

УДК 621.391.26

Адаптивная антенная решетка с разделением сигналов источников излучения на основе модели авторегрессии — скользящего среднего

А. А. Дятко, С. М. Костромицкий

Предложена структура диаграммообразующей схемы антенной решетки (АР) на основе представления ее входного пространственного сигнала как некоторого процесса авторегрессии — скользящего среднего (АРСС); выполнен синтез процессора для адаптивной подстройки ее комплексных весовых коэффициентов; показано, что предложенная антенная система при определенных условиях обеспечивает разделение сигналов различных источников излучения по наклонам их волновых фронтов относительно нормали к АР; приведены результаты имитационного моделирования.

The structure of the pattern-forming circuit based on the representation of its spatial input signal in the form of a moving average autoregression process is proposed. A processor for the adaptive tuning of its complex weight coefficients is synthesized. It is shown that the proposed antenna structure provides separation of signals from different sources with respect to inclination of their wave fronts to the normal to antenna array. The results of imitation modeling are presented.

Введение. Задача разделения сигналов различных источников излучения рассматривалась во многих работах [1–8]. При этом продемонстрированы различные подходы к ее решению. Приведены алгоритмы, основанные на преобразованиях матрицы междуканальных корреляций, в [4, 5], синтезированы алгоритмы на основе теории оптимальной фильтрации [1, 3]. В [8] предложена адаптивная система с фазовой самонастройкой на основе схемы Девиса, а в статье [7] рассмотрена адаптивная антенная решетка (ААР) с комплексной самонастройкой. В [6] выполнен синтез диаграммообразующей схемы (ДОС) и адаптивного процессора антенной решетки на основе представления ее входного сигнала как некоторого пространственного авторегрессионного процесса (АР-модель). Такой подход приводит к структуре ДОС в виде многокаскадного пространственного дифференцирующего фильтра. При этом решение поставленной задачи по разделению сигналов различных источников излучения достигается адаптивным управлением параметрами этих фильтров. Полученная ранее в [7] структура является по отношению к рассмотренной в [6] частным случаем. Известно [9], что точность оценок, получаемых с использованием АР-модели, существенно зависит от степени ее адекватности реальному процессу. В этом отношении модель авторегрессии — скользящего среднего (АРСС-модель) имеет больше степеней свободы и может более адекватно описывать реальные процессы [9].

Ц е л ь р а б о т ы — получение структуры ДОС и адаптивного процессора для управления ее

весовыми коэффициентами на основе представления ее входного сигнала как некоторого пространственного АРСС-процесса.

Синтез диаграммообразующей схемы. Пусть $s_1, s_2, \dots, s_k, \dots, s_N$ — сигналы на приемных элементах эквидистантной антенной решетки, каждый из которых представляет собой комплексный узкополосный случайный процесс или сумму таких процессов, обусловленных несколькими источниками излучения, N — число элементов АР. На каждом из элементов АР присутствует широкополосный шум, причем шумы на различных приемных элементах АР взаимно некоррелированы. Таким образом, входной сигнал на k -м приемном элементе АР можно представить в виде

$$s_k = \sum_{i=1}^M A_i(t) e^{j[\omega_i t + (k-1)\Delta\varphi_i]} + \xi_k(t), \quad (1)$$

где $A_i(t)$, $\omega_i(t)$, $\Delta\varphi_i = \frac{2\pi}{\lambda_i} d \sin \theta_i$ — амплитуда, частота и поэлементный набег фазы; λ_i — длина волны; θ_i — угол отклонения от нормали АР для i -го источника излучения; d — расстояние между приемными элементами АР; $\xi_k(t)$ — широкополосный шум на k -м приемном элементе АР; M — число источников излучения.

