

УДК 621.396.677+681.88

УМЕНЬШЕНИЕ УРОВНЯ БОКОВОГО ИЗЛУЧЕНИЯ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК АНАЛИТИЧЕСКИЙ ОБЗОР

канд. техн. наук, доц. В.Ф. ПЕЛЕВИН

(Могилевский государственный университет продовольствия)

Рассмотрены и проанализированы методы уменьшения уровня бокового излучения антенных решеток, применяемые как в радиолокации, так и в гидроакустике. Рассмотрены методы синтеза антенных решеток с заданным уровнем бокового излучения и проведен их сравнительный анализ. Показано, что несмотря на различие сред, в которых используются эти антенны, для уменьшения уровня бокового излучения могут применяться адекватные методы, в том числе и хорошо разработанные в гидроакустике. Совместный обзор этих методов предлагается в данной статье.

Введение. Теория расчета антенных решеток разработана в радиотехнике и широко применяется в радиолокации. Она является основой для расчета антенных решеток и в гидроакустике. За последние десятилетия теория антенных решеток широко используется для построения гидроакустических антенн, при этом теория их расчетов получила дальнейшее развитие, что отражено в литературных источниках по гидроакустике [2 – 6, 9 – 11, 13, 15 – 17, 19, 22 – 27].

В связи с различием сред, в которых используются эти антенны, распространение электромагнитных и звуковых волн описывается соответственно векторными уравнениями Максвелла и скалярными уравнениями Гельмгольца. Однако несмотря на это в двумерном случае решения электромагнитных и акустических задач совпадают [1]. В трехмерном случае, когда размеры тел велики по сравнению с длиной звуковой волны, решения также практически совпадают [2]. Как в радиолокации, так и в гидроакустике боковое излучение антенн является в большей части нежелательным и для его уменьшения могут применяться одинаковые методы.

Формируемая антенной характеристика направленности (ХН) помимо основного лепестка, определяющего ее направленные свойства, имеет и определенный уровень бокового излучения, которое характеризуется боковыми лепестками (БЛ). Величина БЛ и их расположение определяются конфигурацией антенны, ее конструктивным и технологическим выполнением, параметрами элементов, из которых состоит антенна, их расположением в антенне и расстоянием между ними, а также величиной напряжений, подводимых к каждому из них. Исходя из функционального и тактико-технического назначения антенны к уровню БЛ могут предъявляться ряд специальных требований по уменьшению его в требуемой области углов. Наличие первых (после основного) БЛ с высоким уровнем излучения увеличивает вероятность ложного пеленга цели в режиме приема и ухудшает отношение сигнал/помеха, уменьшает скрытность работы в режиме излучения и коэффициент концентрации (КК) антенны [3]. Оценить уменьшение КК антенны K с учетом отсоса энергии БЛ можно по формуле [4, 5]:

$$K = \frac{K_0}{1 + R_{\text{БЛ}}^2 K_0}, \quad (1)$$

где $K_0 = \frac{2\pi S}{\lambda^2} \gamma$ – коэффициент концентрации без учета БЛ; S – площадь апертуры антенны; γ – коэффициент использования поверхности (КИП); λ – длина волны; $R_{\text{БЛ}}$ – уровень нормированной характеристика направленности в области БЛ.

Помимо первых БЛ, в ряде случаев отрицательное влияние на работу радиолокационной станции или гидроакустической станции оказывает наличие ореола ХН, т.е. боковое излучение в области углов $60 \dots 180^\circ$. Практически тыльное излучение антенны в области углов $60 \dots 180^\circ$ экранируется либо корпусом антенны, либо корпусом ее носителя. Поэтому обычно интересует уровень ореола антенны в области углов $60 \dots 90^\circ$. Наличие этого ореола в режиме излучения оказывает существенное демаскирующее действие излучающего объекта, что позволяет обнаруживать последний на большом расстоянии.

В режиме приема наличие этого ореола уменьшает помехозащищенность приемного тракта от шумовых помех, вызванных движением антенны или носителя [6]. Характеристики направленности антенн простой конфигурации с равномерным амплитудным распределением имеют довольно высокий уровень БЛ, что в ряде случаев ограничивает возможность их применения [7]. В связи с вышеизложенным для получения ХН с требуемым уровнем бокового излучения в антеннах принимаются специальные меры – вводятся различные амплитудно-фазовые распределения по элементам антенны либо электрическим, либо геометрическим путем.

