$ формируются аномального уровня боковые лепестки, приводящие к аномальным ошибкам в определении угловых координат радиолокационных целей. Следовательно, один из способов подавления аномальных боковых лепестков заключается в переводе разреженных ($d/\lambda > 1$) АР в заполненные ($d/\lambda < 1$).

Второе. Из (7) также следует, что вид функции $F(\theta, \varphi)$ определяется ДН элементов АР, в частности, зависит от размера ее элементов a . Очевидно, при $a = d$ аномальные боковые лепестки полностью компенсируются. В результате решетка преобразуется в излучатель размером $aN = dN$. Таким образом, можно регулировать уровень бокового излучения путем изменения размера каждого элемента a . При этом уровни аномальных боковых лепестков могут быть снижены до весьма малых величин, порядка 0,212 от величины главного лепестка, если выбрать $a \geq 0,82d$.

Третье. Выражение (8) показывает, что уровни боковых лепестков можно изменять и у разреженных решеток [1]. Заметим, что возникновение побочных максимумов в разреженных эквидистантных решетках физически объясняется тем, что синфазное сложение излучаемых колебаний от любой пары соседних элементов возможно для ряда направлений θ_M , в которых сумма разности хода $kd \sin(\theta)$ и фазового сдвига в питании между соседними элементами $\Delta\Phi$ равна нулю или кратна целому числу 2π , т. е. при $kd \sin(\theta_M) - \Delta\Phi = \pm 2\pi M$, что эквивалентно выражению (8). Из последнего выражения можно найти ряд направлений, в которых осуществляется максимальный уровень излучения:

$$\sin(\theta_M) = \frac{2\pi M + \Delta\Phi}{kd} = M \frac{\lambda}{d} + \gamma. \quad (9)$$

Кроме того, отметим, что замечательным свойством главного луча ФАР при $M = 0$ является то, что его направление θ_0 не зависит от шага решетки d , а определяется лишь коэффициентом замедления γ фазовой скорости:

$$\sin(\theta_0) = \gamma = \Delta\Phi/kd. \quad (10)$$

Направления же побочных аномальных максимумов, как это следует из (9), существенно зависят от шага d/λ [2–4].

Если нарушить постоянство шага решетки d , но сохранять неизменным $\gamma = \Delta\Phi/kd$ (для этого необходимо менять $\Delta\Phi$ синхронно с d/λ), то направление θ_0 для любой пары элементов АР сохранится неизменным, а направления побочных интерференционных максимумов окажутся различными для разных пар соседних элементов и произойдет размывание этих лепестков ДН решетки в достаточно широкой зоне углов [5–7]. Задача определения оптимальных положений элементов, обеспечивающих “оптимальное размывание” побочных максимумов обычно решается с помощью специальных алгоритмов поиска на ЭВМ [8–10].

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ПРОВЕРКА ПОДАВЛЕНИЯ АНОМАЛЬНЫХ БОКОВЫХ ЛЕПЕСТКОВ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ

Структурная схема измерительного стенда, на котором проводились экспериментальные исследования параметров антенных решеток дифракционного типа, приведена на рис. 2. Схема включает в себя следующее: 1 — СВЧ генератор; 2 — аттенюатор; 3 — передающая антенна; 4 — радиопоглощающая панель; 5 — элементы дифракционной решетки — отверстия в панели 4; 6 — приемная антенна; 7 — СВЧ детектор; 8 — низкочастотный фидер; 9 — селективный вольтметр; 10 — АЦП; 11 — компьютер; 12 — синхронизатор перемещения (движения) антенны 6 и работы АЦП 10.

