

УДК 621.396.67

Б. А. ДОВБНЯ

**АДАПТИВНОЕ ФОРМИРОВАНИЕ ДИАГРАММЫ
НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С ОГРАНИЧЕНИЯМИ
ДЛЯ ОБРАБОТКИ КВ СИГНАЛОВ**

Множество задач адаптивного управления антенной решеткой (АР) может быть сформулировано в виде задачи условной опти-

мизации: минимизировать $\xi(\omega)$ при условии $a_i=0, i=1, \dots, M$, где $\xi(\omega)$ — целевая функция; ω — N -мерный комплексный весовой вектор множителей в каналах АР, $a_i(\omega)$ — ограничения, накладываемые на весовой вектор, M — количество вводимых ограничений.

В такой постановке решались задачи для минимизации мощности помех в направлениях, отличающихся от заданного [1], формирования широких провалов в диаграмме направленности (ДН), что позволило ускорить адаптацию при воздействии широкополосных помех [2] для защиты главного максимума ДН от подавления при адаптации [3] и др.

В каждом случае решение подобных задач требует создания новых средств — аппаратных либо программных, что затрудняет практическое использование адаптивных методов. С целью снижения эксплуатационных затрат и расширения возможностей адаптивных АР целесообразно пользоваться некоторым адаптивным алгоритмом при решении целого ряда задач, связанных с оптимальным формированием ДН в соответствии с выбранным критерием и учетом специфики помеховой обстановки рабочего диапазона радиоволн, допуская в этом случае некоторый проигрыш в объеме вычислений по сравнению с алгоритмом решения какой-то частной задачи.

Характерной особенностью сигналов и помех КВ диапазона является расширение их угловых спектров. Эффективный способ обработки в таких условиях, заключающийся в адаптивном формировании ДН и ее производной, описан в работе [2].

Развивая этот подход, можно достичь определенного обобщения путем использования составной целевой функции, выраженной средней суммой мощностей p_k выходного сигнала АР и K «производных» выходных сигналов [2]:

$$\xi(\omega) = E \left[\sum_{k=0}^K p_k(j) \right], \quad (1)$$

где $E[\cdot]$ — символ усреднения по дискретному времени j , $p_k(j) = \overline{\omega^T D_k x(j) x^T(j) D_k^T \omega}$. Здесь x_j — вектор сигналов на раскрыве АР; $x(j)$ — вектор с ним сопряженный;

$$D_k = D_k^T = \eta_k \begin{vmatrix} d_{N-1}^k/2 & & & & 0 \\ & d_{N-1}^k/2 & & & \\ & & \dots & & \\ & & & -d_{N-1}^k/2 & \\ 0 & & & & -d_{N-1}^k/2 \end{vmatrix} \quad (2)$$

матричный оператор k -кратного дифференцирования векторного сигнала $x(j)$ в пространстве элементов аналогично [2]; η_k — ска-

ляр, соответствующий весу k -го «производного» сигнала; d_n — расстояние n -го элемента от фазового центра АР, нормированное к единичному расстоянию между элементами d .

В частности, для $k=0$ $D_0=I$ — единичная матрица.

Вводя в рассмотрение оценочную автокорреляционную матрицу $R = E[\mathbf{x}(j)\mathbf{x}^T(j)]$, целевую функцию $\xi(\boldsymbol{w})$ записываем в виде

$$\xi(\boldsymbol{w}) = \sum_{k=0}^K \overline{\boldsymbol{w}}^T D_k R D_k \boldsymbol{w}, \quad (3)$$

или в более компактном представлении $\xi(\boldsymbol{w}) = \overline{\boldsymbol{w}}^T P \boldsymbol{w}$, где $P = \sum_{k=0}^K D_k \times \times R D_k$. Ограничения имеют вид $S \boldsymbol{w} = \boldsymbol{f}$. (4). Здесь S — матрица ограничений $M \times N$, каждая i -я строка которой в свою очередь определяется выражением $s_i = c_i^T D_m$, где D_m — матрица вида (2), $m = 0, 1, 2 \dots$;

$c_i^T = |1, \exp(j2\pi d/\lambda \sin \theta_i), \exp(j2\pi d/\lambda 2 \sin \theta_i) \dots \exp(j2\pi d/\lambda (N-1) \sin \theta_i)|$ — вектор-строка, определяющая направление θ_i , в котором ДН и (или) ее производные имеют значения, представленные соответствующими элементами вектора \boldsymbol{f} .