1. Методы уменьшения боковых лепестков. Для управления уровнем бокового излучения вводятся амплитудные распределения различных видов.

Для достижения существенного уменьшения БЛ требуется амплитудное распределение, спадающее от центра к краям антенны [8]. К таким распределениям относятся треугольные, трапециидальные и другие распределения [3]. В режиме излучения амплитудное распределение по элементам антенны осуществляется подачей на каждый из элементов соответствующей величины напряжения, а в режиме приема – изменением чувствительности по элементам [9, 10].

К убывающим к краям распределениям можно отнести косинусоидальное и гауссовское распределения, описываемые соответственно функциями [11]:

$$a_i = a(y_i) = \cos^k \left(\frac{\pi y_i}{L} \right), \tag{2}$$

$$a_i = a(y_i) = \exp \left[-4 \ln M \left(\frac{y_i}{L} \right)^2 \right], \tag{3}$$

где y_i – координата элемента, имеющего амплитуду a_i ; k – степень косинусоидального распределения; L – длина антенны; M – отношение амплитуды крайних элементов к амплитуде центрального элемента.

Использование косинусоидального распределения, в особенности низких степеней ($k = 1, 2$), в антенне реализуется наиболее просто.

Распределение по закону Гаусса реализует антенну с низким уровнем БЛ, однако разница амплитуд напряжений по элементам составляет десятки децибел, что приводит к малой эффективной площади апертуры.

Для уменьшения уровня БЛ используется также биномиальное распределение [8, 9, 11, 12]. Это распределение позволяет полностью подавить малые БЛ, однако при этом основной лепесток сильно расширяется. Характеристика направленности линейной антенны при четном числе элементов ($n = m + 1 = 2N$) имеет вид [11]:

$$R(\alpha) = \frac{2 \sum_{i=1}^N \frac{m!}{(N-i)!(m-N+i)!} \cos[(2i-1)u]}{2 \sum_{i=1}^N \frac{m!}{(N-i)!(m-N+i)!}}, \tag{4}$$

где $u = \frac{\pi d}{\lambda} \sin \alpha$, $i = 1, 2, \dots, n$; d – расстояние между элементами; n – общее число элементов; i – номер элемента.

Однако антенны с биномиальным распределением имеют низкий КИП, а его величина падает с увеличением числа элементов [12]. На практике это распределение не имеет большого практического значения, так как реализует слабую направленность, вследствие трудности обеспечения большого различия амплитуд по элементам [8].

Тейлоровский метод апертурных весовых коэффициентов обеспечивает почти одинаковые уровни боковых лепестков при очень умеренном расширении основного лепестка ХН [13]. Так, при уменьшении БЛ до минус 40 дБ ширина характеристики направленности увеличивается в 1,25 раза, при этом её форма приближается к треугольной.

Получение оптимальной ХН на эквидистантной антенной решетке достигается введением по элементам распределения Дольфа – Чебышева. При этом при узкой характеристики направленности обеспечивается требуемый уровень боковых лепестков в заданном интервале углов [8, 11, 14 – 16]. При таком распределении БЛ имеют одинаковые уровни. Характеристика направленности антенны с чебышевским распределением имеет вид для четного числа элементов [11]:

$$R(\alpha) = \frac{2 \sum_{i=1}^{(m+1)/2} a_i T_{2i-1}(u)}{2 \sum_{i=1}^{(m+1)/2} a_i}, \quad m = n - 1, \tag{5}$$

где $T_n(u)$ – полиномы Чебышева.

Острота направленного действия антенны θ_0 , направление минимумов α_m , боковых лепестков α_δ и ширины ХН $\theta_{0,7}$ определяются соответственно формулами:

$$\sin \frac{\theta_0}{2} = \frac{\lambda}{\pi d} \arccos \left[\frac{1}{x_0} \cos \left(\frac{1}{n-1} \frac{\pi}{2} \right) \right], \quad (6)$$

$$\sin \alpha_m = \pm \frac{\lambda}{\pi d} \arccos \left\{ \frac{1}{x_0} \cos \left[\frac{1}{n-1} \frac{\pi}{2} (2S-1) \right] \right\}, \quad (7)$$

$$\sin \alpha_\delta = \pm \frac{\lambda}{\pi d} \arccos \left[\frac{1}{x_0} \cos \left(\frac{1}{n-1} \pi S \right) \right], \quad (8)$$

$$\sin \frac{\theta_{0,7}}{2} = \frac{\lambda}{\pi d} \arccos \left[\frac{1}{x_0} \operatorname{ch} \left(\frac{1}{n-1} \operatorname{Arch} \frac{0.707}{R_{БЛ}} \right) \right], \quad (9)$$

