

СИНТЕЗ ЦИЛИНДРИЧЕСКОЙ ЧЕБЫШЕВСКОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

Э. И. ДРОНКИН

Государственный НИИ гидроприборов, Киев

Получено 7.08.98

Поставлена и решена задача синтеза звукопрозрачной цилиндрической антенной решетки с оптимизированной по Чебышеву характеристикой направленности в азимутальной плоскости. Получены три варианта решения в зависимости от того, какие два из трех основных параметров являются исходными (ширина главного максимума, уровень боковых максимумов, число преобразователей).

ВВЕДЕНИЕ

Современные исследования и разработки систем с адаптивными антенными решетками (АР) [1, 2] не снижают интереса к классическим, в частности чебышевским, АР, обеспечивающим в определенных условиях работу системы, близкую к оптимальной. В то время, как вопросы синтеза линейных и плоских чебышевских антенных решеток исследованы настолько хорошо [3–5], что их техническая реализация не выходит за рамки обычной рутинной работы, вопросы синтеза цилиндрических чебышевских АР остались почти незатронутыми [6, 7], несмотря на широкое применение цилиндрических антенн и значительные усилия, затраченные на изучение их свойств [8, 9].

В соответствии с установившимися представлениями [8], задача синтеза АР заключается в определении структуры и параметров системы преобразователей (приемников либо источников колебаний), сосредоточенных в ограниченном объеме, обеспечивающих требуемые направленные свойства приема (излучения). Ввиду того, что структура системы преобразователей задана – решетка линейных антенн (линеек), равномерно расположенных на цилиндрической поверхности, решение задачи синтеза цилиндрической АР сводится к определению ее параметров, таких как диаметр, количество и коэффициенты передачи преобразователей, а сам метод решения относится к так называемому структурному методу [10].

Под звукопрозрачностью АР понимается, что дифракционными явлениями на преобразователях и других элементах ее конструкции можно пренебречь.

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Согласно теореме умножения [3]

$$R_{\text{ц}}(\Theta; \varphi) = R_k(\Theta, \varphi) \cdot (R_{\text{л}}\Theta), \quad (1)$$

задача синтеза цилиндрической АР с характеристикой направленности (ХН) $R_{\text{ц}}(\Theta, \varphi)$ может быть разделена на две частные задачи:

- 1) синтез кольцевой АР с ХН $R_k(\Theta, \varphi)$, в которую вырождается цилиндрическая АР при замене линеек ненаправленными приемниками;
- 2) синтез линеек с ХН $R_{\text{л}}(\Theta)$.

В настоящей статье решается наиболее актуальная задача синтеза звукопрозрачной цилиндрической АР с оптимизированной по Чебышеву ХН в азимутальной плоскости, сводящаяся в силу равенства

$$R_{\text{ц}}(\Theta, \varphi) = R_k(\Theta, \varphi) = R(\varphi) \quad \text{при } \Theta = \pi/2 \quad (2)$$

к первой из упомянутых задач. Методически это вполне оправдано вследствие консервативности ХН кольцевой АР, по отношению к методам управления в угломестной плоскости (УП), что сводит задачу оптимизации ХН цилиндрической АР в УП к хорошо разработанной задаче синтеза линеек, разумеется с учетом влияния $R_k(\Theta, \varphi)$.

ХН синтезируемой АР представляется суммой

$$R(\varphi) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N A_n \exp[j\chi \cos(\varphi_n - \varphi)], \quad (3)$$

где A_n – коэффициент передачи (распределение чувствительности) n -го преобразователя; $\chi = \pi D/\lambda$; D – диаметр АР; λ – длина волны; N – число преобразователей. В частности, для компенсированной АР

$$A_n = \exp[-j\chi \cos(\varphi_n - \varphi_0)],$$

где φ_0 – угол компенсации.