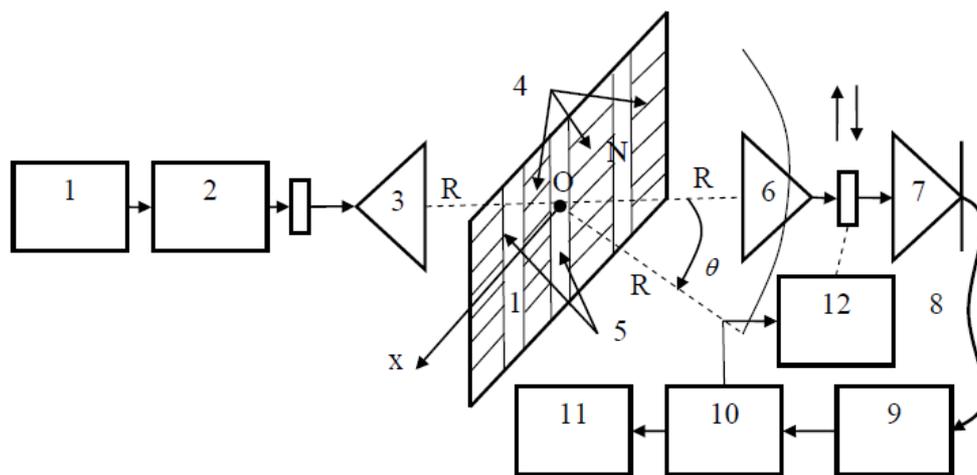


Рис. 2. Структурная схема измерительного стенда.

Результаты многочисленных экспериментов, проводимых на данной установке в миллиметровом диапазоне (длина волны $\lambda = 8$ мм), приведены ниже (причем сплошными линиями изображены экспериментальные ДН, а штриховыми линиями — теоретические ДН). Так, на рис. 3 приведены нормированные на максимум ДН ДР E/E_{\max} в диапазоне углов Θ от 0^0 до 23^0 при следующих значениях параметров решетки. Кривые 1 построены при $N = 4$ (количество отверстий в экране), $d = 25$ мм (период решетки) и $a = 8$ мм (размер отверстия в решетке); кривые 2 — при $N = 8, d = 13$ мм, $a = 6$ мм. Несложно заметить, что рисунок

построен при условии, что произведение Nd представляет собой константу, равную приближенно 100 мм, что обеспечивает одинаковую ширину основного лепестка ДН. Сравнительный анализ приведенных результатов подтверждает приведенные выше теоретические выводы: во-первых, первый ноль диаграммы направленности можно найти из условия $\sin(\theta) = \lambda/Nd$; во-вторых, положение первого бокового лепестка ДН удовлетворяет условию $\sin(\theta) = \lambda/d$; наконец, в-третьих, с увеличением N высоты боковых лепестков уменьшаются.

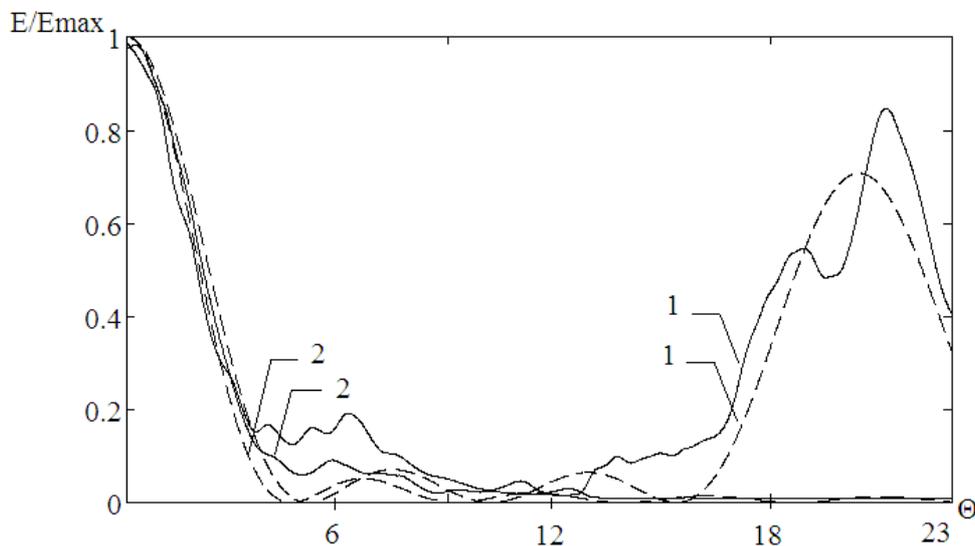


Рис. 3. Нормированные на максимум ДН ДР (переход разреженной решетки в заполненную).