где $S = 1, 2, \dots, n-1$;

$$2x_0 \approx \left(\frac{2}{R_{БЛ}} \right)^{\frac{1}{n}} + \left(\frac{2}{R_{БЛ}} \right)^{\frac{1}{n}}; \quad (10)$$

$$R_{БЛ} = \frac{1}{T_n(x_0)} = \frac{1}{\operatorname{ch} n \operatorname{Arch} x_0}; \quad (11)$$

$R_{БЛ}$ – отношение амплитуды БЛ к амплитуде основного лепестка ХН; n – степень полинома Чебышева.

Практическая реализация метода Дольфа – Чебышева требует большое число элементов, увеличивает габариты антенны, требует точного выдерживания амплитуд распределения, приводит к потере мощности на резисторах при создании распределения, а следовательно и к увеличению подводимой мощности. При введении этого распределения вследствие того, что уровни БЛ во всей области углов реализуются одинаковыми, появляется необходимость уменьшения их уровня в области углов $60 \dots 90^\circ$ и в остальной области.

Для уменьшения БЛ может быть использовано неэквидистантное расположение элементов при равномерном амплитудном и фазовом распределении [7, 8, 17]. Неэквидистантное расположение элементов эквивалентно введению амплитудного распределения. Возможность замены неравномерного амплитудного распределения неодинаковым расстоянием между элементами с равномерным возбуждением определяется тем, что плотность потока энергии в ближнем поле непосредственно перед антенной с увеличением расстояния между элементами, возбуждаемыми с одинаковой амплитудой, уменьшается так же, как и с уменьшением амплитуд возбуждения по элементам. Это справедливо, когда расстояния между элементами малы по сравнению с длиной волны, иначе однородность поля в ближней зоне не обеспечивается. При существенном разряжении решетки, когда среднее $d/\lambda > 0,5$, заметно уменьшается число элементов решетки, при этом ширина основного максимума ХН практически сохраняется неизменной. Однако средний уровень БЛ возрастает пропорционально числу исключаемых элементов и КК антенны уменьшается.

При разработке больших антенн возникают трудности вследствие усложнения конструкции с большим числом элементов, которые можно преодолеть, используя неэквидистантное расположение элементов. В неэквидистантной решетке устраняется периодичность решетки, благодаря чему ликвидируются главные дифракционные максимумы высших порядков. Неэквидистантное расположение элементов позволяет управлять уровнем БЛ в различных секторах углов ХН и упростить систему возбуждения элементов [7].

На практике не всегда оправданно использование сложных и труднореализуемых распределений амплитуд (Дольфа – Чебышева и др.). Существуют простые методы создания квазиоптимальных ХН, например, путем регулирования амплитуды возбуждения одной или нескольких пар внешних элементов [7, 11]. Однако этот метод частично неравномерного распределения слабо меняет уровень БЛ при большом числе элементов решетки, приближаясь по количеству регулируемых элементов к методу Дольфа – Чебышева, но имея при этом большую неравномерность амплитуд возбуждения по элементам.

Возможно уменьшение уровня бокового излучения в области боковых лепестков ХН путем создания зон с пониженной чувствительностью в этой области, за счет получения в этих направлениях дополнительных нулей [11]. При этом одновременно может решаться и задача минимизации потерь КК, хотя в этом случае уровень БЛ может и возрастать. Создание дополнительных нулей осуществляется либо ме-

тодом минимизирующих множителей, либо изменением углового положения нулей ХН фазовым методом. В первом случае формируют ХН двухэлементной антенны (из элементов основной решетки) так, чтобы ее минимум приходился на максимум дополнительного БЛ, который необходимо уменьшить. Во втором случае это достигается дополнительным изменением фазы возбуждения элементов (обычно по биномиальному закону).