Так как вид ХН не оговаривается, то она должна представлять собой нормированный по максимуму полином Чебышева $T_L(w)$ [5]:

$$R(\varphi) = T_L(w)/T_L(w_m), \quad (4)$$

порядок которого и конструкцию аргумента w предстоит определить в первую очередь. Задача синтеза цилиндрической чебышевской АР может иметь три варианта, из которых два можно отнести к традиционным:

- 1) задаются ширина главного максимума ХН $-2\Delta\varphi$ и число преобразователей АР N , а получаемый уровень боковых максимумов $1/a$ является минимально возможным;
- 2) задаются $1/a$ и N при получении минимального $\Delta\varphi$.

В связи с тем, что для линейных АР N связано с порядком полинома Чебышева простой зависимостью $L = N - 1$, можно ожидать подобную зависимость и для рассматриваемых АР. Хотя для цилиндрических чебышевских АР, как будет видно в дальнейшем изложении, эта зависимость оказывается гораздо сложнее, можно считать задание N эквивалентно заданию L и наоборот. Третий, нетрадиционный вариант, когда задаются $\Delta\varphi$ и $1/a$, а определяемое N является минимально возможным, представляется особенно актуальным в силу специфики применения цилиндрических АР в различных помеховых условиях и ситуациях, требующих изменения в широких пределах $\Delta\varphi$, иногда даже в ущерб $1/a$, и наоборот.

2. РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ

ХН синтезируемой АР (4) представим рядом Фурье

$$R(\varphi) = \sum_{l=0}^{\infty} B_l \cos l(\varphi - \varphi_0), \quad (5)$$

т.е. применим метод парциальных диаграмм [8] вида $\cos l\varphi$. Для упрощения дальнейшего изложения угол поворота ХН φ_0 опускается и при необходимости может быть восстановлен заменой φ на $\varphi - \varphi_0$. Сравнивая (4) с (5), можно заключить, что наиболее простое представление коэффициенты B_l будут иметь, если w представить линейной функцией $\cos \varphi$. Кроме того, аргумент w в силу свойств полинома Чебышева должен удовлетворять условию

$$-1 \leq w \leq 1, \quad \text{в обл. боковых макс. ХН,}$$

$$1 < w < w_m, \quad \text{в обл. основного макс. ХН,}$$

где $T_L(w_m) = a$; $1/a$ – уровень боковых максимумов. Всем этим требованиям удовлетворяет функция $w = \alpha \cos \varphi + \delta$ при соответствующем выборе значений констант α и δ .

Представление полиномов Чебышева через тригонометрические и гиперболические функции [5]

$$T_L(w) = \begin{cases} \cos(L \cdot \arccos w) & \text{при } w \leq 1; \\ \operatorname{ch}(L \cdot \operatorname{arch} w) & \text{при } w > 1 \end{cases} \quad (6)$$

позволяет получить систему уравнений для определения α и δ :

$$\begin{aligned} \operatorname{ch}[L \cdot \operatorname{arch}(\alpha + \delta)] &= a, \\ \operatorname{ch}[L \cdot \operatorname{arch}(\alpha + \delta)] &= \sqrt{2} \operatorname{ch}[L \cdot \operatorname{arch}(\alpha F + \delta)], \\ \cos[L \cdot \arccos(-\alpha + \delta)] &= \eta, \end{aligned} \quad (7)$$

где $F = \cos \Delta\varphi$. Смысл первого уравнения системы (7) очевиден. Второе уравнение удовлетворяет условию ширины главного максимума $2\Delta\varphi$ на уровне $\sqrt{0.5}$. В третьем уравнении параметр η определяет значение ХН в тыловом направлении, поэтому его значение должно определяться неравенствами

$$\begin{aligned} 0 \leq \eta \leq 1 & \quad \text{для четных } L, \\ -1 \leq \eta \leq 0 & \quad \text{для нечетных } L. \end{aligned}$$

