

И. Н. ПРЕСНЯКОВ, канд. техн. наук, О. В. СЫТНИК, канд. техн. наук

АЛГОРИТМ АДАПТИВНОГО ФОРМИРОВАНИЯ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ В УСЛОВИЯХ ИНТЕНСИВНЫХ СИГНАЛОВ И ПОМЕХ

Развитие цифровой техники обработки сигналов позволяет строить сложные антенные системы, выходной сигнал которых получается в результате определенной обработки сигналов, принятых каждым элементом антенны. Обработка сигналов позволяет улучшить характеристики антенны и извлечь из принимаемых сигналов большую по сравнению с антеннами без обработки информацию об объектах, излучающих эти сигналы. В частности, с помощью таких алгоритмов можно автоматически подавлять помехи, действующие в области боковых лепестков диаграммы направленности (ДН) антенны. Наиболее важные качественные показатели для алгоритмов подавления боковых лепестков — скорость адаптации и степень подавления помех. Для алгоритмов типа Хоуэлса—Эпплбаума [1] оптимальный в смысле критерия максимума соотношения сигнал—помеха вектор весовых коэффициентов (ВВК) адаптивной антенной решетки (ААР) вычисляется в соответствии с соотношением

$$\vec{V}_{\text{опт}}(k) = \mu \vec{R}_{\text{пр}}^{-1}(k) \vec{T}_{\text{упр}}(k), \quad (1)$$

где μ — константа, определяющая начальный уровень тепловых шумов в решетке; $\vec{R}_{\text{пр}} = E\{\vec{X}^*(k) \vec{X}^T(k)\}$ — выборочная пространственная корреляционная матрица; $\vec{X}(k)$ — вектор мгновенных отсчетов смеси сигнала и помех на элементах решетки; $\vec{T}_{\text{упр}}$ — вектор управления ДН ААР, определяющий положение главного максимума ДН относительно нормали к плоскости решетки.

Выражение (1) позволяет вычислить оптимальный ВВК ААР при условии, что оценка матрицы $\vec{R}_{\text{пр}}(k)$ образована только помехами, действующими в области боковых лепестков ДН АР, т. е. когда вклад полезного сигнала в матрицу $\vec{R}_{\text{пр}}(k)$ незначителен. Следовательно, соотношение сигнал—помеха $\ll 1$. Теоретический и экспериментальный анализ этого алгоритма, проведенный в работе [2], показал, что удовлетворительная работа алгоритма отмечается при соотношениях помеха—сигнал более 30 дБ.

Если же мощность полезного сигнала достаточно велика, ДН ААР сильно искажается, усиление в главном максимуме снижается, что может привести к ухудшению соотношения сигнал—помеха.

Рассмотрим подход к синтезу алгоритмов подавления помех, действующих в области боковых лепестков ДН ААР, лишенных указанного недостатка. В ряде задач радиолокации и связи оценка выборочной пространственной корреляционной матрицы может быть представлена в виде

$$\vec{R}_{\text{пр}}(k) = \vec{C}(k) + \vec{B}(k). \quad (2)$$

Для упрощения дальнейшего рассмотрения осуществим переход в частотную область. При этом равенство (2) запишется как

$$\vec{R}(f) = \vec{C}(f) + \vec{B}(f), \quad (3)$$

где $\vec{C}(f)$ — матрица спектральных коэффициентов сигналов, действующих в зоне главного лепестка антенны; $\vec{B}(f)$ — матрица взаимных спектральных коэффициентов помех, действующих в области боковых лепестков ААР и тепловых шумов элементов АР. Оптимальный ВВК ААР, максимизирующий соотношение сигнал—помеха на выходе АР, есть собственный вектор матрицы $\vec{B}(f)$, соответствующий минимальному ее собственному числу [3].

Введением матрицы $\vec{T}(f)$ преобразуем $\vec{B}(f)$ так:

$$\vec{T}(f)\vec{B}(f)\vec{T}^{*T}(f) = \tilde{\sigma}^2(f)\vec{I}, \quad (4)$$

где $\vec{I}$ — единичная матрица; $\tilde{\sigma}^2(f)$ — спектральная плотность приведенных шумов.