Влияние распределений по круглому раскрыву на ХН антенны описывается в общем случае $\Lambda_\nu(u)$ -функциями [17, 18]. Амплитудное распределение по поверхности круглого раскрыва радиуса R от переменного радиуса ρ в цилиндрических координатах может быть записано как

$$a(\rho) = \left[1 - \left(\frac{\rho}{R} \right)^2 \right]^m. \tag{12}$$

В ряде случаев используется распределение, не имеющее нулевого уровня, – распределение на пьедестале «b»:

$$a_1(\rho) = b + a(\rho). \tag{13}$$

При увеличении параметра ν в $\Lambda_\nu(u)$ -функции основной лепесток ХН расширяется, а БЛ – уменьшаются. При больших значениях ν наблюдается уменьшение скорости изменения БЛ.

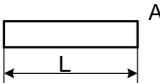
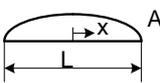
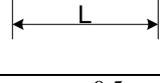
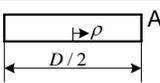
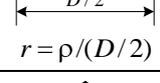
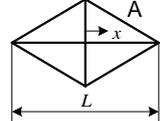
Косинусное распределение для круглой апертуры радиуса R описывается выражением:

$$\Lambda_0(\nu R) = I_0(\nu R), \tag{14}$$

где $I_0(x)$ – функция Бесселя нулевого порядка.

2. Влияние вводимых в антенне амплитудных распределений на ее параметры

Параметры антенны как функции амплитудного распределения представлены в таблице.

Форма апертуры	Вид амплитудного распределения, A	Первый БЛ, %	Падение КК относительно K_0	Формула ХН	
Прямоугольная	const		22	1	$\frac{\sin u}{u}$
	$1 - \frac{4x^2}{L^2}$		14	0,83	$\frac{\sin u}{u} + \left(\frac{\sin u}{u} \right)''$
	$\cos \frac{\pi x}{L}$		7	0,81	$\frac{\cos u}{u^2 - \left(\frac{\pi}{2} \right)^2}$
	$\cos^4 \frac{\pi x}{L}$		0,4	0,515	–
	$\left[1 - \left(\frac{2x}{L} \right)^2 \right]^m$	m = 0,5	13	0,865	–
	m = 2	3,7	0,68	–	
Круглая	const		13,2	1	$\frac{2I_1(u)}{u}$
	$1 - r^2$		10,7	0,85	$\frac{2\pi}{3} \Lambda_{3/2}(u)$
	$1 - r^2^3$	 $r = \rho / (D/2)$	1,6	0,44	$\frac{384I_4(u)}{u^4}$
Треугольная, ромбическая	$1 - \frac{2x}{L}$		4,9	0,54	$\frac{\sin^2 u}{u^2}$

Влияние амплитудных распределений на параметры антенны сводится к следующему:

а) введение любых амплитудных распределений приводит к уменьшению коэффициента концентрации антенны, по сравнению с КК в антенне с равномерным распределением, а величина этого уменьшения зависит от вида распределения [7];

б) уменьшение уровня бокового излучения приводит к расширению основного лепестка ХН антенны [6, 11];

в) вид распределения влияет на КИП антенны γ . Величина $\gamma \leq 1$, но она тем меньше, чем резко меняется амплитуда при спадающем распределении [5]. Например, при косинусоидальном распределении $\gamma = 0,81$, а при треугольном $\gamma = 0,75$. Для круглой апертуры КИП определяется по формуле:

$$\gamma = \frac{1}{\pi R^2} \frac{\left[\iint_S a(\rho) dS \right]^2}{\iint_S a^2(\rho) dS}; \quad (15)$$

г) в антеннах с распределением Дольфа – Чебышева боковые лепестки имеют малую величину, однако вследствие их равенства, доля рассеиваемой антенной мощности довольно значительна, вследствие чего при больших волновых размерах антенн происходит значительное падение КК [3]. При других видах распределений БЛ спадают с увеличением углового расстояния от оси антенны, вследствие чего антенна имеет меньший уровень ореола. Введение амплитудного распределения (особенно Дольфа – Чебышева) приводит к перераспределению энергии по элементам антенны, так как на меньшее количество элементов падает повышенное напряжение (в центре антенны), что снижает эффективность и надежность антенны, особенно при излучении большой мощности. Коэффициент полезного действия антенны при этом уменьшается: на 0,2 для косинусоидального; на 0,12 для распределений Дольфа – Чебышева. Величина ореола ХН при косинусном распределении уменьшается на минус 10,4 дБ, при дольф-чебышевском – на минус 17,4 дБ по сравнению с равномерным распределением;

д) некоторые виды распределений и их влияние на параметры антенны приведены в таблице [6, 17];

е) мультипликативные антенны позволяют при числе элементов не менее двух получить ХН, подобную линейной эквидистантной антенне с любым числом элементов, и реализовать на ней любое амплитудное распределение [9, 11]. Эти антенны позволяют увеличить отношение сигнал/помеха при работе в режиме приема [3].