Представим последовательность сигналов на приемных элементах как некоторый пространственный процесс авторегрессии-скользящего среднего — АРСС(p, q)-процесс, где p и q порядок АР- и СС-процесса [10]

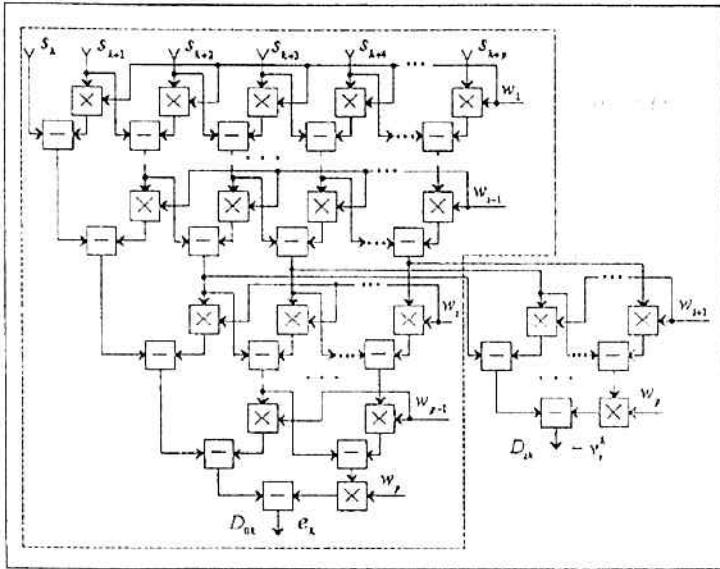


Рис. 1

$$s_k = a'_1 s_{k+1} + a'_2 s_{k+2} + \dots + a'_p s_{k+p} + b'_1 \varepsilon_{k+1} + b'_2 \varepsilon_{k+2} + \dots + b'_q \varepsilon_{k+q} + \varepsilon_k, \quad (2)$$

где k — номер элемента АР; $a'_1, a'_2, \dots, a'_p$ — весовые коэффициенты для АР-части АРСС-процесса; $b'_1, b'_2, \dots, b'_q$ — весовые коэффициенты для СС-части АРСС-процесса; $\varepsilon_k, \varepsilon_{k+1}, \dots, \varepsilon_{k+q}$ — отсчеты формирующего пространственного белого шума.

Из (2) выразим значение ε_k , представляющее собой ошибку аппроксимации сигнала на элементе АР с номером k , линейной комбинацией сигналов на p соседних элементах и отсчетов пространственного белого шума

$$\varepsilon_k = s_k - a'_1 s_{k+1} - a'_2 s_{k+2} - \dots - a'_p s_{k+p} - b'_1 \varepsilon_{k+1} - b'_2 \varepsilon_{k+2} - \dots - b'_q \varepsilon_{k+q}.$$

Для удобства дальнейшего изложения и формирования структуры ДОС в полученном выражении выполним замену $-a'_i$ на a_i для $i=1, 2, \dots, p$ и $-b'_i$ на b_i для $i=1, 2, \dots, q$. В результате получим

$$\varepsilon_k = s_k + a_1 s_{k+1} + a_2 s_{k+2} + \dots + a_p s_{k+p} + b_1 \varepsilon_{k+1} + b_2 \varepsilon_{k+2} + \dots + b_q \varepsilon_{k+q}. \quad (3)$$

Введем обозначение

$$e_i = s_i + a_1 s_{i+1} + a_2 s_{i+2} + \dots + a_p s_{i+p}, \quad i=1, 2, \dots, p. \quad (4)$$

Положим, что весовые коэффициенты $a_1, a_2, \dots, a_p$ представляют собой коэффициенты

диаграммообразующего полинома АР с числом элементов, равным $p+1$,

$$f(z) = z^p + a_1 z^{p-1} + a_2 z^{p-2} + \dots + a_p, \quad (5)$$

где $z = e^{j\varphi}$, $\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta$.

Корни полинома (4) $w_1, w_2, \dots, w_p$ можно выразить через его коэффициенты с помощью теоремы Виета

$$\begin{aligned} -(w_1 + w_2 + \dots + w_p) &= a_1; \\ w_1 w_2 + w_1 w_3 + \dots + w_{p-1} w_p &= a_2; \\ &\dots \\ (-1)^p w_1 w_2 \dots w_p &= a_p. \end{aligned} \quad (6)$$

Подставляя выражение для весовых коэффициентов (6) в (3), получаем алгоритм формирования сигнала e_i , который графически можно представить в виде некоторой ДОС с комплексными весовыми коэффициентами. На рис. 1 она показана для случая $i=k$ и обведена штриховой линией.

В [7] показано, что такую схему формирования сигнала e_i можно рассматривать как некоторый многокаскадный пространственный дифференцирующий фильтр.