Разрешая третье уравнение системы (7) относительно α и δ для крайних значений $\eta = 0$ и $\eta = \pm 1$, получаем

$$\delta = \alpha - C, \quad (8)$$

где $\cos(\pi/2L) \leq C \leq 1$. Выбор значений C делается исходя из следующих соображений. При $C = 1$ ХН будет иметь более узкий главный максимум, чем при $C = \cos(\pi/2L)$, но при этом она будет иметь тыльный максимум, равный боковым, который представляет собой не что иное, как часть вторичного главного максимума, находящуюся в зоне невидимости. Поэтому отклонения значений параметров АР от расчетных, всегда возможные при ее технической реализации, обуславливают опасность выхода вторичного главного максимума из зоны невидимости в большей мере, что равносильно возрастанию тыльного максимума выше уровня боковых. Как показали расчеты, сужение главного максимума при $C = 1$ по сравнению с вариантом, когда $C = \cos(\pi/2L)$, весьма незначительно. Поэтому практически целесообразно при синтезе АР приравнять $C = \cos(\pi/2L)$ или применить промежуточный вариант, оставив большую часть вторичного главного максимума в зоне невидимости.

2.1. Решение при заданных a и L

Подставляя (8) в первое уравнение системы (7), получаем выражение для расчета α и δ :

$$\begin{aligned} \alpha &= (\operatorname{ch} \frac{\operatorname{arch} a}{L} + C)/2, \\ \delta &= (\operatorname{ch} \frac{\operatorname{arch} a}{L} - C)/2; \end{aligned} \tag{9}$$

Значение реализуемой полуширины главного максимума ХН $\Delta\varphi$ определяется решением второго уравнения системы (7):

$$\begin{aligned} F &= \frac{2\operatorname{ch} \frac{\operatorname{arch} a/\sqrt{2}}{L} - \operatorname{ch} \frac{\operatorname{arch} a}{L} + C}{\operatorname{ch} \frac{\operatorname{arch} a}{L} + C}, \\ \Delta\varphi &= \arccos F. \end{aligned} \tag{10}$$

2.2. Решение при заданных $\Delta\varphi$ и L

Подстановкой (9) во второе уравнение системы (7) получаем уравнение, связывающее a с $\Delta\varphi$ и L :

$$\begin{aligned} 2\operatorname{ch} \frac{\operatorname{arch}(a/\sqrt{2})}{L} - (F+1)\operatorname{ch} \frac{\operatorname{arch} a}{L} - \\ - (F-1)C = 0, \end{aligned} \tag{11}$$

которое решается относительно a каким-либо численным методом, например, методом Ньютона при начальном значении $a = a_0 = 3$. Параметры α и δ находятся из (9).

2.3. Решение при заданных $\Delta\varphi$ и a

Значение L при заданных $\Delta\varphi$ и a может быть определено из уравнения (11) также методом Ньютона, если обозначить $U = 1/L$, при начальном значении

$$L = L_0 = R((180/\Delta\varphi - 1)/2),$$

где $R(z)$ – округленное z . Итерационное уравнение при определении U будет мало отличаться от итерационного уравнения при определении a , но дискретность значений L приводит к одной особенности решения уравнения (11), которой следует уделить внимание.

Найденное согласно (11) L будет, как правило, нецелым и должно быть округлено с избытком, так как меньшее значение L не обеспечит заданных $\Delta\varphi$ и a . После этого, при полученном L следует согласно (10) или (11) определить заново $\Delta\varphi$ либо a в зависимости от того, какой из этих параметров фиксируется, другой параметр при этом окажется лучше заданного первоначально.

