

А. С. ОХРИМЕНКО, А. А. ДЯТКО, С. М. КОСТРОМИЦКИЙ, В. В. ЛОБЕРОВ  
 АДАПТИВНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА ДЛЯ РАЗДЕЛЕНИЯ СИГНАЛОВ  
 В ЗОНЕ ФРАУНГФЕРА

Известна адаптивная антенная решетка (ААР), построенная на основе диаграммообразующей схемы (ДОС) Девиса, которая осуществляет разделение сигналов, приходящих с различных направлений [1]. Необходимое качество работы такой системы достигается с помощью адаптивной подстройки фаз управляемых фазовращателей.

Исследуем ААР с комплексной, т. е. амплитудно-фазовой, самонастройкой, которая выполняет свои функции посредством адаптивного изменения комплексных весовых коэффициентов. Работа такой системы основана на принципе последовательной пространственной декорреляции взаимно некоррелированных во времени сигналов, поступающих на входы антенной решетки путем их взвешенного пространственного дифференцирования (междуканального вычитания с комплексными весовыми коэффициентами).

Рассмотрим антенную систему (рис. 1), состоящую из антенной решетки, содержащей  $N$  элементов, и диаграммообразующей схемы, представляющую собой устройство  $(N - 1)$ -кратного взвешенного пространственного дифференцирования.

Пусть  $\vec{S}^T = (s_1, s_2, \dots, s_N)$  — вектор комплексных входных сигналов на элементах решетки;  $\vec{W}^T = (\dot{w}_1, \dot{w}_2, \dots, \dot{w}_{N-1})$  — вектор комплексных весовых коэффициентов;  $\vec{E} = \vec{E}(t)$  — сигнал на выходе диаграммообразующей схемы.

Осуществим синтез дискриминатора для обеспечения адаптивной подстройки весового вектора в целях минимизации средней мощности на выходе диаграммообразующей схемы.

Покажем, что в этом случае в системе происходит раздельное подавление сигналов от различных источников с возможностью выделения индивидуального пеленга от каждого из них.

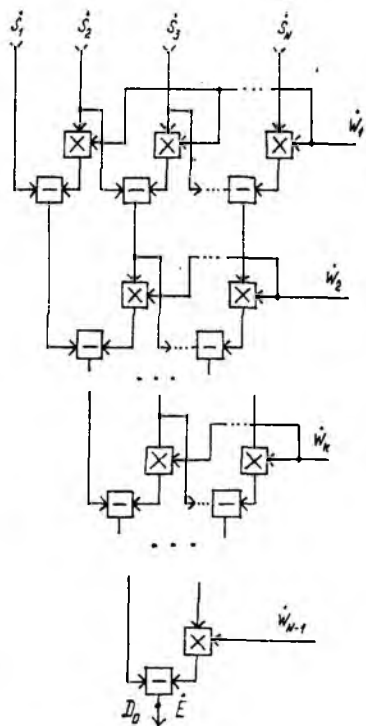


Рис. 1

Мощность, выделяемую на выходе диаграммообразующей схемы, можно рассматривать как целевой функционал от вектора  $\dot{W}$ :  $P = P(\dot{W}) = \frac{1}{2} |\dot{E}|^2$  (1). Найдем такой вектор  $\dot{W}$ , при котором  $P(\dot{W}) = \min$  (2).

Стационарные точки функционала (1) определим из условия

$$\nabla P(\dot{W}) = \frac{1}{2} \nabla |\dot{E}|^2 = \frac{1}{2} \overline{\nabla |\dot{E}|^2} = \frac{1}{2} \dot{U} = 0,$$

где  $\dot{U} = \nabla |\dot{E}|^2$  — оценка комплексного градиента [2] функции  $|\dot{E}|^2$  по отношению к  $\dot{W}$ ,

$$\dot{U}^T = (\dot{u}_1, \dot{u}_2, \dots, \dot{u}_{N-1}) \quad (3); \quad \dot{u}_k = \frac{\partial |\dot{E}|^2}{\partial x_k} + j \frac{\partial |\dot{E}|^2}{\partial y_k} \quad (4); \quad x_k = \operatorname{Re} \dot{w}_k, \\ y_k = \operatorname{Im} \dot{w}_k.$$