При нахождении минимума целевой функции используется метод неопределенных множителей Лагранжа. Вводится вектор неопределенных множителей Лагранжа $\boldsymbol{\lambda}^T = [\lambda_1, \lambda_2 \dots \lambda_m]$, рассматривается функция от $N+M$ переменных \boldsymbol{w} и $\boldsymbol{\lambda}$:

$$\xi(\boldsymbol{w}, \boldsymbol{\lambda}) = 1/2 \overline{\boldsymbol{w}}^T P \boldsymbol{w} + 1/2 \boldsymbol{\lambda}^T (S \boldsymbol{w} - \boldsymbol{f}).$$

Получаем градиент этой функции $\nabla \xi = P \boldsymbol{w} + S^T \boldsymbol{\lambda}$ (5). Оптимальный весовой вектор находится приравниванием градиента (5) к нулю при условиях (4):

$$P \boldsymbol{w}_{\text{опт}} = -S^T \boldsymbol{\lambda}; \quad S \boldsymbol{w}_{\text{опт}} = \boldsymbol{f}. \quad (6)$$

Решая систему (6), имеем $\boldsymbol{w}_{\text{опт}} = P^{-1} S^T [S P^{-1} S^T]^{-1} \boldsymbol{f}$. (7)

Рекуррентное выражение поиска оптимального вектора, позволяющее обойти процедуру обращения матрицы P можно найти из общего выражения градиентного поиска

$$\boldsymbol{w}(j+1) = \boldsymbol{w}(j) - \mu \nabla \xi = \boldsymbol{w}(j) - \mu P \boldsymbol{w}(j) - \mu S^T \boldsymbol{\lambda}, \quad (8)$$

где μ — постоянная, определяющая скорость сходимости. Подстановкой (8) в (4) находится вектор $\boldsymbol{\lambda}$. Выражение для $\boldsymbol{w}(j+1)$ принимает вид

$$\boldsymbol{w}(j+1) = P [\boldsymbol{w}(j) - \mu P \boldsymbol{w}(j)] + \boldsymbol{g},$$

где

$$P = I - S^T (S S^T)^{-1} S, \quad \boldsymbol{g} = S^T (S S^T)^{-1} \boldsymbol{f}.$$

Используя обозначение для выходного сигнала АР $y_k(j) = \mathbf{x}^T(j) \mathbf{D}_k \mathbf{w}(j)$, имеем

$$\mathbf{w}(j+1) = \mathbf{P} \left[\mathbf{w}(j) - \mu \sum_{k=0}^K \mathbf{D}_k \mathbf{x}_k(j) \right] + \mathbf{g}. \quad (9)$$

Вычисление оптимального вектора $\mathbf{w}_{\text{опт}}$ по соотношениям (7), (9) позволяет сформировать ДН для множества задач, например:

1) ДН АР, минимизирующую мощность помех в направлениях, отличающихся от заданного (алгоритм Фроста), при $K=0$; $m=0$; $M=1$; $f=1$

$$\mathbf{c}^T = [1, \exp(j2\pi d/\lambda \sin \theta_s) \dots \exp(j2\pi d/\lambda (N-1) \sin \theta_s)],$$

где $j = \sqrt{-1}$; λ — длина волны; θ_s — направление на источник полезного сигнала в градусах, отсчитываемое от нормали к раскрыву АР;

2) ДН, минимизирующую мощность помех, воздействующих по боковым лепесткам, с учетом статистики второго порядка о полезном сигнале (алгоритм P -вектора [1]); известен \mathbf{R}_{xy} -вектор взаимной корреляции выходного сигнала со входным) $K=0$, $\mathbf{P} = \mathbf{I}$, $\mathbf{g} = \mu \mathbf{R}_{xy}$;

3) сформировать широкие провалы в ДН в направлениях на широкополосные помехи [2] при $m=0$, $K=1$, $M=1$

$$\mathbf{c}^T = [1, \exp(j2\pi d/\lambda \sin \theta_s) \dots \exp(j2\pi d/\lambda (N-1) \sin \theta_s)];$$