С учетом введенного обозначения (3) перепишем (2) в виде

$$\varepsilon_k = e_k + b_1 \varepsilon_{k+1} + b_2 \varepsilon_{k+2} + \dots + b_q \varepsilon_{k+q}. \quad (7)$$

Выражение (7) описывает алгоритм формирования отсчета ε_k пространственно-некоррелированного шума, представляющего собой ошибку аппроксимации сигнала k -го приемного элемента АР некоторым пространственным АРСС(p, q)-процессом.

Синтез адаптивного процессора. Для синтеза адаптивного процессора управления весовыми коэффициентами АР воспользуемся критерием минимума среднего квадрата ошибки аппроксимации сигнала на k -м приемном элементе АР (7).

Пусть

$$\varepsilon_k = \varepsilon_k(t, \mathbf{W}, \mathbf{B}),$$

где $\mathbf{W} = (w_1, w_2, \dots, w_p)^T$ — вектор коэффициентов для АР-части АРСС (p, q)-процесса; $\mathbf{B} = (b_1, b_2, \dots, b_q)^T$ — вектор коэффициентов для СС-части АРСС (p, q)-процесса.

В дальнейшем аргументы t , $\mathbf{W}$ и $\mathbf{B}$ будем указывать по мере необходимости.

Таким образом, задача сводится к поиску минимума целевой функции

$$M[|\varepsilon_k|^2] = M[|\varepsilon_k(t, \mathbf{W}, \mathbf{B})|^2], \quad (8)$$

где $M[\cdot]$ – символ математического ожидания, как функции координат векторов $\mathbf{W}$ и $\mathbf{B}$ при изменении во времени сигналов на приемных элементах АР. Полагая ошибку $\varepsilon_k(t)$ эргодическим случайным процессом, заменяем в (8) усреднение по ансамблю реализаций усреднением по времени. В результате целевая функция, которую можно трактовать как среднюю мощность ошибки аппроксимации, принимает вид $P(\mathbf{W}, \mathbf{B}) = \overline{|\varepsilon_k(t, \mathbf{W}, \mathbf{B})|^2}$. Поскольку эта функция неизвестна, будем использовать ее оценку $\tilde{P}(\mathbf{W}, \mathbf{B}) = |\varepsilon_k(t, \mathbf{W}, \mathbf{B})|^2$ для каждого момента наблюдения.

Для поиска минимума воспользуемся методом градиентного поиска экстремума целевой функции [11], в соответствии с которым

$$\mathbf{W}_i = \mathbf{W}_{i-1} - \mu_1 \text{grad}_{\mathbf{W}} |\varepsilon_k(\mathbf{W}_{i-1}, \mathbf{B}_{i-1})|^2; \quad (9)$$

$$\mathbf{B}_i = \mathbf{B}_{i-1} - \mu_2 \text{grad}_{\mathbf{B}} |\varepsilon_k(\mathbf{W}_{i-1}, \mathbf{B}_{i-1})|^2. \quad (10)$$

где i – номер временного отсчета; μ_1 , μ_2 – некоторые коэффициенты, определяющие скорость сходимости процесса адаптации.

Соответствующие алгоритмы оценки векторов $\mathbf{W}$ и $\mathbf{B}$ для непрерывного наблюдения будут иметь вид [11]

$$\mathbf{W}(t) = \mathbf{W}(t_0) - \eta_1 \int_{t_0}^t \text{grad}_{\mathbf{W}} |\varepsilon_k[t, \mathbf{W}(t), \mathbf{B}(t)]|^2 dt; \quad (11)$$

$$\mathbf{B}(t) = \mathbf{B}(t_0) - \eta_2 \int_{t_0}^t \text{grad}_{\mathbf{B}} |\varepsilon_k[t, \mathbf{W}(t), \mathbf{B}(t)]|^2 dt, \quad (12)$$

где t_0 – начальный момент времени; T – время интегрирования.