Выражение для сигнала на выходе ДОС можно получить рассмотрев схему (рис. 1)

$$\dot{E} = \dot{s}_1 + \sum_{i=1}^{N-1} (-1)^i \dot{s}_{i+1} \sum_{j=1}^{C_{N-1}^i} \dot{A}_{ij}, \quad (5)$$

где  $\dot{A}_{ij}$  — произведение элементов, входящих в  $j$ -е сочетание из  $(N-1)$ -й координаты вектора  $\dot{W}^T = (\dot{w}_1, \dot{w}_2, \dots, \dot{w}_{N-1})$  по  $i$ ;  $C_{N-1}^i$  — число сочетаний из  $(N-1)$ -й координаты вектора  $\dot{W}$  по  $i$ .

Поясним выражение (5) на примере четырехэлементной решетки, при этом

$$\dot{E} = \dot{s}_1 + \sum_{i=1}^3 (-1)^i \dot{s}_{i+1} \sum_{j=1}^{C_3^i} \dot{A}_{ij} = \dot{s}_1 - \dot{s}_2 \sum_{j=1}^{C_3^1} \dot{A}_{1j} + \dot{s}_3 \sum_{j=1}^{C_3^2} \dot{A}_{2j} - \dot{s}_4 \sum_{j=1}^{C_3^3} \dot{A}_{3j} = \\ = \dot{s}_1 - \dot{s}_2 (\dot{w}_1 + \dot{w}_2 + \dot{w}_3) + \dot{s}_3 (\dot{w}_1 \cdot \dot{w}_2 + \dot{w}_1 \dot{w}_3 + \dot{w}_2 \cdot \dot{w}_3) - \dot{s}_4 \dot{w}_1 \cdot \dot{w}_2 \cdot \dot{w}_3.$$

Подставляя выражение (5) в (4), получаем

$$\dot{u}_k = 2\dot{E} \frac{\partial \dot{E}^*}{\partial \dot{w}_k} = 2\dot{E} \dot{v}_k^*, \quad (6)$$

где

$$\dot{v}_k = \frac{\partial \dot{E}}{\partial \dot{w}_k} = - \left[ \dot{s}_2 + \sum_{i=1}^{N-2} (-1)^i \dot{s}_{i+2} \sum_{j=1}^{C_{N-2}^i} \dot{B}_{ij}^* \right], \quad k = 1, 2, \dots, N-1, \quad (7)$$

$\dot{B}_{ij}^*$  — произведение элементов, входящих в  $j$ -е сочетание из  $(N-2)$ -х координат вектора

$$\dot{W}^T = (\dot{w}_1, \dot{w}_2, \dots, \dot{w}_{k-1}, \dot{w}_{k+1}, \dots, \dot{w}_{N-1}) \text{ по } i.$$

Появним выражение (7), продолжая предыдущий пример. Для  $k = 1$  имеем

$$\begin{aligned} \dot{v}_1 &= \frac{\partial \dot{E}}{\partial \dot{w}_1} = - \left[ \dot{s}_2 + \sum_{i=1}^2 (-1)^i \dot{s}_{i+2} \sum_{j=1}^{c_2^i} \dot{B}_{ij}^1 \right] = \\ &= - [\dot{s}_2 - \dot{s}_3 (\dot{w}_2 + \dot{w}_3) + \dot{s}_4 \dot{w}_2 \cdot \dot{w}_3]. \end{aligned}$$