3. Синтез антенн с заданным уровнем бокового излучения. Для получения требуемого уровня бокового излучения при заданной ширине ХН реализация основных амплитудных распределений может быть обеспечена решением задачи синтеза антенн [4, 7, 11, 12, 14, 16 – 22]. Эта задача распадается на две отдельные задачи: нахождение множителя антенной решетки, обеспечивающего заданное приближение к требуемой ХН, и нахождение соответствующего этому множителю амплитудно-фазового распределения. Первая задача сводится к аппроксимации заданной ХН полиномами. Это может осуществляться: разложением функции ХН в ряд Фурье, аппроксимацией ХН полиномами Бернштейна, интерполяционными функциями Лагранжа, полиномами Лежандра или Чебышева [7]. Вторая задача – нахождение амплитудно-фазового распределения антенной решетки – сводится к нахождению коэффициентов аппроксимирующих полиномов, определяющих величину токов по элементам антенной решетки.

Решением задачи синтеза считается такое амплитудно-фазовое распределение $F(x, y)$ и соответствующая ему требуемая ХН $D(\theta, \varphi)$, которая обеспечивает минимум функционала [12]:

$$\theta(F) = \left\{ \iint_P [R(\theta, \varphi) - D(\theta, \varphi)]^s \eta(\theta, \varphi) d\theta d\varphi \right\}^{1/s}, \quad (16)$$

где $R(\theta, \varphi)$ – заданная ХН; $s > 0$ – степень нормы; P – сектор углов, в которых требуется обеспечить близость получаемой ХН к заданной; $\eta(\theta, \varphi)$ – весовая функция, позволяющая выделить определенные части ХН и регулирующая точность аппроксимации для различных точек сектора.

К задачам синтеза относятся также и задачи оптимизации. В этих случаях форма части ХН является заданной, требуется отрегулировать некоторые ее параметры, причем так, чтобы они были оптимальными. В основном этот класс задач касается минимизации уровня БЛ в требуемом секторе углов. Такие задачи могут быть решены методом Дольфа – Чебышева [8, 14, 16], Тейлора [14], методом опережающих потенциалов [19].

В задаче Дольфа – Чебышева фиксируется ширина ХН и минимизируется уровень БЛ. Определяется распределение амплитуд по элементам антенны, обеспечивающее получение оптимальной ХН. Нормированная ХН выражается функцией:

$$R(\theta) = R_{БЛ} \cos\{n \arccos[x_0 \cos u]\}, \quad (17)$$

где $R_{БЛ}$ и x_0 определяются выражениями (11) и (10).

По заданной ширине основного лепестка ХН из выражения

$$\cos\left(\frac{\pi d}{\lambda} \sin \theta\right) = \cos\left(\frac{\pi}{2n}\right) \frac{1}{x_0} \quad (18)$$

находят параметр x_0 и по формуле (11) определяют минимальный уровень БЛ. Степень n полинома Чебышева определяет число управляемых элементов в данной плоскости ХН. Амплитуды возбуждения элементов определяются из сравнения полиномов Чебышева и выражения для ХН антенны, записанного в виде (для четного числа элементов):

$$R_{2n}(\theta) = \frac{\sum_{p=1}^n A_p \cos(2p-1)u}{\sum_{p=1}^n A_p}, \quad (19)$$

где A_p – амплитуды возбуждения элементов.

Значения этих амплитуд для различного числа управляющих элементов антенны приведены в работе [20]. Реализация распределения Дольфа – Чебышева очень критична: отклонение величины коэффициентов возбуждения на 0,1 % от расчетного значения приводит к увеличению уровня БЛ на 1 дБ [7].

