

А. А. ДЯТКО, С. М. КОСТРОМИЦКИЙ, В. В. ЛОВЕРОВ

## ИССЛЕДОВАНИЕ ОШИБОК САМОНАСТРОЙКИ АДАПТИВНОГО ПРОЦЕССОРА ДЛЯ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С РАЗДЕЛЕНИЕМ СИГНАЛОВ В ЗОНЕ ФРАУНГOFЕРА

В работе [1] проведен синтез оптимального дискриминатора для антенной решетки, осуществляющей разделение сигналов,

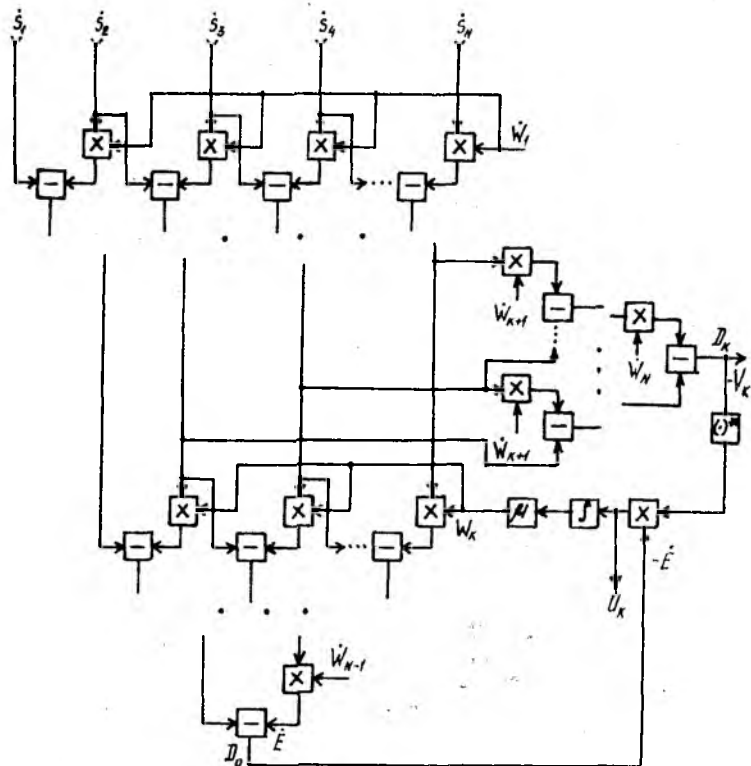


Рис. 1

приходящих с различных направлений по наклонам их фазовых фронтов относительно антенной системы. Структурная схема такой адаптивной антенной решетки (ААР) показана на рис. 1. Здесь приняты следующие обозначения:  $\vec{S} = (s_1, s_2, \dots, s_N)^T$  — вектор комплексных входных сигналов на элементах решетки;  $\vec{W} = (w_1, w_2, \dots, w_{N-1})^T$  — вектор комплексных весовых коэффициентов;  $\vec{E} = E(t)$  — сигнал на выходе диаграммообразующей схемы (ДОС)  $D_0$ , представляющий собой выходной сиг-

нал ААР;  $\dot{v}_k = \dot{v}_k(t)$ ,  $\dot{u}_k = \dot{u}_k(t)$  — сигналы на выходе диаграммообразующей схемы  $D_k$  и  $k$ -м выходе дискриминаторов соответственно,  $k = 1, N - 1$ .

Пусть  $\dot{V} = (\dot{v}_1, \dot{v}_2, \dots, \dot{v}_{N-1})^T$ ,  $\dot{U} = (\dot{u}_1, \dot{u}_2, \dots, \dot{u}_{N-1})^T$  — векторы сигналов на выходах  $D_k$  и оптимального дискриминатора соответственно. Точность работы ААР определяется ошибками измерения комплексных весовых коэффициентов, представляющих собой флуктуационные и динамические ошибки, обусловленные случайным характером входного сигнала и перемещением источников излучения в пространстве.

Получим выражения для расчета ошибок, рассматривая работу ААР в линейном приближении, характеризующимся небольшим отклонением весовых коэффициентов от их значений в установившемся режиме.