Аналогично находим выражения для остальных  $k$ . Подставляя (6) в (2), получаем систему уравнений для определения координат вектора  $\dot{W}$ :  $\dot{E} \dot{v}_k^* = 0$ ,  $k = 1, 2, \dots, N-1$  (8), или в векторной форме  $\dot{E} \dot{V}^* = 0$ ,  $k = 1, 2, \dots, N-1$ , где  $\dot{V}^T = (v_1, v_2, \dots, v_{N-1})$ . Согласно (7) получаем

$$\begin{aligned} \dot{E} \left[ \dot{s}_2^* + \sum_{i=1}^{N-2} (-1)^i \dot{s}_{i+2}^* \sum_{j=1}^{c_{N-2}^i} \dot{B}_{ij}^{*k} \right] = \dot{Q}_2 + \sum_{i=1}^{N-2} \dot{Q}_{i+2} \dot{b}_i^k = 0, \quad k = \\ = 1, 2, \dots, N-1, \end{aligned} \quad (9)$$

где

$$\dot{Q}_m = \overline{\dot{E} \dot{s}_m^*}, \quad \dot{b}_i^k = (-1)^i \sum_{j=1}^{c_{N-2}^i} \dot{B}_{ij}^{*k}, \quad m = 2, 3, \dots, N, \quad i = 1, 2, \dots, N-1, \quad i \neq k.$$

Система уравнений (9) имеет решение в следующих случаях:

$$\dot{Q}_m = 0, \quad m = 2, 3, \dots, N; \quad \dot{w}_1 = \dot{w}_2 = \dots = \dot{w}_{N-1}.$$

Отметим, что наличие двух возможных решений является следствием нелинейности целевого функционала (1), в результате чего он носит многоэкстремальный характер.

Рассмотрим первый случай.

$$\begin{aligned} \dot{Q}_m = \overline{\dot{E} \dot{s}_m^*} = \left[ \dot{s}_1 + \sum_{i=1}^{N-1} (-1)^i \dot{s}_{i+1} \sum_{j=1}^{c_{N-1}^i} \dot{A}_{ij} \right] \dot{s}_m^* = \\ = \dot{R}_{1m} + \sum_{i=1}^{N-1} \dot{R}_{i+1}, \quad m \dot{c}_i = 0, \quad m = 2, 3, \dots, N, \end{aligned} \quad (10)$$

где

$$\dot{c}_i = (-1)^i \sum_{j=1}^{c_{N-1}^i} \dot{A}_{ij}, \quad \dot{R}_{ij} = \overline{\dot{s}_i \dot{s}_j^*}, \quad i = 1, 2, \dots, N-1. \quad (11)$$

Система уравнений (10) представляет собой систему нелинейных уравнений относительно координат вектора  $\dot{W}$ . Покажем, что решение можно получить как результат решения некоторой системы линейных уравнений и алгебраического уравнения  $(N-1)$ -й степени.

Пусть  $\dot{R}_0$  — корреляционная матрица входных сигналов,

$$\dot{R}_0 = \| R_{ij} \|, \quad i, j = 1, 2, \dots, N,$$

$\dot{R}$  — матрица, полученная вычеркиванием первых столбца и строки из матрицы  $\dot{R}_0$ ,

$$\dot{R}_1^T = (R_{12}, R_{13}, \dots, R_{1N}), \quad \dot{C}^T = (c_1, c_2, \dots, c_{N-1}).$$

Тогда систему уравнений (10) запишем относительно вектора  $\dot{c}$ :  $\dot{R}_1 + \dot{R}c = 0$  (12). Если матрица  $\dot{R}$  не вырожденная, решение имеет следующий вид:  $\dot{c} = -\dot{R}^{-1}\dot{R}_1$  (13).

Раскрывая выражение (11) при фиксированном  $N$  для всех  $i$ , отметим, что совокупность полученных равенств представляет собой формулы Виета для корней алгебраического уравнения  $(N - 1)$ -й степени. Следовательно, координаты вектора  $\dot{W}$  находятся как результат решения алгебраического уравнения следующего вида:  $\dot{z}^{N-1} + \dot{c}_1 \dot{z}^{N-2} + \dots + \dot{c}_2 \dot{z}^{N-3} + \dots + \dot{c}_{N-2} \dot{z} + c_{N-1} = 0$  (14). Вектор  $\dot{C}$  представляет собой решение задачи о минимизации средней мощности на выходе некоторой антенной решетки и может быть сформирован адаптивно [2].