Согласно [11] и (7) получим

$$\text{grad}_{\mathbf{W}} |\varepsilon_k|^2 = 2\varepsilon_k \frac{\partial \varepsilon_k}{\partial \mathbf{W}} = 2\varepsilon_k \frac{\partial \varepsilon_k}{\partial \mathbf{W}} = 2\varepsilon_k \mathbf{V}_k^*, \quad (13)$$

где

$$\mathbf{V}_k = \frac{\partial \varepsilon_k}{\partial \mathbf{W}} = (v_1^k, v_2^k, \dots, v_p^k)^T; \quad (14)$$

$$v_i^k = \frac{\partial \varepsilon_k}{\partial w_i}. \quad (15)$$

Рассмотрим принцип формирования сигналов v_i^k – координат вектора $\mathbf{V}_k$. Дифференцируя выражение (4) для ε_k , получаем

$$v_i^k = \frac{\partial \varepsilon_k}{\partial w_i} = \frac{\partial a_1}{\partial w_i} s_{k+1} + \frac{\partial a_2}{\partial w_i} s_{k+2} + \dots + \frac{\partial a_p}{\partial w_i} s_{k+p} v_i^k. \quad (16)$$

Выполняя дифференцирование коэффициентов $a_1, a_2, \dots, a_p$ с использованием формул Виета (6), получаем

$$\frac{\partial a_1}{\partial w_i} = a_0^i = -1;$$

$$\frac{\partial a_2}{\partial w_i} = -a_1^i = w_1 + w_2 + \dots + w_p;$$

$$\frac{\partial a_3}{\partial w_i} = -a_2^i = -(w_1 w_2 + w_1 w_3 + \dots + w_{p-1} w_p); \quad (17)$$

...

$$\frac{\partial a_p}{\partial w_i} = -a_{p-1}^i = (-1)^p w_1 w_2 \dots w_p, \quad p \neq i.$$

Подставляя (17) в (16) и выполняя преобразования, получаем

$$v_i^k = -(s_{k+1} + a_1^i s_{k+2} + \dots + a_{p-1}^i s_{k+p}), \quad (18)$$

где коэффициенты $a_1^i, a_2^i, \dots, a_{p-1}^i$ можно рассматривать как коэффициенты диаграммообразующего полинома АР с числом элементов, равным p ,

$$f_i(z) = z^{p-1} + a_1^i z^{p-2} + \dots + a_{p-1}^i, \quad i = 1, 2, \dots, p-1. \quad (19)$$

Из сравнения выражений (4) и (18), (5) и (19) следует, что сигнал v_i^k может быть сформирован ДОС, аналогичной той, которая используется для формирования сигнала ε_k , (см. рис. 1). Отличие заключается в отсутствии каскада пространственного дифференцирования с весовым коэффициентом w_i .

Аналогично (13) получим для вектора $\mathbf{B}$

$$\text{grad}_{\mathbf{B}} |\varepsilon_k|^2 = 2\varepsilon_k \frac{\partial \varepsilon_k}{\partial \mathbf{B}} = 2\varepsilon_k \mathbf{Z}_k^*, \quad (20)$$

где

$$\mathbf{Z}_k = \frac{\partial \varepsilon_k}{\partial \mathbf{B}} = (z_1^k, z_2^k, \dots, z_q^k)^T; \quad (21)$$

$$z_i^k = \frac{\partial \varepsilon_k}{\partial b_i}, \quad i = 1, 2, \dots, q. \quad (22)$$

С учетом (7) для ε_k получим

$$z_i^k = \frac{\partial \varepsilon_k}{\partial b_i} = \varepsilon_{k+i} . \quad (23)$$

Поскольку отсчеты формирующего пространственного белого шума $\varepsilon_k, \varepsilon_{k+1}, \dots, \varepsilon_{k+q}$ являются ненаблюдаемыми, то воспользуемся их оценками, полученными по наблюдениям сигналов на приемных элементах АР. В результате

$$\tilde{\varepsilon}_k = e_k + b_1 \tilde{\varepsilon}_{k+1} + b_2 \tilde{\varepsilon}_{k+2} + \dots + b_q \tilde{\varepsilon}_{k+q} . \quad (24)$$