Пусть  $\hat{W}^0 = (\hat{w}_1^0, \dots, \hat{w}_{N-1}^0)^T$  — среднее значение вектора весовых коэффициентов в установившемся режиме,  $\Delta \hat{W} = \hat{W} - W^0 = (\Delta w_1, \Delta w_2, \dots, \Delta w_{N-1})^T$  — вектор, характеризующий отклонение системы от положения равновесия, причем

$$\left| \frac{\Delta w_k}{w_k} \right| \ll 1, \quad k = \overline{1, N-1}. \quad (1)$$

Согласно [1] выражение для оценки вектора выходных сигналов многомерного дискриминатора имеет вид  $\dot{U} = \dot{E} \dot{V}^*$  (2). Разлагая (2) в ряд Тейлора вблизи вектора  $\hat{W}^0$  и ограничиваясь линейным приближением при условии (1), получаем

$$\begin{aligned} \dot{U} &= \dot{U}(\hat{W}^0 + \Delta \hat{W}) \approx \dot{U}(\hat{W}^0) + \frac{\partial \dot{U}(\hat{W}^0)}{\partial X} \Delta X + \frac{\partial \dot{U}(\hat{W}^0)}{\partial Y} \Delta Y = \\ &= \dot{U}(\hat{W}^0) + \dot{V}^*(\hat{W}^0) \dot{V}^T(\hat{W}^0) \Delta \hat{W} + \frac{\partial \dot{U}(\hat{W}^0)}{\partial \hat{W}^*} \Delta \hat{W}^*, \end{aligned} \quad (3)$$

где  $\hat{W} = X + jY$ .

Вектор сигнала ошибки можно представить в виде  $\dot{U} = \dot{U}(t, \Delta \hat{W}) = \dot{U}(t, \Delta \hat{W}) + \xi(t, \Delta \hat{W})$  (4), где  $\dot{U}(t, \Delta \hat{W})$  — среднее значение вектора сигнала ошибки;  $\xi = \xi(t, \Delta \hat{W}) = (\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_{N-1})^T$  — случайная составляющая вектора сигнала ошибки, причем  $\xi(t, \Delta \hat{W}) = 0$ .

Усредняя равенство (3), запишем

$$\begin{aligned} \overline{\dot{U}(\Delta \hat{W})} &= \overline{\dot{U}(\hat{W}^0) + \dot{V}^*(\hat{W}^0) \dot{V}^T(\hat{W}^0) \Delta \hat{W} + \frac{\partial \dot{U}(\hat{W}^0)}{\partial \hat{W}^*} \Delta \hat{W}^*} = \\ &= \overline{\dot{V}^*(\hat{W}^0) \dot{V}^T(\hat{W}^0) \Delta \hat{W}} = \dot{R}_V^*(\hat{W}^0) \overline{\Delta \hat{W}}, \end{aligned} \quad (5)$$

так как в установившемся режиме  $\overline{\dot{U}(W^0)} = 0$ , и согласно [1],

$$\frac{\overline{\partial \dot{U}(W^0)}}{\partial \dot{W}^*} = \frac{\overline{\partial \dot{U}(W^0)}}{\partial W^*} = 0;$$

$\dot{R}_V(\tau) = \dot{R}_V(\tau, W^0) = \overline{\dot{V}(t, W^0) \dot{V}^+(t + \tau, W^0)}$  — корреляционная матрица сигналов на выходах  $D_k$  в схеме на рис. 1;  $R_V^*(W^0) = R_V^*(0, W^0)$ ; „+“ — знак эрмитового сопряжения.