Подставив α и δ для заданных и найденного параметров L , $\Delta\varphi$ и a в алгебраическую форму полинома Чебышева [11, с. 581]

$$T_L(W) = \frac{L}{2} \sum_{i=0}^{E(L/2)} \frac{(-1)^i (L-i-1)!}{i!(L-2i)!} (2W)^{L-2i}, \tag{12}$$

(здесь $E(z)$ – целая часть z), разложив степени w с помощью формулы бинома Ньютона и, наконец, выразив степени $\cos \varphi$ через косинусы кратных углов [12, с. 39, 40], получим

$$\begin{aligned} T_L(W) &= \frac{L}{2} \sum_{i=0}^{E(n/2)} \frac{(-1)^i 2^{n-2i} (L-i-1)!}{i!} \times \\ &\times \sum_{k=0}^{L-2i} \frac{\alpha^k \delta^{L-2i-k}}{2^k (L-2i-k)!} \times \\ &\times \sum_{l=0}^{E(k/2)} \frac{2 - \delta_{k-2l}}{l!(k-l)!} \cos(k-2l)\varphi, \end{aligned} \tag{13}$$

$$\text{где } \delta_k = \delta_{o,k} = \left. \begin{array}{l} 1 \text{ при } k=0; \\ 0 \text{ при } k \neq 0 \end{array} \right\} -$$

символ Кронекера.

Выражение (13) в принципе позволяет вычислить весовые коэффициенты при парциальных диаграммах и ХН синтезируемой чебышевской АР, если сгруппировать и просуммировать все члены суммы с косинусами аргументов одинаковой кратности от 0 до L , но оно крайне неудобно для программирования расчетов. Поэтому, меняя переменные и порядок суммирования, учитывая при этом изменения пределов суммирования, получаем выражение, в котором косинусы располагаются в порядке возрастания кратности их аргументов и которое весьма удобно для программирования расчетов весовых коэффициентов B_l парциальных диаграмм, а при использовании (5) и для расчета ХН цилиндрической АР в азимутальной плоскости:

$$B_l = \frac{L}{2\alpha} (2 - \delta_l) \sum_{i=0}^{E((L-l)/2)} (-1)^i \frac{(L-i-1)!}{i!} \sum_{k=l}^{L-2i} B_k, \tag{14}$$

$$\text{где } B_k = \left\{ \begin{array}{l} \frac{(2\delta)^{L-2i-k} \cdot \alpha^k}{(L-2i-k)! \cdot [(k-l)/2]! \cdot [(k+l)/2]!} \\ \text{при четном } (k-l)/2; \\ 0 \text{ при нечетном } (k-l)/2. \end{array} \right.$$

Для определения значений коэффициентов преобразователей A_n зададимся непрерывной функцией передачи $A(\hat{\varphi})$ такой, что

$$A(\hat{\varphi}) = A_n \text{ при } \hat{\varphi} = \varphi_n = 2\pi n/N. \quad (15)$$

Тогда ХН рассматриваемой антенны будет представляться интегралом вида

$$R(\varphi) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} A(\hat{\varphi}) \cdot \exp[j\chi \cos(\hat{\varphi} - \varphi)] d\hat{\varphi}. \quad (16)$$

Влияние дискретизации функции $A(\hat{\varphi})$ рассмотрим в дальнейшем.

Представим $A(\hat{\varphi})$ рядом Фурье

$$A(\hat{\varphi}) = \sum_{l=0}^{\infty} D_l \cos l(\hat{\varphi} - \varphi_0) \quad (17)$$

и подставим его в (16), изменив порядок интегрирования и суммирования:

$$R(\varphi) = \sum_{l=0}^{\infty} D_l F_l(\chi), \quad (18)$$

где

$$F_l(\chi) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \cos l(\hat{\varphi} - \varphi_0) \exp[j\chi \cos(\hat{\varphi} - \varphi)] d\hat{\varphi}. \quad (19)$$

Интегрируем (19) согласно [11, с. 182]:

$$F_l(\chi) = j^l J_l(\chi) \cos l(\varphi - \varphi_0) \quad (20)$$

и, приравнявая почленно (5) и (18), получаем

$$D_l = \begin{cases} B_l j^{-1} / J_l(\chi) & \text{при } 0 \leq l \leq L, \\ 0 & \text{при } l > L. \end{cases} \quad (21)$$