Исследуем теперь поведение ДН ДР в зависимости от размера отверстия в решетке a . На рис. 4 приведены экспериментальные и теоретические ДН ДР E/E_{max} при одинаковых электрических габаритах антенны ($N = 4$, $d = 40$ мм). Кривые 1 на рис.4 построены при $a = 12$ мм, кривые 2 — при $a = 40$ мм (сплошной раскрыв). Как и ранее, ширина основного лепестка ДН во всех случаях остается постоянной ($Nd = const$). Как и следовало ожидать, при сплошном раскрыве решетки уровень боковых лепестков ДН наименьший. Близкие к таким же уровням боковые лепестки можно получить, если, как отмечалось ранее, a/d превышает 0,82 (в эксперименте $a/d = 0,8$). В противном случае (см. рис. 4, кривые 1) уровень боковых лепестков увеличивается.

Как уже отмечалось ранее, еще один способ, позволяющий уменьшить уровень боковых лепестков ДН, заключается в неравномерном выборе местоположений антенных элементов решетки. Однако какие-либо аналитические методы определения координат антенных элементов АР, позволяющие решить данную задачу, в настоящее время практически отсутствуют. В связи с чем для решения поставленной задачи был использован метод компьютерных расчетов, в котором искомые координаты антенных элементов определялись путем перебора всех возможных комбинаций координат антенных элементов. Габаритные размеры АР считались неизменными (размер АР по координате X был равен $L = 105$ мм); длина волны $\lambda = 8$ мм; размер щели в дифракционной решетке (антенного элемента) $a = \lambda = 8$ мм; координаты антенных элементов при вычислениях изменялись с шагом 1 – 2 мм; количество элементов в антенной решетке выбиралось равным от 3 до 7. В результате компьютерных расчетов были определены координаты антенных элементов в АР, обеспечивающие минимальные уровни боковых лепестков. Далее решетка с оптимально подобранными параметрами была экспериментально исследована с помощью стенда, изображенного на рис. 2. Некоторые результаты приведены на рис. 5. На этом рисунке штриховой линией изображена измеренная ДН (в диапазоне углов Θ от 0^0 до 22^0) оптимальной решетки при $N = 7$, а сплошной линией

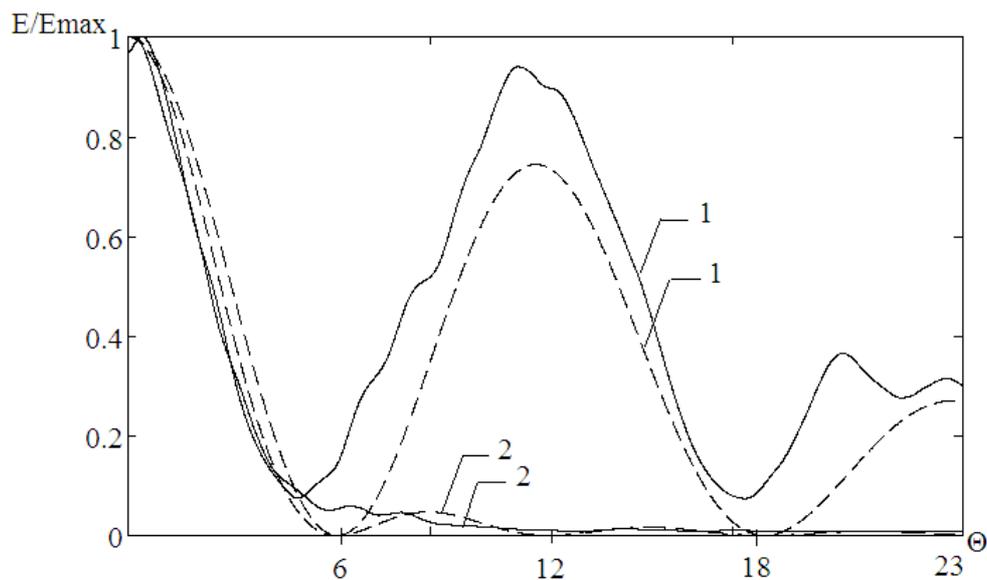


Рис. 4. Нормированные на максимум ДН ДР (изменение размера излучающих элементов).

— аналогичная ДН для периодической решетки при $N = 7$, $d = 4$ мм и $a = 7$ мм. Анализ приведенного рисунка подтверждает возможность уменьшения боковых лепестков ДН ДР за счет неравномерного расположения отверстий решетки.