Из (5) находим выражение для матрицы крутизны оптимального многомерного дискриминатора:

$$K_D = \left. \frac{\overline{\partial \dot{U}(\Delta \dot{W})}}{\partial \Delta \dot{W}} \right|_{\Delta \dot{W}=0} = R_V^*(W^0) = R_V^*(0; W^0); \quad (6)$$

$$K_D = \|\dot{K}_{Dij}\| = \left\| \frac{\overline{\partial u_i}}{\partial \Delta w_j} \right\|_{w=w^0}.$$

Перепишывая (5) в координатной форме с учетом (6), получаем  $u_k = \sum_{i=1}^{N-1} K_{DKi} \Delta w_i$ ,  $k=1, N-1$ . Откуда следует, что среднее значение сигнала ошибки на  $K$ -м выходе многомерного дискриминатора в линейном приближении определяется рассогласованием  $\Delta w_i$ ,  $i=1, N-1$  по всем весовым коэффициентам  $w_i$ .

Используя (5), имеем дифференциальное уравнение, описывающее процесс адаптации для среднего значения весового вектора при использовании метода градиентного поиска [1] в линейном приближении:

$$\frac{\partial \overline{W}}{\partial t} + \mu K_D \overline{W} = \mu K_D \overline{W}^0 \quad (7) \text{ при начальном условии } \overline{W}(t_0) =$$

$\tilde{W}$ , где  $t_0$  — начальный момент времени;  $\mu$  — коэффициент пропорциональности.

Уравнение (7) описывает некоторую динамическую систему с задающим воздействием в виде постоянного вектора  $\overline{W}^0$ .

В общем случае задающее воздействие зависит от времени, так как при движении источников излучения среднее значение весового вектора изменяется. Пусть  $\dot{Q}(t) = [\dot{q}_1(t), \dot{q}_2(t), \dots, \dot{q}_{N-1}(t)]^T$  — вектор задающего воздействия, где

$$q_k(t) = A_k e^{i\varphi_k(t)}; \quad (8)$$

$$\varphi_k(t) = \frac{2\pi}{\lambda_k} d \sin \vartheta_k(t); \quad (9)$$

$\lambda_k$  — длина волны  $k$ -го источника излучения;  $d$  — расстояние между элементами антенной решетки;  $\vartheta_k(t)$  — угловое положение  $k$ -го источника относительно антенной системы;  $A_k$  —

постоянная, зависящая от модуля нормированного коэффициента корреляции сигналов на двух соседних элементах ААР для  $k$ -го сигнала. Пусть  $\bar{W}(t_0) = \bar{W}^0$  и  $\left| \frac{\dot{q}_i(t) - \dot{w}_i^0}{w_i^0} \right| \ll 1$  за время наблюдения. Записывая уравнение (7) в виде

$$\frac{d\bar{W}}{dt} + \mu K_D \bar{W} = \mu K_D \dot{Q}(t)$$

и выполняя преобразования Лапласа, получаем

$$\bar{W}(p) = (I_p + \mu K_D)^{-1} \mu K_D [\dot{Q}(p) + (MK_D)^{-1} \dot{W}_0] = K(p) \dot{Y}(p), \quad (10),$$

где  $K(p) = (I_p + \mu K_D)^{-1} \mu K_D$  (11) — передаточная матрица динамической системы, соответствующей уравнению (7);  $Y(p) = \dot{Q}(p) + (\mu K_D)^{-1} \dot{W}_0$  (12) — изображение вектора входного воздействия с учетом нулевых начальных условий;  $I = \text{diag}(1, 1, \dots, 1)$  — единичная матрица.

Таким образом, из (10) следует, что среднее значение весового вектора в режиме малых отклонений от установившегося

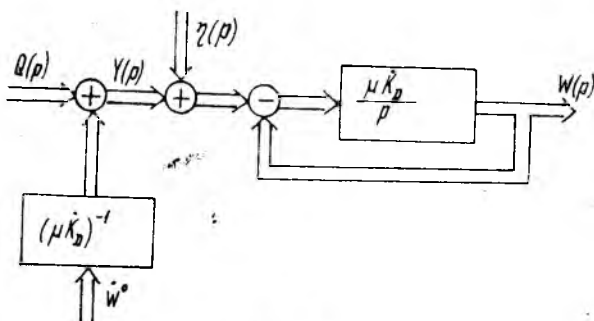


Рис. 2

значения можно рассматривать как сигнал на выходе некоторой динамической системы с передаточной функцией  $K(p)$  при входном воздействии в виде вектора  $\dot{Y}(p)$ . Если представить случайную составляющую вектора сигнала ошибки  $\xi(t)$  в виде  $\xi(t) = K_D \eta(t)$ , где  $\eta(t) = [\eta_1(t), \eta_2(t), \dots, \eta_{N-1}(t)]^T$  — пересчитанный ко входу дискриминатора случайный процесс  $\xi(t)$ , можно изобразить структурную схему динамической системы с передаточной матрицей  $K(p)$  с учетом флуктуаций, которая показана на рис. 2.