Задачу синтеза неэквивалентных антенных решеток можно сформулировать так: определить коэффициенты возбуждения A_i и координаты расположения элементов x_i, y_i , минимизирующие функционал [12]:

$$\theta(r) = \left\| R(\theta, \phi) - \sum_{i=1}^n A_i \exp\{ik[x_i u + y_i \vartheta]\} \right\|, \quad (20)$$

где $r_i^2 = x_i^2 + y_i^2$.

Задача в общем виде представляет значительные трудности. Поэтому обычно амплитуды считают заданными и определяют координаты положения элементов. Для решения таких задач используются градиентные методы, методы динамического программирования, методы функциональных операторов (преобразования Фурье, Лапласа), метод дифференциальных уравнений, метод гауссовских квадратур.

Рассмотрим задачу синтеза решетки, состоящей из N равномерно возбужденных колец. Будем считать, что задана ХН, обладающая симметрией вращения и имеющая сечение в любой плоскости, проходящей через ось симметрии, $R(z)$. Требуется найти N комплексных амплитуд возбуждения A_1, \dots, A_n , обеспечивающих получение требуемой ХН. Если кольцо возбуждено равномерно и синфазно, то его ХН зависит от одной переменной z :

$$R(z) = I_0(\rho_p z), \quad (21)$$

где ρ_p – относительный радиус кольца в длинах волн.

Характеристика направленности равномерно и синфазно возбуждаемой решетки из N колец имеет вид:

$$D(z) = \sum_{p=1}^N A_p I_0(\rho_p z), \quad (22)$$

где $A_p = a_p + ib_p$.

Если кольца расположены эквидистантно концентрически, а их радиусы изменяются по арифметической прогрессии $\rho_p = p$, то выражение (22) можно рассматривать, как конечную сумму ряда Шлемилхера, коэффициенты которого определяются по формулам:

$$\begin{aligned} a_0 &= R(0) + \frac{1}{\pi} \int_0^\pi t dt \int_0^{\frac{\pi}{2}} R'(t \sin \psi) d\psi, \\ a_p &= \frac{2}{\pi} \int_0^\pi t \cos p t dt \int_0^{\frac{\pi}{2}} \operatorname{Re}[R'(t \sin \psi)] d\psi, \\ b_p &= \frac{2}{\pi} \int_0^\pi t \cos p t dt \int_0^{\frac{\pi}{2}} \operatorname{Im}[R'(t \sin \psi)] d\psi, \end{aligned} \quad (23)$$

где $p = 1, 2, \dots, N$.

Разложение функции в ряд Шлемильхера не единственное, так как к этому ряду всегда можно прибавить ряд

$$\frac{1}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n I_0(mx) = 0,$$

помножив его на любой множитель, не содержащий x . Выбором этого множителя можно добиться улучшения приближения получаемой ХН к заданной.

Если кольца расположены неэквидистантно по закону $\rho_p = \mu_p$, где μ_p – p -й корень функции Бесселя $I_0(x)$, то выражение (22) можно рассматривать как конечную систему ряда Фурье – Бесселя. При этом амплитуды возбуждения вычисляются по формулам:

$$\begin{aligned} a_p &= \rho_p \int_0^1 \operatorname{Re}\{R(t)\} I_0(\rho_p t) dt; \\ b_p &= \rho_p \int_0^1 \operatorname{Im}\{R(t)\} I_0(\rho_p t) dt, \end{aligned} \quad (24)$$

где $p = 1, 2, \dots, N$.

Ряд Фурье – Бесселя в среднем сходится к функции $R(u)$. Любой его отрезок и N членов минимизируют функционал:

$$\theta(A) = \int_0^1 \left| \sum_{p=1}^N A_p I_0(\rho_p z) - R(z) \right|^2 dz. \quad (25)$$

Следовательно, применение формулы (24) позволяет получить антенную решетку, ХН которой наиболее близка к заданной в среднеквадратичном смысле.

Для достижения требуемого уровня бокового излучения в заданной области углов ХН может быть применен метод математического программирования, заключающийся в нахождении амплитудно-фазового распределения в раскрыве антенны путем минимизации функционала (параметра рассогласования), который характеризует качественную меру отличия получаемой ХН от требуемой в заданном интервале углов [21].