где $J_l(\chi)$ – функция Бесселя порядка l . Подставляя D_l в (17), находим

$$A(\hat{\varphi}) = \sum_{l=0}^L B_l j^{-1} / J_l(\chi) \cdot \cos l(\hat{\varphi} - \varphi_0), \quad (22)$$

или, переходя к дискретному аналогу выражения (22),

$$A_n = \sum_{l=0}^L B_l j^{-1} / J_l(\chi) \cdot \cos l(\varphi_n - \varphi_0). \quad (23)$$

Подстановка $A(\hat{\varphi})$ из (22) в (16) дает точное представление ХН (4), (5), которую в дальнейшем

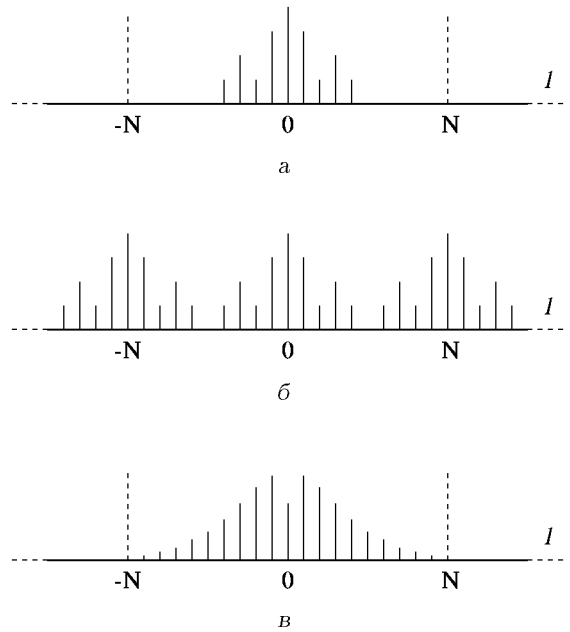


Рис. 1. Спектры функций, определяющие идеализированную и реализуемую ХН:
а – спектр $A(\hat{\varphi})$; б – спектр $A(\varphi_n)$;
в – спектр экспоненты

будем называть идеализированной. Подстановка A_n из (23) в (3) дает лишь приближенное выражение ХН синтезируемой АР, что обусловлено погрешностью, вносимой дискретизацией функции передачи $A(\hat{\varphi})$ и, следовательно, всей подынтегральной функции (16). Отсюда следует, что цилиндрическая АР принципиально может быть синтезирована как чебышевская лишь приближенно. Это одно из существенных отличий цилиндрических АР от линейных и плоских.

Очевидно, что величина отклонения реализуемой ХН (3) от идеализированной (5), (16) зависит от параметров АР. Проанализировав эту зависимость, получим соотношения для выбора параметров синтезируемой цилиндрической АР. Как видно из (22), функция $A(\hat{\varphi})$ содержит конечное число составляющих Фурье, равное порядку L полинома Чебышева и, следовательно, согласно теореме Котельникова она может быть представлена конечным числом N дискретных отсчетов A_n совершенно точно, если $N > 2L$.

На рис. 1, а изображен спектр функции передачи $A(\hat{\varphi})$ для $L=4$. Спектр экспоненты, входящей в подынтегральное выражение (16), изображенный на рис. 1, в, неограничен, но, в силу ортогональности тригонометрических функций, инте-

Таблица. Зависимость центрального значения волнового параметра и величины рабочего диапазона от числа L

L	χ	$\Delta\chi$	L	χ	$\Delta\chi$
1	1.2	2	12	11.35	0.53
2	1.5	1.5	13	12.0	0.43
3	π	1.4	14	12.7	0.68
4	π	1.4	15	14.0	0.78
5	4.5	1.3	16	15.3	0.68
6	5.8	1.24	17	15.9	0.34
7	6.7	0.64	18	16.8	0.3
8	7.3	0.57	19	17.4	0.38
9	8.0	0.83	20	18.7	0.47
10	9.3	0.99	21	20.2	0.33
11	10.6	0.89	22	20.5	0.47