Оценки $\tilde{\varepsilon}_{k+1}, \tilde{\varepsilon}_{k+2}, \dots, \tilde{\varepsilon}_{k+q}$ получим последовательным оцениванием. Полагая $\tilde{\varepsilon}_{i+q} = 0$ для $i > k, i = 1, 2, \dots, q$, имеем

$$\begin{aligned} \tilde{\varepsilon}_{k+1} &= e_{k+1} + b_1 \tilde{\varepsilon}_{k+2} + b_2 \tilde{\varepsilon}_{k+3} + \dots + b_{q-1} \tilde{\varepsilon}_{k+q}; \\ \tilde{\varepsilon}_{k+2} &= e_{k+2} + b_1 \tilde{\varepsilon}_{k+3} + b_2 \tilde{\varepsilon}_{k+4} + \dots + b_{q-2} \tilde{\varepsilon}_{k+q}; \\ &\dots \\ \tilde{\varepsilon}_{k+i} &= e_{k+i} + b_1 \tilde{\varepsilon}_{k+i+1} + b_2 \tilde{\varepsilon}_{k+i+2} + \dots + b_{q-i} \tilde{\varepsilon}_{k+q}; \quad (25) \\ &\dots \\ \tilde{\varepsilon}_{k+q-1} &= e_{k+q-1} + b_1 \tilde{\varepsilon}_{k+q}; \\ \tilde{\varepsilon}_{k+q} &= e_{k+q}. \end{aligned}$$

Выражения (24) и (25) могут быть записаны более компактно в виде

$$\tilde{\varepsilon}_{k+i} = e_{k+i} + \sum_{j=1}^{q-i} b_j \tilde{\varepsilon}_{k+j+i}, \quad i = 0, 1, 2, \dots, q . \quad (26)$$

Из (26) следует, что необходимое число элементов АР для формирования оценок $\tilde{\varepsilon}_{k+i}$ равно $p + q + 1$.

На рис. 2 приведена структурная схема формирования последовательности оценок отсчетов пространственно-некоррелированного шума в соответствии с алгоритмом (24) и (25), где диаграммообразующие схемы ДОС 1, ДОС 2, ..., ДОС $(Q-1)$, ДОС Q имеют структуру, которая на рис. 1 обведена штриховой линией.

Таким образом, алгоритмы адаптации (9) и (10) для векторов $\mathbf{W}$ и $\mathbf{B}$ с учетом (13)–(15), (20)–(23) и (24), (25) примут вид

$$\mathbf{W}_i = \mathbf{W}_{i-1} - 2\eta_1 \tilde{\varepsilon}_{k,i-1}(\mathbf{W}_{i-1}, \mathbf{B}_{i-1}) \mathbf{V}_k^*(\mathbf{W}_{i-1}); \quad (27)$$

$$\mathbf{B}_i = \mathbf{B}_{i-1} - 2\eta_2 \tilde{\varepsilon}_{k,i-1}(\mathbf{W}_{i-1}, \mathbf{B}_{i-1}) \tilde{\mathbf{Z}}_{k,i-1}^*(\mathbf{W}_{i-1}, \mathbf{B}_{i-1}), \quad (28)$$

где $\tilde{\mathbf{Z}}_k = (\tilde{\varepsilon}_{k-1}, \tilde{\varepsilon}_{k-2}, \dots, \tilde{\varepsilon}_{k+q})^T$; $\mathbf{B}_1 = (b_1, b_2, \dots, b_{q-1})^T$.

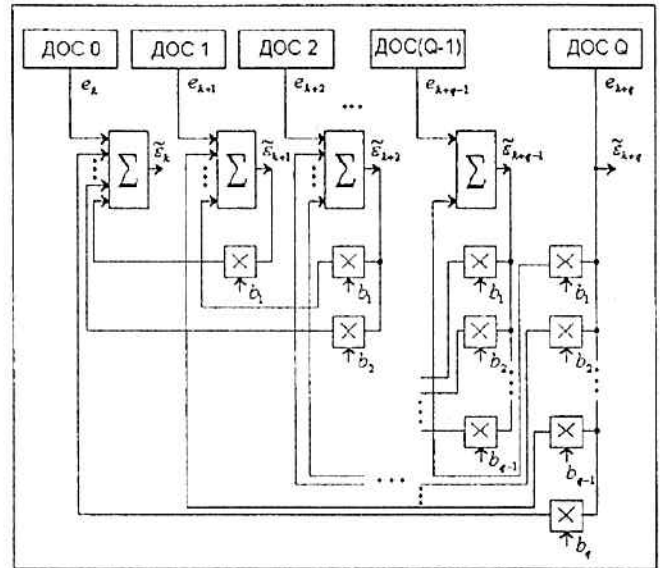


Рис. 2

Соответственно для непрерывного наблюдения

$$\mathbf{W}(t) = \mathbf{W}(t_0) - 2\eta_1 \int_t^{t+T} \tilde{\varepsilon}_k(\mathbf{W}, \mathbf{B}, t) \mathbf{V}_k^*(\mathbf{W}, t) dt; \quad (29)$$