Применяя преобразование $\vec{T}(f)$ ко всем элементам соотношения (3), имеем

$$\vec{T}(f)\vec{R}(f)\vec{T}^{*T}(f) = \vec{T}(f)\vec{C}(f)\vec{T}^{*T}(f) + \vec{T}(f)\vec{B}(f)\vec{T}^{*T}(f)$$

или

$$\vec{\tilde{R}}(f) = \vec{\tilde{C}}(f) + \tilde{\sigma}^2(f)\vec{I}, \quad (5)$$

где

$$\vec{\tilde{R}}(f) = \vec{T}(f)\vec{R}(f)\vec{T}^{*T}(f); \quad \vec{\tilde{C}}(f) = \vec{T}(f)\vec{C}(f)\vec{T}^{*T}(f).$$

Если сигнал, действующий в главном лепестке ДН АР, узкополосный гауссовский процесс, то матрица $\vec{C}(f)$ будет невырождена. Для нее справедливо представление $\vec{C}(f)\vec{e}(f) = e(f)\vec{e}(f)$. Здесь $\vec{e}(f)$ — собственный вектор матрицы $\vec{C}(f)$, соответствующий собственному числу $e(f)$.

Тогда для (5) запишем $\vec{\tilde{C}}(f)\vec{e}(f) + \tilde{\sigma}^2(f)\vec{I}\vec{e}(f) = e(f)\vec{e}(f)$.

Поскольку матрица $\vec{R}(f)$ является матрицей общего вида, то на основании теоремы Виландта—Гофмана для собственных чисел матрицы $\vec{R}(f)$ справедливо следующее неравенство:

$$\sum_{k=1}^n |e_k^R(f) - e_k^C(f)|^2 \leq \sum_{k=1}^n |\tilde{\sigma}_k(f)|^2, \quad (6)$$

где верхние индексы R, C обозначают принадлежность собственного числа соответствующей матрице.

Для того, чтобы воспользоваться неравенством (6) для вычисления оптимального ВВК ААР, необходимо получить оценку матрицы помех $\vec{B}(f)$, выразив ее через спектральную интенсивность поля помеховых сигналов в месте расположения элементов АР, которую нетрудно измерить.

Такую оценку найдем, предположив, что распределение амплитуд вектора напряжений, наводимого в элементах ААР, удовлетворяет многомерному гауссовскому закону

$$p(\vec{X}) = (2\pi)^{-\frac{MN}{2}} \det(\vec{B}_{\text{ш}}^{-M/2}) \exp\left(-\frac{1}{2} \sum_{m=1}^M \vec{X}_m^T \vec{B}_{\text{ш}}^{-1} \vec{X}_m\right), \quad (7)$$

где N — размерность пространственной выборки (число элементов вектора $\vec{X}$); M — объем временной выборки.

Логарифмируя обе части (7) и опуская несущественные множители, получаем

$$\tilde{p}(\vec{B}', \vec{B}_{\text{ш}}) = -\ln \det(\vec{B}_{\text{ш}}) - (1/M) \sum_{m=1}^M \vec{X}_m^T \vec{B}_{\text{ш}}^{-1} \vec{X}_m. \quad (8)$$

Учитывая, что

$$\vec{X}^{*T} \vec{B}_{\text{ш}}^{-1} \vec{X} = \text{tr}(\vec{X}^{*T} \vec{B}_{\text{ш}}^{-1} \vec{X}) = \text{tr}(\vec{A} \vec{B}) = \text{tr}(\vec{B} \vec{A}) = \text{tr}(\vec{B}_{\text{ш}}^{-1} \vec{X} \vec{X}^{*T}),$$

записываем

$$\begin{aligned} \tilde{p}(\vec{B}', \vec{B}_{\text{ш}}) &= -\ln \det(\vec{B}_{\text{ш}}) - \text{tr}(\vec{B}_{\text{ш}}^{-1} (1/M) \times \\ &\times \sum_{m=1}^M \vec{X}_m \vec{X}_m^{*T}) = -\ln \det(\vec{B}_{\text{ш}}) - \text{tr}(\vec{B}_{\text{ш}}^{-1} \vec{B}'). \end{aligned} \quad (9)$$