грал (16), (т.е. ХН $R(\varphi)$) будет содержать гармоники порядка $|l| \leq L$, вследствие чего выражение (16) эквивалентно выражению (5). При дискретизации функции передачи $A(\hat{\varphi})$, т.е. при $\hat{\varphi} = \varphi_n$, ее спектр, как известно, периодизируется с периодом N и будет выглядеть, как показано на рис. 1, б. Теперь, вследствие неограниченности спектра экспоненты, ХН (16) будет содержать помимо гармоник $-L \leq l \leq L$ также гармоники порядка $l_d = kN \pm l$ при $k = \pm 1, 2, \dots$, которые и являются причиной отклонения ХН (5) от идеализированной.

Свойство Бесселевых функций, входящих в амплитуды парциальных диаграмм (20), спадать быстрее, чем экспонента, с ростом l при $l > \chi$ позволяет сделать отклонение реализуемой ХН (5) от идеализированной настолько малым, насколько это требуется путем увеличения количества преобразователей. Практически для этого достаточно:

- во-первых, обеспечить минимально необходимое количество преобразователей АР $N_{min} = 2L + 1$ при нечетном N (защитный промежуток в спектре $A(\hat{\varphi})$) равен 1) либо $N_{min} = 2L + 2$ при четном N (защитный промежуток равен 2, как на рис. 1, б),
- во-вторых, волновой параметр АР χ выбрать в пределах $L - 2 < \chi < L$, а затем при необходимости более точного приближения реализуемой ХН к идеализированной увеличивать число преобразователей на 1–2, увеличивая тем самым защитный промежуток между гармониками $kN \pm L$ и $(k + 1)N \pm L$ в спектре дискретной функции $A_n = A(\hat{\varphi}_n)$.

Выбирая χ или рабочую полосу частот, следу-

ет обратить особое внимание на отсутствие нулей $J_l(\chi)$ в рабочей полосе частот при всех $l \leq L$, так как в противном случае коэффициенты передачи A_n , согласно (21), оказываются нереализуемыми. Отсюда следует второе существенное отличие цилиндрических АР от линейных и плоских, заключающееся в существовании ряда частот (волновых параметров), при которых цилиндрическая АР вообще не может быть синтезирована как чебышевская. Следовательно, рабочие полосы частот чебышевской цилиндрической АР ограничиваются ближайшими значениями этих частот, определяемых нулями функций Бесселя порядка $0 \leq l \leq L$.

В таблице приведены центральные значения волнового параметра χ и величины рабочего диапазона $\Delta\chi$, находящиеся между нулями функции Бесселя, вплоть до $L = 22$. При $L > 4$, помимо приведенных в таблице значений χ и $\Delta\chi$, существуют и другие значения, причем количество их растет с ростом L , так что для многоэлементных цилиндрических АР приведенные данные можно отнести лишь к предпочтительным, поскольку в этих данных $\Delta\chi$ максимальны. Разумеется, согласно таблицы можно принимать значения χ и $\Delta\chi$ не только соответствующие L , но и соответствующие $L - 1$, $L - 2$ и т.д. При этом следует иметь в виду, что при уменьшении χ за счет спадания амплитуд гармоник спектра экспоненты в (3), выходящих за границы спектра $A(\hat{\varphi}_n)$, сближаются идеализированная и реализуемая ХН, что, конечно желательно. Однако за счет спадания высших гармоник спектра экспоненты, входящих в границы спектра $A(\hat{\varphi}_n)$, возрастает реактивность АР, т.е. происходит вхождение в режим сверхнаправленности со всеми, хорошо известными отрицательными последствиями [8].