Пусть  $\dot{Z} = (\dot{z}_1, \dot{z}_2, \dots, \dot{z}_{N-1})$  — вектор сигнала ошибки управления динамической системой по рис. 2.

Изображение ошибки для случая, когда на систему только задающее воздействие, а возмущающее отсутствует —  $\dot{\eta}(p) = 0$  определяется из структурной схемы с учетом (8):

$$\begin{aligned} \dot{Z}(p) &= \dot{Y}(p) - \dot{W}(p) = \dot{Y}(p) - K(p) \dot{Y}(p) = [I - K(p)] \dot{Y}(p) = \\ &= \dot{K}_{ZY}(p) \dot{Y}(p), \end{aligned} \quad (13)$$

где  $\dot{K}_{ZY}(p) = I - K(p)$  — передаточная матрица ошибки управления.

В соответствии с [2] матрица ошибок по положению

$$\dot{D}_0 = \dot{K}_{ZY}(0) = I - K(0) = I - (\mu K_D)^{-1} \mu K_D = I - I = 0,$$

матрица ошибок по скорости

$$\begin{aligned} \dot{D}_1 &= \left. \frac{d\dot{K}_{ZY}(p)}{dp} \right|_{p=0} = - \left. \frac{dK(p)}{dp} \right|_{p=0} = (I_p + \mu K_D)^{-1} \times \\ &\times \left. \frac{d(I_p + \mu K_D)}{dp} \right|_{p=0} (I_p + \mu K_D)^{-1} \mu K_D \Big|_{p=0} = \frac{1}{\mu} K_D^{-1}. \end{aligned} \quad (14)$$

Дифференцируя (8) по времени с учетом (9), получаем выражение для скорости изменения  $k$ -й координаты вектора задающего воздействия:

$$\frac{dq_k}{dt} = j A_k e^{j\varphi_k(t)} \frac{2\pi}{\lambda_k} d \cos \vartheta_k(t) \Omega_k(t), \quad (15)$$

где  $\Omega_k(t) = \frac{d\vartheta_k(t)}{dt}$  — угловая скорость  $k$ -го источника излучения.

Полагая  $\Omega_k(t) = \Omega_k = \text{const}$  и оценивая (15) по модулю сверху, имеем

$$\left| \frac{dq_k}{dt} \right| \leq \frac{2\pi}{\lambda_k} d \Omega_k.$$

В дальнейшем будем полагать

$$\left| \frac{dq_k}{dt} \right| = \left| \frac{dq_k}{dt} \right|_{\max} = \frac{2\pi}{\lambda_k} d \Omega_k, \quad (16)$$

Из (12) следует, что  $\dot{Y}(t) = \dot{Q}(t) + (\mu K_D)^{-1} \dot{W}^0(t)$ , где  $\delta(t)$  — дельта-функция Дирака;  $\frac{d\dot{Y}}{dt} = \frac{d\dot{Q}}{dt}$  при  $t > 0$ .