$$\mathbf{B}(t) = \mathbf{B}(t_0) - 2\eta_2 \int_t^{t+T} \tilde{\varepsilon}_k(\mathbf{W}, \mathbf{B}, t) \tilde{\mathbf{Z}}_k^*(\mathbf{W}, \mathbf{B}_1, t) dt. \quad (30)$$

Структурная схема адаптивной АР с алгоритмами адаптации, соответствующими (29) и (30), показана на рис. 3, где приняты следующие обозначения: $\mathbf{S} = (s_k, s_{k+1}, \dots, s_{k+p+q})^T$ – вектор сигналов на приемных элементах АР, участвующих в формировании векторов $\mathbf{W}$ и $\mathbf{B}$; $\mathbf{S}_{k+i} = (s_k, s_{k+1}, \dots, s_{k+p+i})^T$; $i = 0, 1, \dots, q$ – соответствующие подмножества вектора $\mathbf{S}$, необходимые для

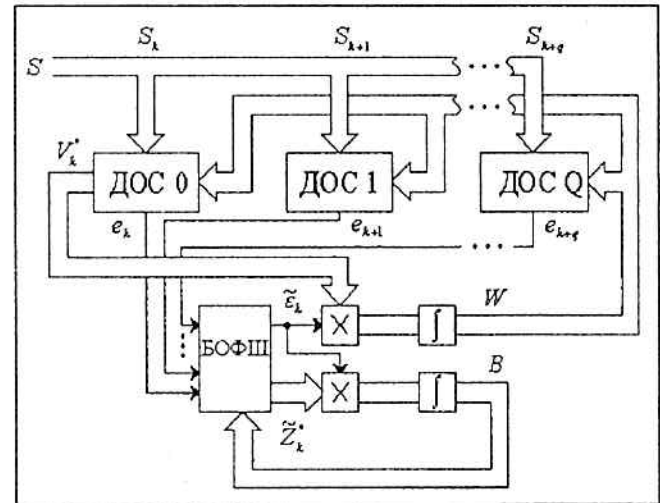


Рис. 3

формирования сигналов e_{k+i} ; БОФШ – блок оценок формирующего шума в соответствии с алгоритмами (24) и (25).

В [7, 8] рассмотрена ААР для случая аппроксимации ее входного пространственного сигнала процессом $APCC(p,0)$ -процессом. В этих работах показано, что если на приемных элементах N -элементной ААР одновременно присутствуют сигналы $M = N - 1$ источников излучения вида (1), то в условиях сильных сигналов, когда мощностью широкополосных шумов в каналах можно пренебречь, вектор весовых коэффициентов W имеет вид

$$W = (w_1, w_2, \dots, w_M)^T = (e^{-j\Delta\varphi_1}, e^{-j\Delta\varphi_2}, \dots, e^{-j\Delta\varphi_M})^T, \quad (31)$$

т. е. аргументы весовых коэффициентов определяются междуканальными набегам фаз отдельных источников излучения. Таким образом, происходит разделение сигналов по наклонам их фазовых фронтов относительно нормали к АР. Кроме этого, на выходе ДООС D_{0k} , (см. рис. 1) будут подавлены сигналы всех источников излучения, а на выходе D_{ik} ДООС не будет подавлен только сигнал с номером i . Другими словами, на выходе ДООС D_{0k} диаграмма направленности содержит зоны режекции в направлении всех источников излучения, а на выходах ДООС D_{ik} диаграмма направленности не содержит зону режекции в направлении одного из источников излучения. Следовательно, производится разделение и самих сигналов, каждый из которых может быть использован для дальнейшей обработки.

В случае, когда $M < N - 1$, некоторые весовые коэффициенты не будут связаны с определенными источниками излучения и могут быть отселены как неинформационные. В условиях, когда $M > N - 1$, качественного разделения сигналов не достигается [7].