4. Влияние экрана и корпуса на формируемую ХН. Большинство антенных решеток экранируется с тыльной стороны или заключается в корпус. Характеристики направленности антенн в жестком экране (в электромагнитном случае вектор \mathbf{H} параллелен образующей абсолютно проходящей поверхности, \mathbf{H} -поляризация) имеют четко выраженные боковые и дифракционные лепестки. Части ХН в пределах углов от 0 до 90° не зависят от характера импеданса экрана и подчиняются зависимости, описываемой функцией $2I_1(u)/u$ (для антенных решеток с круглым раскрывом). В этом случае основной лепесток расширяется, а БЛ расширяются и уменьшаются с увеличением порядка амплитудного распределения. Если при равномерном амплитудном распределении число лепестков, включая основной, в переднем полупространстве равно числу полуволн, укладываемых на диаметре раскрыва без единицы, то с увеличением порядка амплитудного распределения их количество в переднем полупространстве уменьшается и они сдвигаются в направлении углов 90° [6]. Эта часть ХН называется интерференционной, а за пределами 90° она носит дифракционный характер. Для круглого раскрыва теоретический уровень БЛ в сенсоре 60...90° уменьшается с увеличением отношения D/λ (D – диаметр раскрыва) до уровня минус 40 дБ. Вид дифракционной ХН существенно зависит от характера импеданса экрана. Количество дифракционных лепестков определяется волновым размером апертуры антенны и не зависит от порядка амплитудного распределения. Мягкий экран (в электромагнитном случае вектор \mathbf{E} параллелен образующей абсолютно проводящей поверхности, \mathbf{E} -поляризация) уменьшает общий уровень дифракционного поля, а поглощающий – увеличивает его по сравнению с жестким экраном. Увеличение волнового размера антенны приводит к росту числа дифракционных лепестков и в направлениях от 90 до 180°, ширина их уменьшается, а уровень растет.

Выводы и рекомендации

1. Введение амплитудного распределения по элементам антенной решетки, спадающего к краям, расширяет основной лепесток ХН и уменьшает уровень БЛ. Чем больше крутизна (выше порядок) нормированного к максимуму амплитудного распределения, тем существеннее оно влияет на ХН.

2. Введение любого амплитудного распределения уменьшает КК и КИП антенны, и тем сильнее, чем оно круче.

3. Чем уже ХН, тем меньше уровень ореола. При введении амплитудного распределения и пропорциональном увеличении раскрыва уровень ореола уменьшается.

4. Для многокольцевой антенной решетки наиболее перспективным управлением, с целью уменьшения уровня БЛ, является введение частичного распределения по крайним кольцам. Это может быть

реализовано как понижением чувствительности их элементов, так и неэквидистантным расположением крайних колец. Величина добавочных максимумов убывает с увеличением числа элементов в кольце и пропорциональным увеличением диаметра кольца [7]. Элементы в многокольцевой антенне не должны располагаться вдоль диаметра, при этом в кольце желательно иметь нечетное число элементов. Для получения низкого уровня БЛ во всех сечениях антенны элементы в антенне с круглым раскрывом должны располагаться по кольцам со сдвинутыми элементами друг относительно друга в каждом кольце в шахматном порядке, что создает распределение, близкое к биномиальному [22].

5. Практическая реализация части рассмотренных методов подавления и управления БЛ для антенн различных типов приведена в [10, 23 – 27].