Очевидно, что в силу гауссовости помех матрица $\vec{B}_{\text{ш}}$ удовлетворяет условию теплицевости и, следовательно, допускает следующее представление:

$$\vec{B}_{\text{ш}} = \vec{B}_{\text{ш}}^k + \mu_k^2 \vec{Y}_k \vec{Y}_k^{*T}, \quad (10)$$

где μ_k^2 — спектральная интенсивность сигнала, изученного k -м источником помехи; $\vec{Y}_k$ — вектор фазовых задержек напряжений

помехи на элементах ААР, определяющий наклон фронта волны k -й помехи относительно плоскости решетки; $\vec{B}_{\text{ш}}^k$ — спектрально-корреляционная матрица изотропных тепловых шумов, приходящих из k -го пространственного элемента.

Используя известную лемму об обращении матрицы, с учетом (10), имеем

$$\vec{B}_{\text{ш}}^{-1} = (\vec{B}_{\text{ш}}^k)^{-1} - [\mu_k^2 (1 + \mu_k^2 \vec{Y}_k^{*T} (\vec{B}_{\text{ш}}^k)^{-1} \vec{Y}_k)^{-1}] (\vec{B}_{\text{ш}}^k)^{-1} \vec{Y}_k \vec{Y}_k^{*T} (\vec{B}_{\text{ш}}^k)^{-1}. \quad (11)$$

Выражение для $\det(\vec{B}_{\text{ш}})$ в (9) с учетом (10) запишем с помощью выражения:

$$\vec{B}_{\text{ш}} = \vec{B}_{\text{ш}}^k + \mu_k^2 \vec{Y}_k \vec{Y}_k^{*T} = \vec{G} (\vec{I} + \mu_k^2 \vec{G}^{-1} \vec{Y}_k \vec{Y}_k^{*T} (\vec{G}^{-1})^{*T}) \vec{G}^{*T}.$$

Здесь $\vec{G} = \vec{D}^{1/2} \vec{u}$ находится на основании теоремы¹ о разложении положительно-определенной матрицы $\vec{A} = \vec{u}^T \vec{D} \vec{u}$,

$$\text{diag}(\sqrt{d_1}, \sqrt{d_2}, \dots, \sqrt{d_n}), \text{ т. е. } \vec{B}_{\text{ш}}^k = \vec{G} \vec{G}^{*T}.$$

Обозначим $\vec{W} = \vec{G}^{-1} \vec{Y}_k$, тогда

$$\begin{aligned} \det(\vec{B}_{\text{ш}}) &= \det(\vec{G}) \det(\vec{I} + \mu_k^2 \vec{W} \vec{W}^{*T}) \det(\vec{G}^{*T}) = \\ &= \det(\vec{G} \vec{G}^{*T}) \det(\vec{I} + \mu_k^2 \vec{W} \vec{W}^{*T}). \end{aligned}$$

Матрица $\vec{I} + \mu_k^2 \vec{W} \vec{W}^{*T}$ имеет $N - 1$ собственных чисел, равных 1 и одно собственное число, равное $1 + \mu_k^2 \vec{W}^{*T} \vec{W}$, так как

$$(\vec{I} + \mu_k^2 \vec{W} \vec{W}^{*T}) \vec{W} = \vec{W} + \mu_k^2 (\vec{W}^{*T} \vec{W}) \vec{W} = (1 + \mu_k^2 \vec{W}^{*T} \vec{W}) \vec{W}.$$

Детерминант любой матрицы есть произведение ее собственных чисел, поэтому

$$\begin{aligned} \det(\vec{I} + \mu_k^2 \vec{W} \vec{W}^{*T}) &= 1 + \mu_k^2 \vec{W}^{*T} \vec{W} = 1 + \mu_k^2 (\vec{G}^{-1} \vec{Y}_k)^{*T} (\vec{G}^{-1} \vec{Y}_k) = \\ &= 1 + \mu_k^2 \vec{Y}_k^{*T} (\vec{G}^{-1})^{*T} \vec{G}^{-1} \vec{Y}_k. \end{aligned}$$