При увеличении мощности пространственно-некоррелированных шумов на приемных элементах АР аргументы весовых коэффициентов АР будут соответствовать междуканальным набегам фаз по каждому из источников излучения неточно, а их модули – изменять-

ся в сторону уменьшения, что является следствием неадекватности используемой авторегрессионной модели реальному пространственному входному сигналу АР. Это означает, что зоны режекции в диаграммах направленности по выходам D_{0k} и D_{ik} становятся более мелкими и имеют смещение относительно истинных направлений на источники излучения. Это в свою очередь приводит к ухудшению качества разделения сигналов. Следует ожидать, что использование в этом случае модели авторегрессии – скользящего среднего для описания входного сигнала АР как некоторого пространственного процесса приведет к улучшению качества разделения сигналов антенной решеткой.

Результаты моделирования. На рис. 4 представлены результаты имитационного моделирования процесса адаптации для аргументов (рис. 4,а) и модулей (рис. 4,б) весовых коэффициентов ААР, на приемных элементах которой одновременно присутствуют сигналы трех источников излучения вида (1). Аргументы и модули соответствующих коэффициентов отмечены одинаковыми номерами. Междуканальные набег фаз входных сигналов составляют 40°, 20° и 60°. Отношение сигнал-шум по мощности для каждого из сигналов равно 15,2 дБ. Использована модель авторегрессии $APCC(3,1)$ – аппроксимация входного сигнала АР как некоторого пространственного процесса. Для моделирования использовались алгоритмы (29) и (30).

Из рисунков видно, что в установившемся состоянии аргументы весовых коэффициентов ААР определяются междуканальными набегам фаз от-

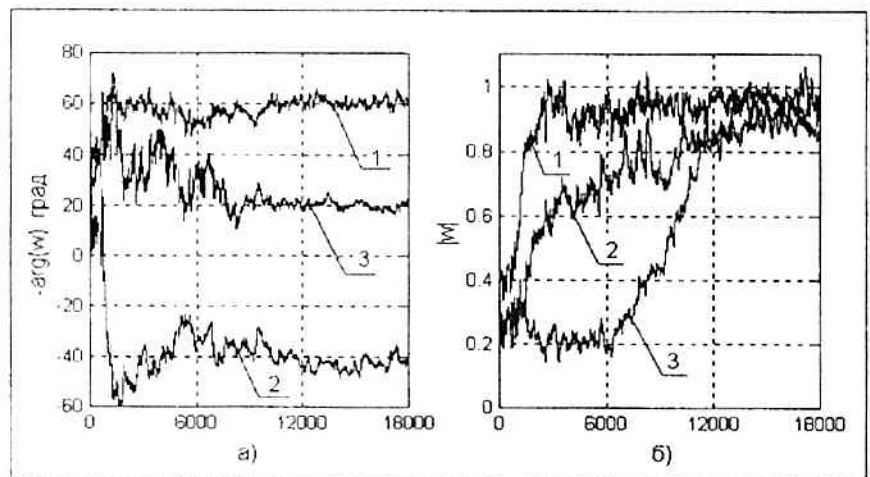


Рис. 4

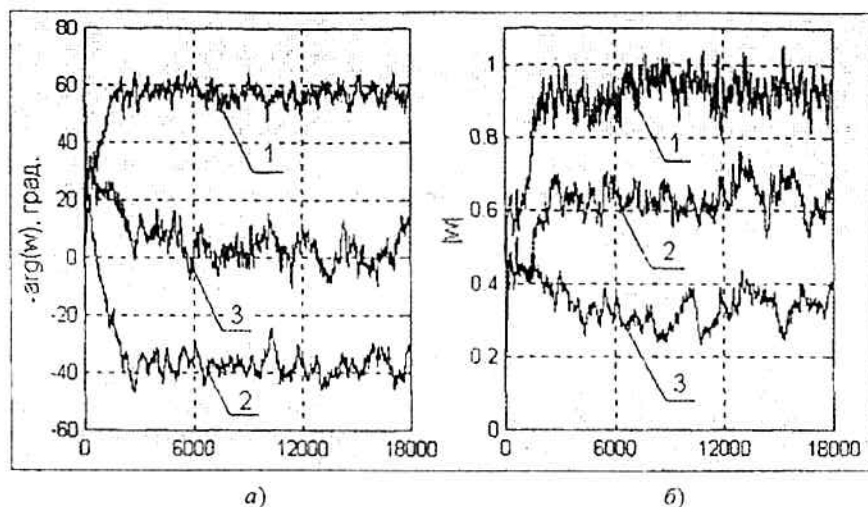


Рис. 5

дельных источников излучения, а их модули близки к единице. Как было отмечено выше, это соответствует условию разделения сигналов отдельных источников излучения.

