

Рис. 3. Частотные зависимости интенсивности  $\gamma$ -излучения, прошедшего через систему поляризатор — анализатор для углов  $\theta = 0^\circ, 45^\circ, 90^\circ$  (а — теоретические, б — экспериментальные)

На кривых 1, 2, 3 рис. 3 показана рассчитанная по формуле (8) частотная зависимость интенсивности  $\gamma$ -излучения для углов  $\theta = 0^\circ, 45^\circ, 90^\circ$ . Толщина использованной фольги  $10^{-3}$  см. Эксперимент проводился на мессбауэровском спектрометре, созданном на кафедре ядерной физики. Фольга намагничивалась постоянными магнитами. Системой коллиматоров устанавливалась геометрия опыта, не зависящая от вращения мишеней. Полученные результаты приведены на рис. 3 (кривые 4, 5, 6). Видно, что теоретический расчет согласуется с экспериментальными данными. Небольшое расхождение объясняется, по-видимому, тем обстоятельством, что в эксперименте величина намагничивающего поля составляла около 0,15 тл, что недостаточно для ориентации всех доменов. В расчетах же предполагалось, что вещество полностью магнитоупорядочено.

Авторы выражают глубокую благодарность В. Г. Барышевскому за постановку задачи и многочисленные полезные обсуждения.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Барышевский В. Г. Ядерная оптика поляризованных сред.— Минск, 1977.
2. Беляков В. А.— УФН, 1975, т. 115, с. 553.

Поступила в редакцию  
16.04.79.

Кафедра ядерной физики и мирного  
использования атомной энергии

УДК 621.396.677.7

Л. Н. ДАНИЛЕВСКИЙ, Ю. А. ДОМАНОВ, В. Н. ЗЕЛЕНКО,  
В. В. ИЗОХ, О. В. КОРОБКО

### ОПТИМИЗАЦИЯ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК С АНАЛОГО-ЦИФРОВЫМ ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ ВХОДНЫХ СИГНАЛОВ

Вопросы синтеза антенных решеток (АР) с низким уровнем боковых лепестков диаграммы направленности (ДН) путем расчета амплитудных весовых коэффициентов на элементах решетки и межэлементных расстояний нашли достаточно широкое освещение в литературе [1—3].

В данной работе рассматривается синтез оптимальной в смысле [4] АР с цифровой обработкой сигналов путем оптимизации межэлементных расстояний, а также влияющие параметры АЦП на ряд характеристик ДН, в первую очередь, на уровень боковых лепестков.

Критерий оптимальности, предложенный в [4], заключается в минимизации мощности, принятой вне некоторого сектора  $\pm \delta$  возле направ-

ления на главный максимум. Для линейной антенной решетки это сводится к минимизации функционала:

$$Q = \int_0^{\alpha_0} P(\alpha) \sin \alpha d\alpha - \int_{\alpha_0-\beta}^{\alpha_0+\beta} P(\alpha) \sin \alpha d\alpha, \quad (1)$$

где  $P(\alpha)$  — мощность, принимаемая антенной решеткой с направления  $\alpha$ ;  $\alpha_0$  — направление фазирования АР.

В отличие от [4], где минимизация функционала  $Q$  проводилась вычислением соответствующих весовых коэффициентов, в данной работе минимум функционала достигается вариацией положения элементов АР.

Предположим, что на входы приемников линейной антенной решетки поступают узкополосные гауссовы сигналы, смешанные с однородным некоррелированным гауссовым шумом. Сигналы и шумы статистически независимы. На выходе каждого приемника находится АЦП с равномерной нечетной характеристикой.

Используя результаты работ [5, 6], можно показать, что зависимость мощности, принимаемой антенной решеткой, от угла  $\alpha$  можно представить в виде:

$$P(\alpha) = \frac{q^2}{8\pi^3} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N a_i a_j \sum_{m=0}^{\infty} \frac{h_m^2}{(2m+1)!} \rho_{ij}^{2m+1}(\alpha), \quad (2)$$

где  $N$  — число элементов в АР;  $a_i$  — весовые коэффициенты на элементах;

$$h_m = 2^{-m} \sum_{l=-L}^{L-1} H_{2m} \left( \frac{l\eta}{\sqrt{2}} \right) \exp \left[ - \left( \frac{l\eta}{\sqrt{2}} \right)^2 \right]; \quad \eta = \frac{b_3}{\sqrt{1+\beta^2}}; \quad b_3 = \frac{q}{\sigma_n};$$

$\beta = \frac{\sigma_s}{\sigma_n}$ ;  $\sigma_s^2$ ,  $\sigma_n^2$  — дисперсии сигнала и шума соответственно;  $q$  — величина ступеньки квантования;  $2L$  — число уровней квантования;  $H_{2m}(x)$  — полином Эрмита степени  $2m$ ;

$$\rho_{ij}(\alpha) = \frac{\sigma_s \sigma_{sj} \rho_{sij}(\alpha) + \sigma_n \sigma_{nj} \rho_{nij}(\alpha)}{\sqrt{(\sigma_{si}^2 + \sigma_n^2)(\sigma_{sj}^2 + \sigma_n^2)}}; \quad (3)$$