Пусть

$$\left| \frac{d\dot{Y}}{dt} \right| = 2\pi d \left( \frac{\Omega_1}{\lambda_1}, \frac{\Omega_2}{\lambda_2}, \dots, \frac{\Omega_{N-1}}{\lambda_{N-1}} \right)^T \quad (17)$$

вектор скорости изменения задающего воздействия;  $\dot{E}_V = (\dot{e}_{V1}, \dot{e}_{V2}, \dots, \dot{e}_{V, N-1})^T$  — вектор ошибок по скорости. Тогда в соответствии с [2] запишем выражение для расчета вектора

$$\dot{E}_V = \dot{D}_1 \left| \frac{dY}{dt} \right| = \frac{1}{\mu} K_D^{-1} \left| \frac{d\dot{Y}}{dt} \right|. \quad (18)$$

При определении флуктуационных ошибок, учитывая относительную узкополосность следящих измерителей, будем полагать

$$\dot{S}_\xi(\omega) \approx \dot{S}_\xi(0) = \dot{S}_\xi = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{R}_\xi(\tau) d\tau, \quad (19)$$

где  $\dot{S}_\xi(\omega)$ ,  $\dot{R}_\xi(\tau)$  — матрица спектральной плотности и корреляционная матрица соответственно векторного случайного процесса  $\dot{\xi}(t)$ . С учетом (4)

$$\begin{aligned} \dot{R}_\xi(\tau) &= \overline{\dot{\xi}(t) \dot{\xi}^+(t+\tau)} = \overline{[U(t) - \dot{U}(t)][U(t+\tau) - \dot{U}(t+\tau)]} = \\ &= \dot{R}_E(\tau) \dot{R}_V^*(\tau). \end{aligned} \quad (20)$$

Здесь  $\dot{R}_E(\tau) = \overline{\dot{E}(t) \dot{E}^*(t+\tau)}$  — корреляционная функция сигнала  $\dot{E}(t)$  на выходе  $D_0$  в схеме (см. рис. 1);  $\dot{R}_V(\tau) = \overline{\dot{V}(t) \dot{V}^+(t+\tau)}$  — корреляционная матрица сигналов на выходах диаграммообразующих схем  $D_k$ , вычисленных при  $\dot{W} = \dot{W}_0$ . Пусть  $\dot{S} = \dot{S}^s + \dot{S}^n$ , где  $\dot{S}^s$ ,  $\dot{S}^n$  — полезная и шумовая составляющие вектора входного сигнала. Тогда, полагая полезный сигнал и шум некоррелированными, можно записать

$$\dot{R}_\xi(\tau) = [\dot{R}_E^s(\tau) + R_E^n(\tau)][R_V^{*s}(\tau) + R_V^{*n}(\tau)]. \quad (21)$$

Предположим, что все полезные сигналы имеют одинаковую ширину энергетических спектров и  $\Delta\omega_s \ll \Delta\omega_n$ . (22), где  $\Delta\omega_s$ ,  $\Delta\omega_n$  — ширина энергетического спектра полезного сигнала и шума соответственно.

Подставляя (21) в (19) и учитывая (22), получаем

$$\dot{S}_\xi = \frac{P_E \dot{R}_V^{*s}(0)}{2\Delta\omega_s} + \frac{P_E^s \dot{R}_V^{*n}(0)}{\Delta\omega_n} + \frac{P_E^n \dot{R}_V^{*s}(0)}{\Delta\omega_n} + \frac{P_E^n \dot{R}_V^{*n}(0)}{2\Delta\omega_n}, \quad (23)$$

где  $P_E^s = \dot{R}_E^s(0)$ ,  $P_E^n = \dot{R}_E^n(0)$  — соответствует мощности полезного сигнала и шума на выходе  $D_0$  в схеме (см. рис. 1). Представляет интерес рассмотрение случая, когда отношение мощностей шума и сигнала на одном элементе ААР —  $\frac{P_n}{P_s} < 1$ . Здесь,

учитывая условие (22), можно пренебречь комбинационными и шумовыми слагаемыми в (23) и положить

$$\dot{S}_z \approx \frac{P_E^s \dot{R}_V^{*s}(0)}{2\Delta\omega_s} \quad (24)$$

в соответствии с [3]

$$\begin{aligned} \dot{S}_{\text{экв.}} &= K_D^{-1} \dot{S}_z (K_D^+)^{-1} = \frac{P_F^s}{2\Delta\omega_s} K_D^{-1} \dot{R}_V^{*s}(0) (K_D^+)^{-1} = \\ &= \frac{P_E^s}{2\Delta\omega_s} K_D^{-1} K_D^s (K_N^+)^{-1}, \end{aligned} \quad (25)$$

где  $\dot{S}_{\text{экв.}}$  — матрица эквивалентной спектральной плотности;  $K_D^s = \dot{R}_V^{*s}(0) = \dot{R}_V^{*s}(0; \dot{W}^0)$  — сигнальная составляющая матрицы крутизны.