Поскольку

$$\vec{B}_{\text{ш}}^k = \vec{G} \vec{G}^{*T}, (\vec{B}_{\text{ш}}^k)^{-1} = (\vec{G}^{*T})^{-1} \vec{G}^{-1} \text{ и}$$

$$\det(\vec{I} + \mu_k^2 \vec{W} \vec{W}^{*T}) = 1 + \mu_k^2 \vec{Y}_k^{*T} (\vec{B}_{\text{ш}}^k)^{-1} \vec{Y}_k, \text{ то}$$

$$\det(\vec{B}_{\text{ш}}) = \det(\vec{B}_{\text{ш}}^k) (1 + \mu_k^2 \vec{Y}_k^{*T} (\vec{B}_{\text{ш}}^k)^{-1} \vec{Y}_k). \quad (12)$$

Подставляя (11), (12) в (9), имеем

$$\begin{aligned} \tilde{p}(\vec{B}', \vec{B}_{\text{ш}}) &= -\ln(1 + \mu_k^2 \vec{Y}_k^{*T} (\vec{B}_{\text{ш}}^k)^{-1} \vec{Y}_k) - \ln \det(\vec{B}_{\text{ш}}^k) - \\ &- \text{tr} \{ (\vec{B}_{\text{ш}}^k)^{-1} \vec{B}' - [\mu_k^2 / \beta(\mu_k^2)] (\vec{B}_{\text{ш}}^k)^{-1} \vec{Y}_k \vec{Y}_k^{*T} (\vec{B}_{\text{ш}}^k)^{-1} \vec{B}' \} = \\ &= -\ln \beta(\mu_k^2) - \ln \det(\vec{B}_{\text{ш}}^k) - \text{tr} \{ (\vec{B}_{\text{ш}}^k)^{-1} \vec{B}' \} - \\ &- \text{tr} [(\mu_k^2 / \beta(\mu_k^2)) (\vec{B}_{\text{ш}}^k)^{-1} \vec{Y}_k \vec{Y}_k^{*T} (\vec{B}_{\text{ш}}^k)^{-1} \vec{B}']. \end{aligned} \quad (13)$$

Здесь $\beta(\mu_k^2) = (1 + \mu_k^2 \vec{Y}_k^{*T} (\vec{B}_{\text{ш}}^k)^{-1} \vec{Y}_k)$.

Выражение (13) явным образом зависит от искомой спектральной интенсивности помех μ_k^2 .

Найдем производную от (13) и приравняем ее к нулю при условии, что $\mu_k^2 = \hat{\mu}_k^2$, т. е.

$$\begin{aligned} \frac{\partial \tilde{p}(\vec{B}', \vec{B}_{\text{ш}})}{\partial (\mu_k^2)} = 0 \quad \Big|_{\mu_k^2 = \hat{\mu}_k^2} \quad \text{или} \quad \beta^{-1}(\mu_k^2) \vec{Y}_k^{*T} (\vec{B}_{\text{ш}}^k)^{-1} \vec{Y}_k - (\beta^2(\mu_k^2))^{-1} \times \\ \times (1 - \mu_k^2) \text{tr} \{ (\vec{B}_{\text{ш}}^k)^{-1} \vec{Y}_k \vec{Y}_k^{*T} (\vec{B}_{\text{ш}}^k)^{-1} \vec{B}' \} = 0. \end{aligned} \quad (14)$$