ЛИТЕРАТУРА

1. Severin, H. Zur Analoge Akustischer und Electromagnetischen Randwertprobleme / H. Severin // Akustische Beihefte. – Bd. 1. – 1959.
2. Шендеров, Е.Л. Волновые задачи гидроакустики / Е.Л. Шендеров. – Л.: Судостроение, 1972. – 348 с.
3. Кобяков, Ю.С. Конструирование гидроакустической рыбопоисковой аппаратуры / Ю.С. Кобяков, Н.Н. Кудрявцев, В.И. Тимошенко. – Л.: Судостроение, 1986. – 246 с.
4. Евтютов, А.П. Инженерные расчеты в гидроакустике / А.П. Евтютов, В.Б. Митько. – Л.: Судостроение, 1988. – 288 с.
5. Свердлин, Т.М. Прикладная гидроакустика / Т.М. Свердлин. – Л.: Судостроение, 1990. – 365 с.
6. Орлов, Л.В. Гидроакустическая аппаратура рыбопромыслового флота / Л.В. Орлов, А.А. Шабров. – Л.: Судостроение, 1987. – 275 с.
7. Антенные решетки. Методы расчета и проектирования: сб. науч. ст. / под ред. Л.С. Бененсона. – М.: Сов. радио, 1966. – 368 с.
8. Кюн, Р. Микроволновые антенны / Р. Кюн; пер. с нем. В.И. Тарабрина и Э.В. Лабеецкого; под ред. проф. М.П. Долуханова. – Л.: Судостроение, 1967. – 518 с.
9. Митько, В.Б. Гидроакустические средства связи и наблюдения / В.Б. Митько, А.П. Евтютов, С.Е. Гушин. – Л.: Судостроение, 1982. – 200 с.
10. Система для получения изображения подводного судна с высокой разрешающей способностью: пат 8200728 Нидерланды (EP № 0087184), МКИ GOIS 7/52, 7/66, 15/42, G 10 K 11/34; заявл. 24.02.82; опубл. 31.09.83.
11. Габидулин, Г.С. Антенные устройства гидроакустических средств и их элементы. Основы теории гидроакустических антенных устройств / Г.С. Габидулин, А.М. Тюрин, В.И. Нестеренко. – Л.: ВМОЛА, 1982. – 652 с.
12. Зелкин, Е.Г. Методы синтеза антенн / Е.Г. Зелкин, В.Г. Соколов. – М.: Сов. радио, 1988. – 330 с.
13. Будик, В.С. Анализ гидроакустических систем / В.С. Будик. – Л.: Судостроение, 1988. – 218 с.
14. Минькович, Б.М. Теория синтеза антенн / Б.М. Минькович, В.П. Яковлев. – М.: Сов. радио, 1969. – 341 с.
15. Свердлин, Т.М. Прикладная гидроакустика / Т.М. Свердлин. – Л.: Судостроение, 1976. – 384 с.
16. Скучик, Е. Основы акустики: в 2 т. / Е. Скучик; пер. с англ.; под ред. проф. Л.М. Лямшева. – М.: Мир, 1976. – Т. 2. – 430 с.
17. Смаришев, М.Д. Гидроакустические антенны: справочник / М.Д. Смаришев, Ю.Ю. Добровольский. – Л.: Судостроение, 1984. – 318 с.
18. Справочник по радиолокации: в 5 т. – М.: Сов. радио, 1976 – 1979. – Т. 2: Радиолокационные антенные устройства, 1977. – 356 с.
19. Жуков, В.Б. Расчет гидроакустических антенн по диаграмме направленности / В.Б. Жуков. – Л.: Судостроение, 1977. – 208 с.
20. Кирилов, Л.Г. Таблицы коэффициентов возбуждения и определение некоторых параметров Дольфо-Чебышевских решеток / Л.Г. Кирилов // Сб. Антенны. – М.: Связь, 1968. – Вып. 3. – С. 49 – 61.
21. Мартынов, Н.А. Применение математического программирования к синтезу антенных решеток / Н.А. Мартынов, Э.Д. Устинов, С.А. Царапкин // Сб. Антенны. – М.: Связь, 1968. – Вып. 3. – С. 17 – 29.
22. Усов, В.П. Исследование и синтез плоских акустических антенн с круглым раскрывом: дис. ... канд. техн. наук / В.П. Усов. – Таганрог: ТРТИ, 1982. – 256 с.
23. Система подавления боковых лепестков: пат 59-90404 Япония, МКИ H01Q 3/26, G 01S 7/02; опубл. 24.05.84.
24. Система управления сканированием кольцевой решетки: пат. 4451831 США, МКИ H01Q 3/40; опубл. 29.05.84.
25. Оптимальная неэквидистантная антенная решетка с заданной ориентацией боковых лепестков: пат. 4104641 США, НКИ 343/844; опубл. 1.08.78.
26. Подавление ближних боковых лепестков в однонаправленной решетке, диаграмма которой обладает направленностью в горизонтальной плоскости: пат. 3380058 США, МКИ H01Q 3/40-60; опубл. 23.03.68.
27. Способ улучшения характеристики направленности эхолотных приемных систем и устройство для его осуществления: пат. 2516001 ФРГ, МКИ H04R 1/40, 1/44; опубл. 21.10.76.

Поступила 19.01.2009