$\rho_{sij}(\alpha)$ ,  $\rho_{nij}(\alpha)$  — нормированные функции корреляции сигнала и шума соответственно. При сделанных предположениях о свойствах сигналов и шумов их можно представить в виде:

$$\rho_{sij}(\alpha) = \cos \left[ \frac{2\pi}{\lambda} (y_i - y_j) (\cos \alpha - \cos \alpha_0) \right]; \quad (4)$$

$$\rho_{nij}(\alpha) = \begin{cases} 1, & i = j \\ 0, & i \neq j \end{cases}; \quad y_i — координаты элементов в АР.$$

С учетом (2) минимизируемый функционал (1) переписывается в виде:

$$Q(y_1, \dots, y_N) = \frac{q^2}{8\pi^3} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N a_i a_j \sum_{m=0}^{\infty} \frac{h_m^2}{(2m+1)!} \times \\ \times \left[ \int_0^{\alpha_0} \rho_{ij}^{2m+1}(\alpha) \sin \alpha d\alpha - \int_{\alpha_0-\beta}^{\alpha_0+\beta} \rho_{ij}^{2m+1}(\alpha) \sin \alpha d\alpha \right]. \quad (5)$$

Подставим в (5) выражения (3) — (4) для  $\rho_{ij}(\alpha)$  и, проведя интегрирование, получим для минимизируемой функции следующее выражение:

$$Q(y_1, \dots, y_N) = \frac{q^2}{8\pi^3} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{h_m^2}{(2m+1)!} F_m(y_1, \dots, y_N), \quad (6)$$

где

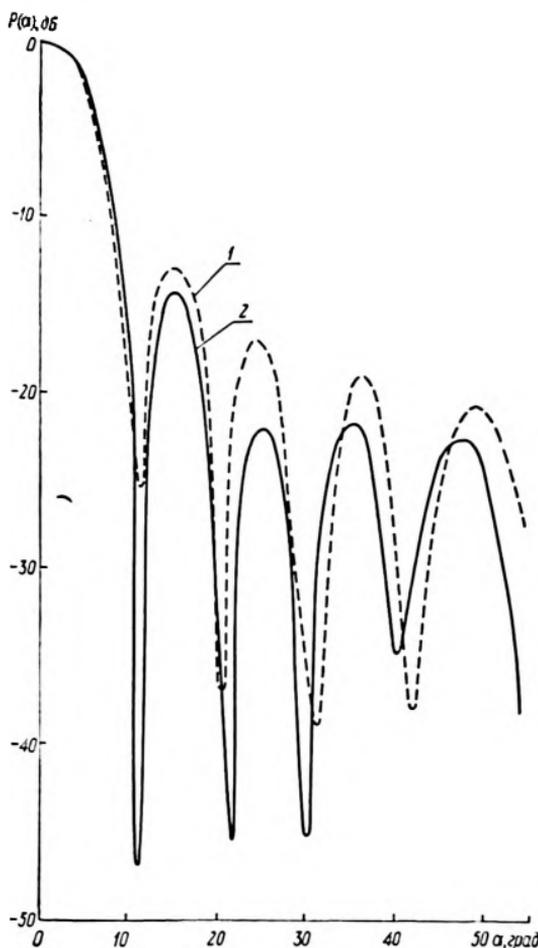
$$F_m(y_1, \dots, y_N) = \sum_{i=1}^N a_i^2 [2 + \cos(\alpha_0 - \delta) - \cos(\alpha_0 + \delta)] -$$

$$\begin{aligned}
& - \frac{\lambda}{2\pi} \left( \frac{\beta_2}{1 + \beta^2} \right)^{2m+1} 2^{-2m} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \frac{a_i a_j}{y_i - y_j} \times \\
& \times \sum_{k=0}^m \frac{C_{2m+1}^k (\sin x_2 - \sin x_1 - \sin x_4 + \sin x_3)}{2m - 2k + 1}, \\
& x_1 = \frac{2\pi}{\lambda} (y_i - y_j) (2m - 2k + 1) (1 - \cos \alpha_0); \\
& x_2 = \frac{2\pi}{\lambda} (y_i - y_j) (2m - 2k + 1) (1 + \cos \alpha_0); \\
& x_3 = \frac{2\pi}{\lambda} (y_i - y_j) (2m - 2k + 1) [\cos(\alpha_0 - \delta) - \cos \alpha_0]; \\
& x_4 = \frac{2\pi}{\lambda} (y_i - y_j) (2m - 2k + 1) [\cos(\alpha_0 + \delta) - \cos \alpha_0].
\end{aligned}$$

Поскольку  $y_i$  нелинейно входят в минимизируемую функцию, для их вычисления использовались градиентные методы оптимизации функций многих переменных [7]. Положения координат  $y_i$  вычислялись для различного числа уровней квантования при сохранении неизменного динамического диапазона. Вычисления проводились для 12-элементной антенной решетки с начальным равномерным расположением элементов. Размеры (апертура) АР — фиксированы. Результаты вычислений приведены в таблице.