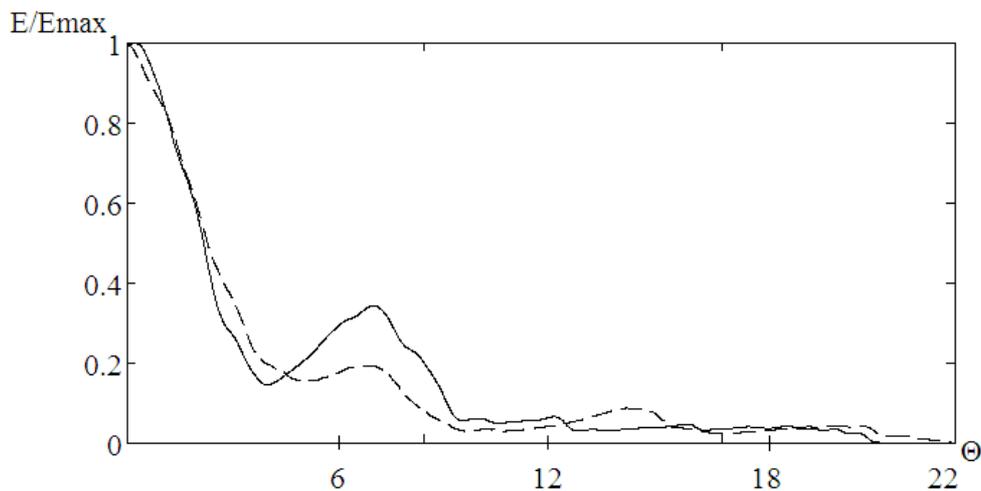


Рис. 5. Нормированные на максимум ДН ДР (переход от эквидистантной решетки к неэквидистантной).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе исследованы основные способы оптимизации формы ДН АР, позволяющие добиться уменьшения уровня боковых лепестков ДН. Теоретически показано, что уменьшение боковых лепестков ДН наиболее просто осуществлять тремя основными способами. Первый из них заключается в переводе разреженных антенных решеток ($d/\lambda > 1$) в заполненные ($d/\lambda < 1$). Второй способ заключается в специальном выборе размеров каждого антенного элемента в АР ($a \geq 0,82d$). И, наконец, третий, заключающийся в отказе от постоянства

шага решетки d (как в предыдущих двух случаях). При этом координаты антенных элементов определялись путем компьютерных расчетов с целью достижения минимального уровня боковых лепестков ДН. Теоретические рекомендации по выбору параметров АР были подтверждены экспериментальными исследованиями, проводимыми в миллиметровом диапазоне длин волн, для чего был создан специальный экспериментальный стенд. На основе проведенных измерений на этом стенде была подтверждена возможность уменьшения уровня боковых лепестков ДН с применением несложных методик.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Марков, Г. Т. Антенны / Г. Т. Марков, Д. М. Сазонов. — М. : Энергия, 1975. — 528 с.
2. Кочержевский, Г. Н. Антенно-фидерные устройства / Г. Н. Кочержевский. — М. : Связь, 1972. — 472 с.
3. Антенные решетки / под ред. Л. С. Бененсона. — М. : Советское радио, 1966. — 367 с.
4. Хансен, Р. С. Фазированные антенные решетки / Р. С. Хансен. — М. : Техносфера, 2012. — 560 с.
5. Антенны и устройства СВЧ. Проектирование антенных решеток / Д. И. Воскресенский и др. — М. : Радио и связь, 1981. — 431 с.
6. Зелкин, Е. Г. Методы синтеза антенн / Е. Г. Зелкин, В. Г. Соколов. — М. : Советское радио, 1980. — 294 с.
7. Fujimoto M. Effect of antenna element pattern on antenna pattern control of array antenna / M. Fujimoto, T. Hori // Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005. Washington, DC, USA.
8. Mangoud, M. A-A. Antenna Array Pattern Synthesis and wide null control using enhanced particle swarm optimization / M. A-A. Mangoud, H. M. Elragal // Progress in Electromagnetics Research B. — 2009. — V.17. — P. 1–14.
9. Radiation Pattern Synthesis Using Hybrid Fourier-Woodward-Lawson-Neural Networks for Reliable MIMO Antenna Systems / E. Ghayoula, R. Ghayoula, J. Fattahi et. al. // 2017 IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics (SMC). — Canada, 2017. — P. 3290–3295.
10. Harrou, F. Monitoring linear antenna arrays using an exponentially weighted moving average-based fault detection scheme / F. Harrou, M. N. Nounou // System Science and Control Engineering. — 2014. — V. 2. — P. 433–443.