Если требуется цилиндрическая АР, работающая в полосе частот, выходящей за упомянутые выше рамки, то единственным техническим решением, обеспечивающим это требование, становится применение полицилиндрических (многокольцевых) АР. В этом случае в (20) вместо единственной функции $J_l(\chi)$ будет стоять сумма $J_l(\chi_s)$, где $s = 1, 2, \dots$ по числу цилиндров или колец, что позволяет избежать нуля в знаменателе (21) путем соответствующего выбора волновых параметров χ_s . Синтез таких АР имеет свои специфические особенности и поэтому выходит за рамки настоящей статьи.

Несмотря на то, что вопросы практической реализации относятся не к синтезу, а к технике антенных устройств, следует заметить, что альтернативой классической реализации АР, соглас-

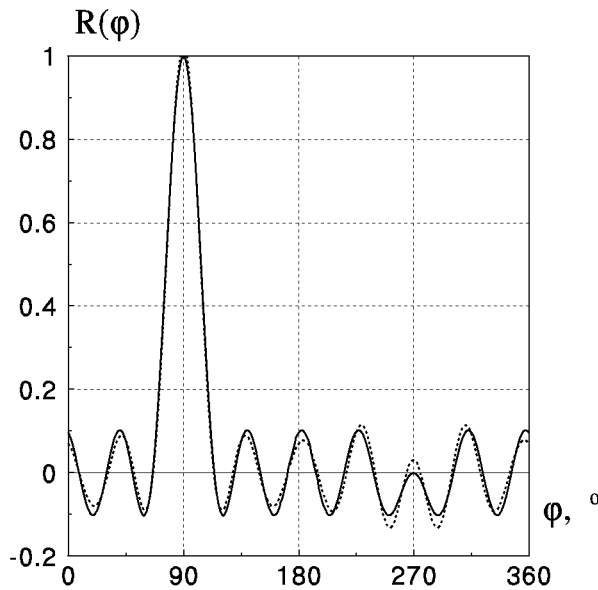


Рис. 2. ХН цилиндрической АР с параметрами $2\Delta\varphi = 20^\circ$, $a = 9.788$, $N = 18$:

сплошная кривая – идеализированная,
штриховая – реализуемая

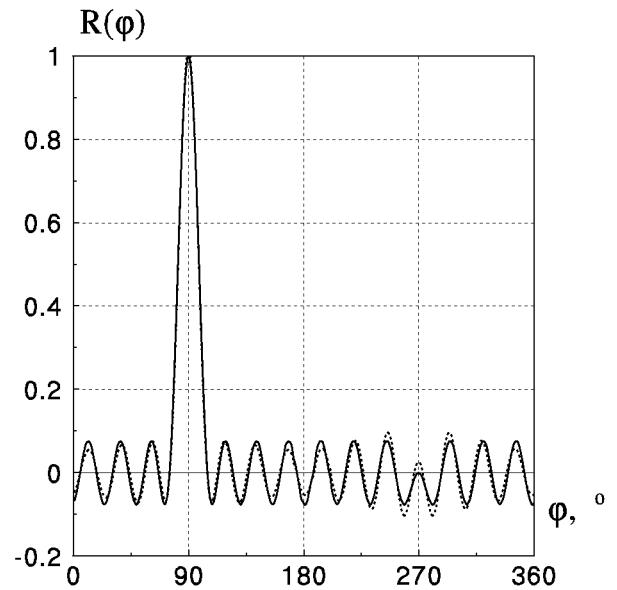


Рис. 3. ХН цилиндрической АР с параметрами $2\Delta\varphi = 12^\circ$, $a = 13.26$, $N = 30$:

сплошная кривая – идеализированная,
штриховая – реализуемая

но выражениям (3) и (23), т.е. введению распределения чувствительности преобразователей, является использование выражения (5), в которое подставляются парциальные диаграммы (моды), получаемые согласно (20) и дискретного аналога (19):

$$\cos l(\varphi - \varphi_0) = j^{-1} F_l(\chi) / J_l(\chi), \quad (24)$$

$$F_l(\chi) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \cos l(\varphi_n - \varphi_0) \exp[j\chi \cos(\varphi_n - \varphi)]. \quad (25)$$

Реализация цилиндрических АР с применением парциальных диаграмм предпочтительнее при использовании цифровых методов формирования и управления ХН АР, так как не требует трудновыполнимых операций фазового либо временного сдвига сигналов, зависящих от частоты и угла поворота ХН АР.