Учитывая, что $\text{tr}(\vec{A}\vec{B}) = \text{tr}(\vec{B}\vec{A})$, где $\vec{A} = [(\vec{B}_{\text{ш}}^k)^{-1} \vec{Y}_k] - (N \times 1)$ матрица, а $\vec{B} = [\vec{Y}_k^{*T} (\vec{B}_{\text{ш}}^k)^{-1} \vec{B}'] - (1 \times N)$ -матрица, записываем

$$\text{tr} \{ (\vec{B}_{\text{ш}}^k)^{-1} \vec{Y}_k \vec{Y}_k^{*T} (\vec{B}_{\text{ш}}^k)^{-1} \vec{B}' \} = \text{tr} \{ \vec{Y}_k^{*T} (\vec{B}_{\text{ш}}^k)^{-1} \vec{B}' (\vec{B}_{\text{ш}}^k)^{-1} \vec{Y}_k \},$$

но $\vec{Y}_k^{*T} (\vec{B}_{\text{ш}}^k)^{-1} \vec{B}' (\vec{B}_{\text{ш}}^k)^{-1} \vec{Y}_k - (1 \times 1)$ -матрица, следовательно,

$$\text{tr} \{ \vec{Y}_k^{*T} (\vec{B}_{\text{ш}}^k)^{-1} \vec{B}' (\vec{B}_{\text{ш}}^k)^{-1} \vec{Y}_k \} = \vec{Y}_k^{*T} (\vec{B}_{\text{ш}}^k)^{-1} \vec{B}' (\vec{B}_{\text{ш}}^k)^{-1} \vec{Y}_k.$$

Подставляя полученное выражение в (14), находим

$$\begin{aligned} \hat{\mu}_k^2 &= (1 - \vec{Y}_k^{*T} (\vec{B}_{\text{ш}}^k)^{-1} \vec{Y}_k) / [(\vec{Y}_k^{*T} (\vec{B}_{\text{ш}}^k)^{-1} \vec{Y}_k)^2 + \\ &+ \vec{Y}_k^{*T} (\vec{B}_{\text{ш}}^k)^{-1} \vec{B}' (\vec{B}_{\text{ш}}^k)^{-1} \vec{Y}_k]. \end{aligned} \quad (15)$$

Очевидно, что в точке $\mu_k^2 = \hat{\mu}_k^2$, $\vec{B}_{\text{ш}}^k = \vec{B}'$ и $\vec{B}' (\vec{B}_{\text{ш}}^k)^{-1} = \vec{I}$, т. е. в знаменателе (15), справедлива замена

$$(\vec{B}_{\text{ш}}^k)^{-1} \vec{B}' (\vec{B}_{\text{ш}}^k)^{-1} = (\vec{B}_{\text{ш}}^k)^{-1}. \quad (16)$$

Тождество (16) легко доказать, используя лемму об обращении матрицы и представления (10), (11):

$$\vec{B}_{\text{ш}}^{-1} = (\vec{B}_{\text{ш}}^k)^{-1} - \mu_k^2 \beta^{-1} (\mu_k^2) (\vec{B}_{\text{ш}}^k)^{-1} \vec{Y}_k \vec{Y}_k^{*T} (\vec{B}_{\text{ш}}^k)^{-1}.$$

Домножим обе части последнего выражения справа на $\vec{Y}_k$:

$$\vec{B}_{\text{ш}}^{-1} \vec{Y}_k = (\vec{B}_{\text{ш}}^k)^{-1} \vec{Y}_k - \gamma_k (\mu_k^2) (\vec{B}_{\text{ш}}^k)^{-1} \vec{Y}_k \vec{Y}_k^{*T} (\vec{B}_{\text{ш}}^k)^{-1} \vec{Y}_k,$$

где

$$\gamma_k (\mu_k^2) = \mu_k^2 \beta^{-1} (\mu_k^2)$$

или

$$\vec{B}_{\text{ш}}^{-1} \vec{Y}_k = (\vec{B}_{\text{ш}}^k)^{-1} \vec{Y}_k (1 - \gamma_k (\mu_k^2) \vec{Y}_k^{*T} (\vec{B}_{\text{ш}}^k)^{-1} \vec{Y}_k).$$

Второе слагаемое правой части (17) распишем как

$$\gamma_k (\mu_k^2) \vec{Y}_k^{*T} (\vec{B}_{\text{ш}}^k)^{-1} \vec{Y}_k = \frac{\mu_k^2 \vec{Y}_k^{*T} (\vec{B}_{\text{ш}}^k)^{-1} \vec{Y}_k}{1 + \mu_k^2 \vec{Y}_k^{*T} (\vec{B}_{\text{ш}}^k)^{-1} \vec{Y}_k},$$