В качестве примера рассмотрим простейший случай. Пусть на вход антенной решетки в отсутствие шума поступает сумма взаимно некогерентных узкополосных сигналов от  $(N - 1)$  источника

$$\dot{S}_0^T = \sum_{i=1}^{N-1} \dot{S}_i^T = (\dot{s}_{01}, \dot{s}_{02}, \dots, \dot{s}_{0, N-1}).$$

Тогда корреляционная матрица суммарного входного сигнала будет иметь вид

$$\dot{R}_0 = \overline{\dot{S}_0 \dot{S}_0^{*T}} = \sum_{i=1}^{N-1} \dot{R}_{0i},$$

где  $\dot{R}_{0i}$  — корреляционная матрица  $i$ -го сигнала. Пусть нормированный коэффициент корреляции между сигналами на двух любых входах решетки (междуканальный коэффициент корреляции) равен единице, тогда элементы корреляционной матрицы  $\dot{R}_{0i}$ :

$$\dot{R}_{0i}^{kl} = P_i^{-1} e^{j\Delta\varphi_i(k-l)}, \quad k, l = 1, 2, \dots, N,$$

где  $P_i$  — мощность сигнала от  $i$ -го источника на входе одного элемента решетки;  $\Delta\varphi_i$  — фазовый сдвиг между сигналами от  $i$ -го источника на двух соседних элементах решетки.

В этом случае непосредственной проверкой можно убедиться, что системе уравнений (10) удовлетворяют координаты следующего вектора:  $\dot{W}^T = (e^{j\Delta\varphi_1}, e^{j\Delta\varphi_2}, \dots, e^{j\Delta\varphi_{N-1}})$  (15) или любого другого, полученного произвольной перестановкой координат последнего.

Из (15) видно, что каждая координата  $\dot{w}_i$  вектора  $\dot{W}$  содержит информацию о междуканальном фазовом сдвиге для  $i$ -го сигнала, т. е. происходит разделение некогерентных сигналов по их меж-

дуканалным фазовым сдвигам, иначе по наклону фазового фронта, поскольку  $\varphi_i = kd \sin \theta_i$  ( $\theta_i$  — угловая координата  $i$ -го источника). Для автоматической регулировки весовых коэффициентов в схеме (рис. 1) воспользуемся адаптивным алгоритмом, основанным на методе градиентного поиска [2], в соответствии с которым алгоритм подстройки весовых коэффициентов будет иметь вид

$$\hat{W}(t + \Delta t) = \hat{W}(t) - \Delta t \mu \dot{U}(t) = \hat{W}(t) - \Delta t \mu \dot{E}(t) \dot{V}^*(t).$$

Здесь  $\hat{W}(t)$  — оценка весового вектора в момент времени  $t$ ;  $\Delta t$  — ин-

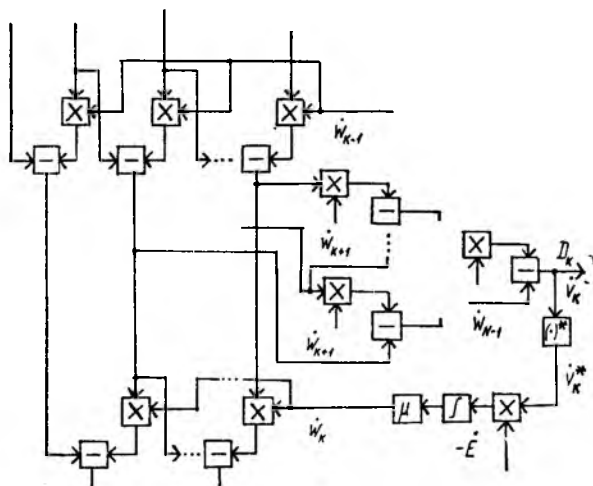


Рис. 2

тервал дискретизации;  $\mu$  — скалярная константа, определяющая условия устойчивости и сходимости.