Для сравнения на рис. 5 приведены результаты моделирования для тех же условий, но использована аппроксимация входного пространственного сигнала антенной решетки моделью авторегрессии – АРСС(3,0)-процессом. Из представленных рисунков видно, что в сравнении с предыдущим случаем, модули весовых коэффициентов w_2 и w_3 существенно меньше единицы и аргумент коэффициента w_3 имеет видимое смещение относительно междуканального набега фазы в 20° . Таким образом, разделение сигналов отдельных источников излучения в этом случае будет хуже.

Как уже было отмечено, качество разделения сигналов различных источников излучения зависит от степени адекватности АРСС(p, q)-модели реальному входному сигналу АР, как некоторому пространственному процессу. Параметры p и q могут быть выбраны с учетом имеющейся априорной информации о модели входного сигнала: числа источников излучения, реализуемых отношений сигнал-шум и т.д. В условия же полной априорной неопределенности необходимо строить систему с адаптацией по параметрам p и q , используя при этом различные критерии [10], т. е. реализовать систему с адаптивной структурой.

Заметим, что использованный в данной работе градиентный метод поиска экстремума целевой функции, требующий фиксированных коэффициентов усиления η_1 и η_2 в цепях обратных связей, не является оптимальным в смысле минимизации суммарной динамической и флуктационной ошибок измерения весовых коэффициентов АР. Поэтому в реальных системах предпочтительнее применять алгоритмы, реализующие их адаптивную подстройку, например, алгоритмы, использующие теорию фильтрации Калмана [6].

Литература

1. Ефименко В.С., Харисов В.Н., Петухов В.Н. Алгоритмы разделения негауссовых сигналов в антенных решетках. – Радиотехника (журнал в журнале), 1999, №7.
2. Ефименко В.С., Петухов В.Н. Алгоритмы пространственно-временного разделения источников излучения. – Радиотехника (журнал в журнале), 1999, №7.
3. Ефименко В.С., Романов Г.Г., Петухов В.Н. Следящий алгоритм разделения сигналов от пространственно-разнесенных источников излучения для трехэлементной антенной решетки. – Радиотехника (журнал в журнале), 1999, №7.
4. Ефименко В.С., Харисов В.Н. Оптимальные алгоритмы разделения пространственно-разнесенных источников излучения. – Радиотехника (журнал в журнале), 1996, №7.
5. Ефименко В.С., Харисов В.Н. Следящие алгоритмы пространственного разделения сигналов от различных источников, принятых многоэлементной антенной решеткой. – Радиотехника (журнал в журнале), 1996, №7.
6. Дятко А.А., Антоныч Ю.А. Применение методов калмановской фильтрации в задачах в многоцелевой автофокусировки с разделением сигналов на основе авторегрессионной модели. – Радиотехника и электроника. – М.: Высш. шк., 1994, вып. 22.
7. Костромичский С.М., Дятко А.А., Тюльпаков В.Н. Исследование процессоров многолучевых адаптивных антенных решеток. – Радиотехника. – М.: МРТИ АН СССР, 1991.
8. Дятко А.А., Костромичский С.М., Охрименко А.Е. Адаптивная антенная решетка с комплексной самонастройкой для разделения сигналов. – Радиотехника, 1989, №1.
9. Морозов А.К., Лицарев Н.А. Адаптивная антенная система для разделения сигналов, приходящих с разных направлений. – Радиотехника, 1985, №9.
10. Марпл С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. – М.: Мир, 1990.
11. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию. – М.: Радио и связь, 1986.

Поступила 9 декабря 2000 г.

Дятко Александр Аркадьевич см. с. 47.

Костромичский Сергей Михайлович см. с. 47.