тогда выражение в круглых скобках (17) примет вид

$$\frac{1}{1 + \mu_k^2 \vec{Y}_k^{*T} (\vec{B}_{\text{ш}}^k)^{-1} \vec{Y}_k} = \beta^{-1} (\mu_k^2).$$

Откуда

$$\vec{B}_{\text{ш}}^{-1} \vec{Y}_k = \beta^{-1} (\mu_k^2) (\vec{B}_{\text{ш}}^k)^{-1} \vec{Y}_k.$$

Обозначив квадратичную форму $\vec{Y}_k^{*T} (\vec{B}_{\text{ш}}^k)^{-1} \vec{Y}_k = \alpha_k$ из (15), получим

$$\hat{\mu}_k^2 = \frac{1 - \alpha_k}{\alpha_k (1 + \alpha_k)}. \quad (18)$$

Подставляя (18) в (10) и учитывая, что в области боковых лепестков ДН АР действует не один, а p источников помех, имеем оценку матрицы модели помехового поля в виде

$$\vec{B}_{\text{ш}} = \sum_{k=1}^p \vec{B}_{\text{ш}}^k + \sum_{k=1}^p \frac{1 - \alpha_k}{\alpha_k (1 + \alpha_k)} \vec{Y}_k \vec{Y}_k^{*T}. \quad (19)$$

Все параметры, входящие в (19), известны, за исключением числа сигналов p , которое может быть вычислено по минимуму информационного критерия Аканке, согласно работе [4]. Поэтому оценка минимального собственного числа матрицы (19) и соответствующего ему собственного вектора может быть определена известными методами матричной алгебры.

Поскольку полезные сигналы, действующие в главном лепестке, и помехи, действующие в области боковых лепестков, являются, как указывалось ранее, узкополосными гауссовскими процессами, то матрицы $\vec{R}(f)$, $\vec{C}(f)$ и $\vec{B}(f)$ есть эрмитовы матрицы, для собственных чисел которых теорема Виландта—Гофмана (6) превращается в неравенство

$$\sum_{k=1}^m e_k^R(f) \leq \sum_{k=1}^m e_k^C(f) + \sum_{k=1}^m \tilde{\sigma}_k(f), \quad (20)$$

где m — набор натуральных чисел $1 \leq i_j < \dots i_m \leq N$, причем, неравенство (20) переходит в равенство при $m = N$, т. е.

$$\sum_{k=1}^N e_k^R(f) = \sum_{k=1}^N e_k^C(f) + \sum_{k=1}^N \tilde{\sigma}_k(f). \quad (21)$$

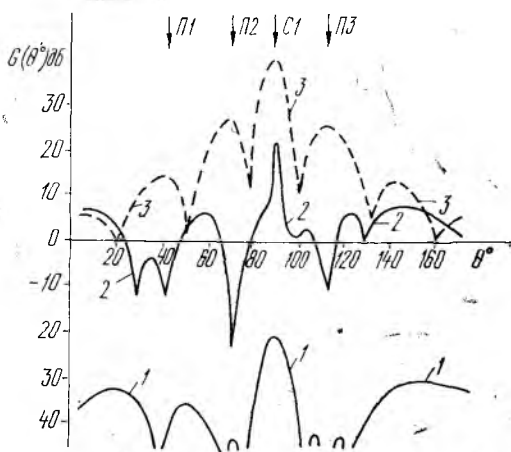
Собственные числа соответствующих матриц, согласно (21), можно определить, если исходить из утверждения, что для любого m в (20) $1 \leq m \leq N$ справедливы следующие неравенства:

$$e_m^R \leq e_N^C + \tilde{\sigma}_m; e_m^R(f) \leq e_m^C(f) + \tilde{\sigma}_N(f);$$

$$e_m^R(f) \geq e_1^C(f) + \tilde{\sigma}_m(f); e_m^R \geq e_m^C(f) + \tilde{\sigma}_1(f).$$

Результирующий ВВК ААР при этом будет образован из двух компонент, одна из которых обеспечивает формирование ДН, максимально усиливающей полезный сигнал без учета влияния помех, а другая — обеспечивает формирование ДН ААР с провалами в области боковых лепестков АР в направлениях, соответствующих направлениям прихода помеховых сигналов.