Для малых значений  $\Delta t$  справедливо

$$\frac{d\hat{W}(t)}{dt} = -\mu \dot{U}(t) = -\mu \dot{E}(t) \dot{V}^*(t),$$

или

$$\hat{W}(t) = \hat{W}(t_0) - \mu \int_{t_0}^t U(t) dt = \hat{W}(t_0) - \mu \int_{t_0}^t \dot{E}(t) \dot{V}^*(t) dt,$$

где  $\hat{W}(t_0)$  — вектор начальных значений. Причем значение  $\hat{W}(t_0)$  необходимо выбирать так, чтобы при адаптивном поиске экстремума исключить решение, соответствующее равенству весовых коэффициентов.

Для этого можно поступить следующим образом. В соответствии с (13) или автоматически определяется вектор  $\hat{C}$  и далее из уравнения (14) находятся координаты вектора  $\hat{W}$ , который может служить вектором начальных значений. В этом случае длительность процесса адап-

тации сокращается до минимума, так как начальное значение близко к значению вектора  $\vec{W}$ , минимизирующему функционал качества.

Как показывает результат математического моделирования, описанный ниже, начальные условия достаточно выбрать так, чтобы все  $\dot{w}_i = |\dot{w}_i| e^{j\Delta\varphi_i}$  имели различные аргументы  $\varphi_i$ .

Из сравнения выражений (5), (7) следует, что вектор сигналов  $\vec{V}$  может быть сформирован с помощью  $(N-1)$ -й диаграммообразующих схем, аналогичных показанной на рис. 1, причем входным сигналом для каждой схемы является вектор  $\vec{S}_1^T = (s_2, s_3, \dots, s_N)$ .

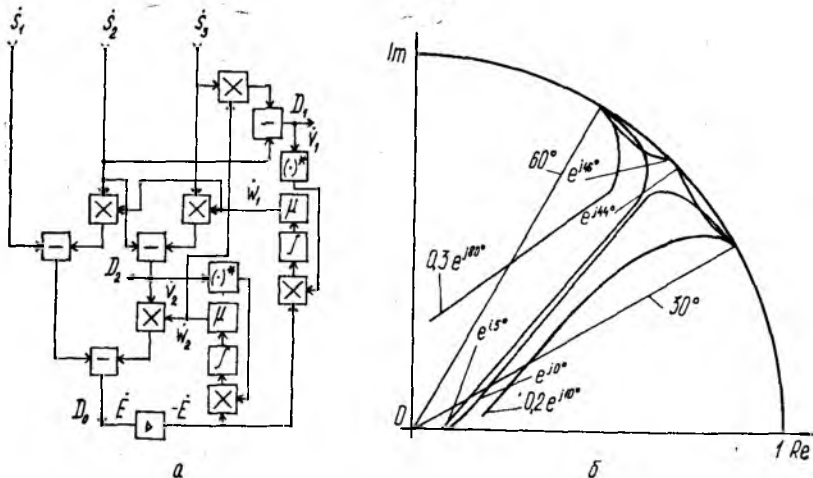


Рис. 3

С учетом изложенного представим структурную схему дискриминатора, обеспечивающего адаптивную подстройку весового коэффициента  $\dot{w}_k$  в соответствии с алгоритмом (16) (рис. 2). Процесс адаптации заканчивается, когда  $\vec{U} = 0$ ,  $P(\vec{W}) = 0$ . В этом случае по выходу  $D_0$  сформируется диаграмма направленности (ДН), имеющая  $(N-1)$  нулей, соответствующих направлениям прихода сигналов, а по каждому из выходов  $D_k$  сформируется ДН, не имеющая нуля в направлении прихода  $k$ -го сигнала и имеющая нули в направлении прихода остальных. Следовательно, на каждом из выходов  $D_k$  наблюдается сигнал  $\dot{v}_k$  только от одного источника излучения.