Легко видеть что для более подробного квантования, оптимальные значения координат элементов АР сдвигаются от первоначального положения значительно сильнее. Построенные нормированные диаграммы направленности по мощности:  $P(\alpha) = 10 \lg [P_1(\alpha)/P_1(\alpha_0)]$ , где

$$\begin{aligned}
P_1(\alpha) &= \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N a_i a_j \sum_{m=0}^{\infty} \times \\
& \times \frac{h_m^2}{(2m+1)!} \cos^{2m+1} \left[ \frac{2\pi}{\lambda} (y_i - y_j) (\cos \alpha - \cos \alpha_0) \right],
\end{aligned}$$



ДН линейной антенной решетки при  $L=16$ ,  $N=12$ ,  $b_2=6$ ,  $\delta=0,286$ ,  $\beta=30$ :

1 — эквидистантная решетка; 2 — решетка с оптимальным расположением элементов

с конкретными значениями вычисленных координат позволяют судить о возможных выигрышах в уровне боковых лепестков.

Так, в частности, на рисунке представлены ДН линейной эквидистантной антенной решетки и АР с вычисленными координатами положений элементов. При этом выбраны следующие параметры АЦП:  $L=16$ ,  $b_3=6$ . Вычисленные координаты элементов приведены в таблице. Во втором случае имеется существенный (от 1,5 до 5 дБ) выигрыш в уровне боковых лепестков.

$$\delta = 0,286, N = 12, \beta = 30$$

$L$	$n_s$	$2y_{s1}/\lambda$	$2y_{s2}/\lambda$	$2y_{s3}/\lambda$	$2y_{s4}/\lambda$	$2y_{s5}/\lambda$	$2y_{s6}/\lambda$	$2y_{s7}/\lambda$	$2y_{s8}/\lambda$	$2y_{s9}/\lambda$	$2y_{s10}/\lambda$	$2y_{s11}/\lambda$	$2y_{s12}/\lambda$
1	1	1	2,13	2,96	4,04	4,94	6,03	6,97	8,06	8,96	10,04	10,87	12
4	24	1	2,22	3,14	4,11	4,98	6,01	6,98	8,01	8,86	9,86	10,78	12
8	12	1	2,22	3,15	4,12	4,93	6,03	6,97	8,06	8,88	9,86	10,78	12
16	6	1	2,23	3,17	4,15	5,01	6,04	6,95	7,99	8,84	9,83	10,75	12
32	3	1	2,24	3,19	4,18	5,03	6,05	6,95	7,97	8,82	9,80	10,75	12

Координаты элементов АР при жестком ограничителе ( $L=1$ ) практически не изменяют своего положения. Это говорит о том, что для жесткого ограничителя линейная эквидистантная АР является практически оптимальной по используемому критерию.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Murthy P. K., Kumara A.—IEEE Trans. Antennas and Propag., 1976, в. 24, № 6.
2. David K., Cheng D. K.—Proceeding of the IEEE, 1975, в. 59, № 12.
3. Tseng F. I., Cheng D. K.—Radio Sci., 1968, в. 3, № 5.
4. Wang H. S. C.—J. Acoustic. Soc. Amer., 1975, в. 57, № 5.
5. Батурицкий М. А., Данилевский Л. Н., Доманов Ю. А., Коробко О. В.—Радиотехника и электроника, 1978, т. 23, № 2.
6. Vural A. M.—J. Acoustic. Soc. Amer., 1969, в. 46, № 2.
7. Химмельблау Д. Прикладное нелинейное программирование.— М., 1975.

Поступила в редакцию  
16.04.79.

Кафедра радиофизики  
и электроники СВЧ

УДК 621.375

ФАМ ЧОНГ ХЬЕН, А. П. ХАПАЛЮК

### О ВОЗМОЖНОМ УЛУЧШЕНИИ УСЛОВИЯ ГЕНЕРАЦИИ ПРИ ВВЕДЕНИИ В РЕЗОНАТОР ПРИЗМ ПОЛНОГО ОТРАЖЕНИЯ

Особенности генератора из двух последовательно включенных активных стержней изучались в работах [1, 2], где, в частности, показано, что порог генерации в симметричном случае, когда стержни и коэффициенты отражения на свободных концах одинаковы, не изменяется по сравнению с простым одноступенчатым генератором, но сильно изменяется спектр генерации. Одним из вариантов генератора с последовательным включением активных стержней является генератор с прямоугольной призмой. В таком генераторе при определенных условиях для некоторых типов колебаний может заметно снижаться порог генерации [3]. С введением в резонатор большего числа призм полного отражения открываются новые возможности управления параметрами генерации, в первую очередь — порогом и спектром генерации. В данной работе исследуется возможность снижения порога генерации в сложном резонаторе с несколькими призмами полного отражения.

Схема и необходимые обозначения составного резонатора показаны