REFERENCES

1. Markov G.T., Sazonov D.M. Antennas. [Markov G.T., Sazonov D.M. Antenny]. Moscow: Energy, 1975, 528 p.
2. Kocherzewski G.N. Antenna-feeder devices. [Kocherzhevskij G.N. Antenno-fidernye ustrojstva]. Moscow: Communication, 1972, 472 p.
3. Antenna arrays. edited by L.S. Benenson. [Antennnye reshetki. pod red. L.S. Benenson]. Moscow: Soviet radio, 1966, 367 p.
4. Hansen R.S. Phased array antennas. [Hansen R.S. Fazirovannye antennnye reshetki]. Moscow: Technosphere, 2012, 560 p.
5. Voskresensky D.I., Granovskaya R.A. et. al. Antennas and microwave devices. Design of antenna arrays. [Voskresenskij D.I., Granovskaja R.A. i dr. Antenny i ustrojstva SVCh. Proektirovanie antennyh reshetok]. Moscow: Radio and communication, 1981, 431 p.
6. Zelkin E.G., Sokolov V.G. Antenna synthesis methods. [Zelkin E.G., Sokolov V.G. Metody sinteza antenn]. Moscow: Soviet radio, 1980, 294 p.
7. Fujimoto M., Hori T. Effect of antenna element pattern on antenna pattern control of array antenna. Antenna and Propagation Society International Symposium, 2005. Washington,

DC, USA.

8. Mangoud M.A., Elragal H.M. Antenna Array Pattern Synthesis and wide null control using enhanced particle swarm optimization. Progress in Electromagnetics Research B, 2009, vol. 17, pp. 1–14.

9. Ghayoula E., Ghayoula R., Fattahi J. et. al. Radiation Pattern Synthesis Using Hybrid Fourier-Woodward-Lawson-Neural Networks for Reliable MIMO Antenna Systems. 2017 IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics (SMC), Canada, 2017, pp. 3290–3295.

10. Harrou F., Nounou M.N. Monitoring linear antenna arrays using an exponentially weighted moving average-based fault detection scheme. System Science and Control Engineering, 2014, vol. 2, pp. 433–443.

*Парфенов В. И., доктор физико-математических наук, профессор кафедры радиофизики Воронежского государственного университета, г. Воронеж, Российская Федерация
E-mail: vip@phys.vsu.ru
Тел.: 8-908-146-69-96*

*Parfenov V. I., Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Professor of Radiophysics Chair, Voronezh State University, Voronezh, Russian Federation
E-mail: vip@phys.vsu.ru
Tel.: 8-908-146-69-96*

*Струков И. Ф., доцент кафедры радиофизики Воронежского государственного университета, г. Воронеж, Российская Федерация
Тел.: 8-951-553-37-78*

*Strukov I. F., Senior lecturer of Radiophysics Chair, Voronezh State University, Voronezh, Russian Federation
Tel.: 8-951-553-37-78*

*Кунаева Н. А., магистрант кафедры радиофизики Воронежского государственного университета, г. Воронеж, Российская Федерация
E-mail: ThKotel@yandex.ru
Тел.: 8-960-112-95-69*

*Kunaeva N. A., master's student of Radiophysics Chair, Voronezh State University, Voronezh, Russian Federation
E-mail: ThKotel@yandex.ru
Tel.: 8-960-112-95-69*

*Струков К. А., студент Национального исследовательского ядерного университета "МИФИ", г. Москва, Российская Федерация
E-mail: Radnovox@gmail.com
Тел.: 8-952-549-21-30*

*Strukov K. A., student of National Research Nuclear University MEPHI, Moscow, Russian Federation
E-mail: Radnovox@gmail.com
Tel.: 8-952-549-21-30*