Полученные векторы  $\vec{W}$ ,  $\vec{V}$  можно использовать при организации многоканального приема, осуществляемого по критериям максимума отношения сигнал-шум и минимума средней квадратичной ошибки соответственно [2].

В первом случае можно образовать  $(N-1)$  векторов  $\vec{S}_k$ , каждый из которых задает направление максимума ДН решетки, с которого будет приниматься сигнал с максимальным отношением сигнал-шум, причем  $k$ -й вектор связан с  $\dot{w}_k$  следующим образом:

$$\vec{S}_k^T = (1, \dot{w}_k, \dot{w}_k^2, \dots, \dot{w}_k^{N-1}).$$

Во втором случае сигналы  $v_k$  используются в качестве опорных. На рис. 3, а приведена структурная схема трехэлементной ААР с комплексной самонастройкой, а на рис. 3, б изображено семейство годографов  $\dot{\omega}_1, \dot{\omega}_2$  на комплексной плоскости, иллюстрирующих изменение весовых коэффициентов в процессе адаптации для различных начальных условий при наличии на входах ААР сигналов от двух взаимно некоррелированных источников. Междуканальные фазовые сдвиги по первому и второму сигналам составляли соответственно  $30^\circ$  и  $60^\circ$ , мощности сигналов полагались равными друг другу. Начальные условия выбирались следующими:

$$\dot{\omega}_1^0 = e^{j46^\circ}, \dot{\omega}_2^0 = e^{j44^\circ} \quad (16); \quad \dot{\omega}_1^0 = 0,1e^{j0^\circ}, \dot{\omega}_2^0 = 0,1e^{j5^\circ} \quad (17);$$

$$\dot{\omega}_1^0 = 0,2e^{j10^\circ}, \dot{\omega}_2^0 = 0,3e^{j80^\circ} \quad (18).$$

Несмотря на близость начальных условий (16), (17), система приходит в установившееся состояние, при котором значения  $\dot{\omega}_1, \dot{\omega}_2$  определяются соответствующими угловыми положениями источников излучения по отношению к решетке. На выходе  $D_1$  имеется сигнал только от первого источника, а на выходе  $D_2$  — от второго.

Таким образом, в работе синтезирован новый адаптивный алгоритм разделения сигналов, основанный на пространственном дифференцировании входного сигнала ФАР с комплексным взвешиванием. Доказана работоспособность алгоритма. Применение комплексной самонастройки в адаптивных системах междуканальной обработки обеспечивает, как известно, преимущества в смысле точности и быстродействия перед аналогичными системами с фазовой или раздельной амплитудно-фазовой самонастройкой.

**Список литературы:** 1. Морозов А. К., Лицарев Н. А. Адаптивная антенная система для разделения сигналов, приходящих с разных направлений // Радиотехника.— 1985.— № 9.— С. 66—69. 2. Монзинго Р. А., Миллер Т. У. Адаптивные антенные решетки.— М. : Радио и связь, 1986.— 448 с.

*Поступила в редколлегию 19.05.86*

УДК 621.396.677:625

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

### **БЫСТРЫЙ АЛГОРИТМ СОВМЕСТНОЙ ПРОСТРАНСТВЕННО-СПЕКТРАЛЬНОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В АНТЕННЫХ РЕШЕТКАХ**

Скорость адаптации и степень подавления пространственно-временных помех — наиболее важные показатели для антенной решетки (АР), работающей вблизи авиатрасс с интенсивным движением. Переотражения сигналов от движущихся самолетов и другие помехи создают нестационарную помеховую обстановку. Это затрудняет применение известных алгоритмов адаптации, которые требуют большого объема вычислений на один отсчет входных сигналов и поэтому не