Если  $\frac{P_n}{P_s} \ll 1$ , то  $K_D^{-1} = (K_D^s + K_D^n)^{-1} \approx (K_D^s)^{-1}$  и

$$\dot{S}_{\text{экв.}} \approx \frac{P_E^s}{2\Delta\omega_s} (K_D^+)^{-1}. \quad (26)$$

В соответствии с [1] запишем выражения для сигналов на выходе ААР  $D_0, D_k$  (см. рис. 1):

$$\dot{E} = \sum_{i=0}^{N-1} (-1)^i S_{i+1} \sum_{j=1}^{c_{N-1}^i} A_{ij}^0 = \dot{C}^T \dot{S} = \dot{S}^T \dot{C}; \quad (27)$$

$$\dot{v}_k = - \sum_{l=0}^{N-2} (-1)^l \dot{S}_{l+2} \sum_{j=0}^{c_{N-2}^l} B_{lj}^{0k} = - \dot{Q}_k^T \dot{S}_1 = - \dot{S}_1^T \dot{Q}_k, \quad (28)$$

где  $\dot{C} = (\dot{c}_0, \dot{c}_1, \dots, \dot{c}_{N-1})^T$ ,  $\dot{C}_l = (-1)^l \sum_{j=1}^{c_{N-1}^l} A_{lj}^0$ ;

$$A_{0j}^0 = 1, \quad i = \overline{0, N-1};$$

$$\dot{Q}_k = (\dot{q}_0^k, \dot{q}_1^k, \dots, \dot{q}_{N-2}^k)^T, \quad \dot{q}_l^k = (-1)^l \sum_{j=1}^{c_{N-2}^l} B_{lj}^{0k}, \quad B_{0j}^{0k} = 1,$$

$$l = \overline{0, N-2}, \quad k = \overline{1, N-1};$$

$$\dot{S}_1 = (\dot{s}_2, \dot{s}_3, \dots, \dot{s}_N)^T;$$

$A_{ij}^0$  — произведение элементов, входящих в  $j$ -е сочетание из  $(N-1)$ -й координаты вектора  $\dot{W}^0 = (\dot{W}_1^0, \dot{W}_2^0, \dots, \dot{W}_{N-1}^0)^T$  по  $i$  [1];  $B_{lj}^{0k}$  — произведение элементов, входящих в  $j$ -е сочетание из  $(N-2)$ -х координат вектора  $W^0 = \dot{W}^0 = (\dot{W}_1^0, \dot{W}_2^0, \dots, \dot{W}_{k-1}^0, \dot{W}_{k+1}^0, \dot{W}_{N-1}^0)^T$  по  $l$  [1];

$C_M^k$  — число сочетаний из  $M$  элементов по  $k$ .

Далее

$$P_E = \dot{R}_E(0) = |\overline{E}|^2 = \overline{C^T S (S^T C)^*} = \overline{C^T \overline{S S^T} C^*} = \overline{C^T R C^*}, \quad (29)$$

где  $\dot{R} = \|\dot{R}_{ij}\| = \|s_i s_j^*\|$  — корреляционная матрица входных сигналов ААР.

Из (29) следует, что

$$P_E^s = \dot{C}^T R^s \dot{C}; \quad (30)$$

$$\begin{aligned} K_D &= \dot{R}_V^*(0; W^0) = \|\dot{R}_{vij}(0; W^0)\|^* = \|\overline{v_i v_j^*}\|^* = \\ &= \|\overline{Q_i^T S_1 (S_1^T Q_j)^*}\|^* = \|\overline{Q_i^T S_1 S_1^T Q_j^*}\|^* = \|\overline{Q_i^T R_1 Q_j^*}\|^* = \|\overline{Q_i^T R_1^T Q_j}\|, \end{aligned} \quad (31)$$

где  $\dot{R}_1 = \|\dot{R}_{1ij}\| = \|s_i s_j^*\|^*$ ,  $i, j = 2, N$  — матрица, полученная из матрицы  $R$  вычеркиванием первой строки и первого столбца,  $\dot{R}_1^* = \overline{R_1^T}$ .