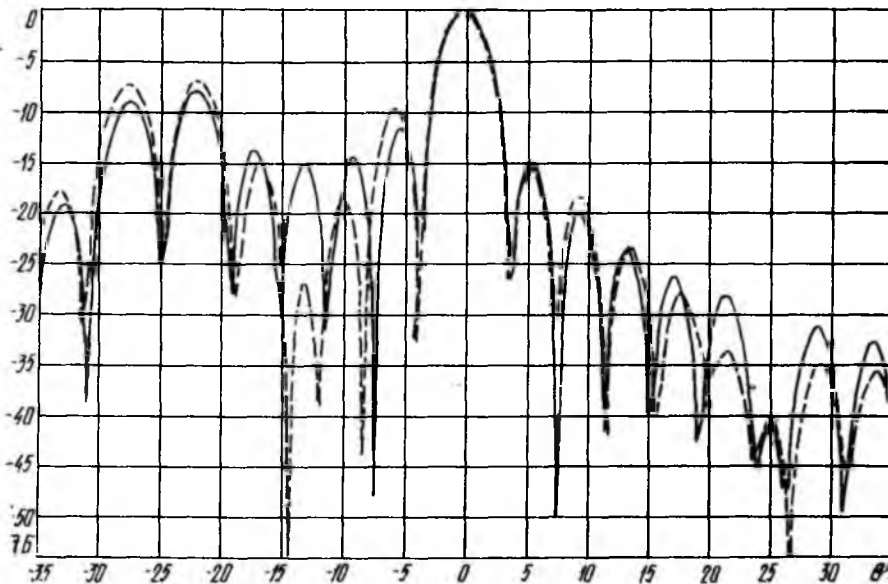
4) ввести 0, 1, ..., r -кратные ограничения на ДН в направлении главного максимума для защиты главного лепестка от подавления при адаптации, если $K=0$, $M=r$, $f=1$, 0, 0... 0, $m=0, 1, 2 \dots r-1$,

$$\mathbf{c}^T = [1, \exp(j2\pi d/\lambda \sin \theta_s) \dots \exp(j2\pi d/\lambda (N-1) \sin \theta_s)];$$

5) сформировать ДН для предыдущих задач, используя частичную информацию о помехах, например, удерживать узкие (широкие) провалы в ДН в 1... r направлениях на известные непрерывные или «мерцающие» помехи при $K=0$ (для узких провалов) или $K=0, 1, 2 \dots$ (для широких), $M=r+1$, $m=0, 1$; $\theta = \theta_s, \theta_1 \dots \theta_m$, $\mathbf{f}^T = [1, 0 \dots 0]$, где $\theta_1 \dots \theta_m$ — направления на источники известных помех. Кроме того, можно удерживать значения ДН в нужных направлениях, например, с целью исследования динамических характеристик адаптивных алгоритмов; значения параметров те же, что и в предыдущей задаче, за исключением $\mathbf{f}^T = [1, f_1 \dots f_m]$, где $f_1 \dots f_m$ — требуемые значения ДН.

Возможности метода проверялись путем моделирования на ЭВМ. Использовалась модель АР с 30 элементами, расположенными на полуволновом расстоянии друг от друга. Полезный сигнал (узкополосный) принимался с направления 0° при наличии трех помех: точечная помеха A с уровнем на 15 дБ выше уровня полезного сигнала и помеха B с шириной углового спектра 8° с уровнем выше 10 дБ принимались априорно неизвестными, по-

меха S с шириной углового спектра 5° и уровнем выше 10 дБ считалась известной. Центральные углы прихода помех равнялись соответственно $+4^\circ$, -14° , $+25^\circ$. Уровень шума ниже полезного сигнала на 20 дБ. Необходимо было сформировать ДН по выражению (9) с наложением ограничений: в направлении 0° — 0-кратные ограничения (производные ДН здесь не минимизировались); в направлении $+25^\circ$ — двухкратные ограничения (минимизирова-



лись значения ДН и ее первых двух производных), что обеспечивало формирование широкого провала. Требовалось также сформировать широкие провалы в ДН в направлениях на априорно «неизвестные» помехи A, B путем минимизации ДН и ее первой производной. Значения параметров следующие: $K=1$, $M=4$, $\theta_s=0^\circ$, $\theta_1=25^\circ$, $f^T = [1, 0, 0, 0]$, $m=0, 0, 1, 2$.

На рисунке изображена нормированная ДН после адаптации.

Список литературы: 1. Фрост III. Алгоритм линейно ограниченной обработки сигналов в адаптивной решетке//Тр. ин-та инж. по электротехнике и радиоэлектронике. 1972. Т. 60, № 8, С. 5—16. 2. Takao K., Komiyama K. An adaptive antenna for rejection of wideband interference//IEEE Trans., AES-16. 1980. N. 4. P. 452—459. 3. Applebaum S. P., Chapman D. I. Adaptive arrays with main beam constraints//IEEE Trans. AP-24. 1976. N 5. P. 650—662.

Поступила в редколлегию 13.04.87