Для проверки и практического использования полученных результатов, разработана программа для ПЭВМ IBM PC. Решение любого из трех вариантов задачи синтеза цилиндрической АР при использовании этой программы оказывается делом нескольких минут с выдачей результатов в графическом и табличном виде. На рис. 2 и рис. 3 представлены идеализированная кривая 1 и реализуемая кривая 2 ХН цилиндрических чебышевских АР с $N = 18$ и $N = 30$ соответственно. Для

того, чтобы нагляднее представить на графиках особенности ХН в области основного и тыльного максимумов, она повернута на 90° . При увеличении N до 20 (см. рис. 2) и 32 (см. рис. 3) отклонение реализуемой ХН от идеализированной уменьшается настолько, что становится неразличимой на графике.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Поставлена задача и получены три варианта решения задачи синтеза цилиндрической чебышевской АР в зависимости от того, какие два из трех основных параметров АР являются исходными, в том числе нетрадиционный вариант, когда заданы ширина главного и уровень боковых максимумов. Отмечаются две особенности цилиндрических АР, отличающих их от линейных и плоских:

- во-первых, цилиндрическая АР принципиально может быть синтезирована как чебышевская лишь приближенно, причем степень приближения определяется числом преобразователей АР;
- во-вторых, существует ряд частот (волновых параметров), при которых цилиндрическая АР не может быть синтезирована как чебышевская, и, следовательно, эти частоты ограничивают полосу рабочих частот АР.

Из полученных решений следует, что для многоэлементных АР существует несколько частотных полос (количество их растет с ростом числа преобразователей), в которых цилиндрическая АР может быть синтезирована как чебышевская а также, что для устранения ограничений на ширину полосы рабочих частот следует применять полицилиндрические (многокольцевые) АР.

Показано, что теоретических ограничений на снижение рабочей частоты (волнового параметра) цилиндрической чебышевской АР не существует, но практически снижение рабочей частоты ограничивается степенью вхождения в режим сверхнаправленности и хорошо известными явлениями, присущими этому режиму.

1. Монзинго Р. А., Миллер Т. У. Адаптивные антенные решетки.– М.: Радио и связь, 1986.– 445 с.
2. Guerci J. R., Fera E. H. Application of a Least Squares Predictive-Transform Modeling Methodology to Space-Time Adaptive Array Processing // IEEE Transactions on signal processing.– 1996.– 44, N 7.– P. 1825–1833.
3. Смаришев М. Д., Добровольский Ю. Ю. Гидроакустические антенны.– М.: Судостроение, 1984.– 300 с.
4. Камп Л. Подводная акустика.– Л.: Мир, 1972.– 328 с.
5. Анго А. Математика для электро- и радиоинженеров.– М.: Наука, 1965.– 778 с.
6. Бененсон Л. С. Антенные решетки. Обзор зарубежных работ.– М.: Сов. радио, 1969.– 367 с.
7. Габриэльян Д. Д., Мищенко С. Е. Амплитудно-фазовый синтез акустической антенной решетки на круговом цилиндре // Акуст. ж.– 1995.– 41, N 1.– С. 160–162.
8. Минкович Б. М., Яковлев В. В. Теория синтеза антенн.– М.: Сов. радио, 1969.– 293 с.
9. Жуков В. Б. Расчет гидроакустических антенн по диаграмме направленности.– Л.: Судостроение, 1977.– 184 с.
10. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции. Т. 1.– М.: Сов. радио, 1972.– 744 с.
11. Абрамович М., Стиган И. Справочник по специальным функциям.– М.: Наука, 1979.– 830 с.
12. Градштейн И. С., Рыжик И. М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений.– М.: Наука, 1971.– 1108 с.