Моделирование на ЭВМ восьмиэлементной ААР, состоящей из изотропных излучателей, ВВК которой формировался в соответствии с изложенным подходом, показало эффективность рассмотренного подхода для синтеза оптимальных ДН ААР в сложных помеховых обстановках. На рисунке (кривая 1) изображена ДН ААР, работающей в соответствии с алгоритмом (1), и ДН ААР (кривая 2), ВВК которой формировался в соответствии с изложенным подходом.



За нулевой уровень принят уровень теплового шума в элементах ААР. Угловое положение трех источников помех отмечено на рисунке стрелками, мощности сигналов которых составляли соответственно 30, 45, 25 дБ. Мощность полезного сигнала, действующего в главном лепестке ДН ААР, превышала уровень тепловых шумов на 15 дБ. Эффективная ширина спектра излучаемых сигналов и помех для каждого источника не превышала $0,1 \Delta f_{\text{пр}} \text{ ААР}$. Кривая 3 иллюстрирует ДН ААР без адаптации.

Как показано на рисунке, адаптация ДН ААР по алгоритму (1) при условии действия достаточно сильного сигнала в главном лепестке приводит к значительному снижению общего усиления антенны и ухудшению соотношения сигнал-помеха в результате усиления влияния тепловых шумов на выходной сигнал АР.

Применив рассмотренный подход к синтезу ВВК ААР, можно сформировать максимум ДН ААР в направлении прихода полезного сигнала и провалы в направлении на помехи, что позволит получить преимущество в соотношении сигнал-помеха по сравнению с алгоритмами типа (1) и АР без адаптации. Этот выигрыш зависит от соотношения мощностей полезного сигнала и помех, количества помех и их пространственного расположения.

Список литературы: 1. Applebaum S. P. Adaptive Arrays//IEEE Trans. on Antennas and Propagat. 1976. Vol. AP-24, N 5. P. 585—598. 2. Гейбриел В. Ф. Введение в теорию адаптивных антенных решеток//Тр. ин-та инж. по электро-технике и радиоэлектрон. 1976. Т. 64, № 2, С. 55—95. 3. Cantoni A., Godara L. C. Resolving the Directions of Sources in a Correlated Field Incident on an Array//The J. of Acoustical Soc. of America. 1980. Vol. 67, N 4. P. 1247—1255. 4. Wax M., Kailath T. Determining the Number of Signals by Information Theoretic Criteria — ASSP Spectrum. Estim. Workshoop., Tampa, Ka. 1983. Vol. 2. P. 192—196.

Поступила в редколлегию 06.12.85

УДК 621.396

А. Ф. МАСЛОВ, д-р техн. наук, К. П. НЕСТЕРОВ, А. Б. ЖОЛОБЕНКО

МОДЕЛИРОВАНИЕ КВАЗИОПТИМАЛЬНОГО АЛГОРИТМА ИЗМЕРЕНИЯ ФАЗЫ СИГНАЛА НА ВЫХОДАХ ЭЛЕМЕНТОВ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ, РАБОТАЮЩЕЙ В НЕОДНОРОДНОЙ СРЕДЕ ПРИ НАЛИЧИИ КОРРЕЛИРОВАННОЙ ПОМЕХИ

Синтез квазиоптимального алгоритма обнаружения и измерения амплитуд и фаз сигналов на выходах элементов антенной решетки (АР), работающей в неоднородной среде, в присутствии собственных независимых шумов и коррелированных помех произведен в работе [1]. Анализ точности фильтрации в указанной работе не проводился.

Цель работы — получение количественных оценок точности фильтрации фазы сигнала и помехи в установившемся режиме ра-