Из (31) следует, что

$$K_D^s = \|\dot{K}_{Dij}^s\| = \|\overline{Q_i^T R_1^{Ts} Q_j}\| = \|\overline{Q_i^T R_1^T Q_j}\|. \quad (32)$$

Подставляя (30) — (32) в (25), получаем

$$\begin{aligned} \dot{S}_{\text{э.кв.}} &= \|\dot{S}_{\text{э.кв.}ij}\| = \frac{P_E^s}{2\Delta\omega_s} \|\dot{K}_{Dij}\|^{-1} \|\dot{K}_{Dij}^s\| (\|\dot{K}_{Dij}\|^{-1})^{-1} = \\ &= \frac{P_E^s}{2\Delta\omega_s} \|\dot{K}_{Dij}\|^{-1} \|\dot{K}_{Dij}^s\| (\|\dot{K}_{Dij}\|^{-1})^+ = \\ &= \frac{1}{2\Delta\omega_s} \overline{C^T R^s C^*} \|\overline{Q_i^T R_1^T Q_j}\|^{-1} \|\overline{Q_i^T R_1^{Ts} Q_j}\| (\|\overline{Q_i^T R_1^T Q_j}\|^{-1})^+. \end{aligned} \quad (33)$$

Согласно [3] получаем выражение для матрицы дисперсий, диагональные элементы которой характеризуют флуктуационные ошибки измерения комплексных весовых коэффициентов

$$\dot{D}_{\dot{W}} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K(j\omega) \dot{S}_{\text{э.кв.}} K^+(j\omega) d\omega, \quad (34)$$

где  $\dot{D}_{\dot{W}} = \|\dot{D}_{\dot{W}ij}\|$ ,  $\dot{D}_{\dot{W}ii} = \sigma_i^2$ ,  $K(j\omega) = K(p)|_{p=j\omega}$ ;

$\sigma_i^2$  — дисперсия измерения  $i$ -го весового коэффициента.

Поскольку в нашем случае производится измерение координат вектора  $\dot{W}$ , представляющих собой величины одинаковой

размерности, то флуктуационную ошибку можно определить следующим образом [3]

$$\begin{aligned} \sigma^2 &= \sum_{i=1}^{N-1} \sigma_i^2 = S_p D \dot{W} = S_p \left[ \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{K}(j\omega) \dot{S}_{\text{экр.}} \dot{K}^+(j\omega) d\omega \right] = \\ &= S_p \left[ \dot{S}_{\text{экр.}} \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{K}^+(j\omega) \dot{K}(j\omega) d\omega \right] = S_p \dot{S}_{\text{экр.}} \Delta\omega_{\text{экр.}}, \quad (35) \end{aligned}$$

где  $S_p A$  — след матрицы  $A$ ;  $\Delta\omega_{\text{экр.}} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{K}^+(j\omega) \dot{K}(j\omega) d\omega$  — матрица, характеризующая некоторую эквивалентную полосу пропускания.

Таким образом, определив вектор весовых коэффициентов ААР в установленном режиме —  $\dot{W}^0$  согласно [1] и воспользовавшись выражениями (18), (34) или (35) с учетом (17), (30) — (33), находим динамические и флуктуационные ошибки измерения комплексных весовых коэффициентов, рассматривая работу ААР в линейном приближении.

На рис. 3, а в качестве иллюстрации применения полученных результатов приведена зависимость динамической ошибки слежения за двумя источниками излучения от разности их междуканальных фазовых сдвигов в случае трехэлементной ААР. При этом полагалось, что пространственно-некоррелированный фон отсутствует, мощности сигналов, приходящих на входы ААР от каждого из источников излучения, и их угловые скорости одинаковы. Рост динамической ошибки при взаимном сближении

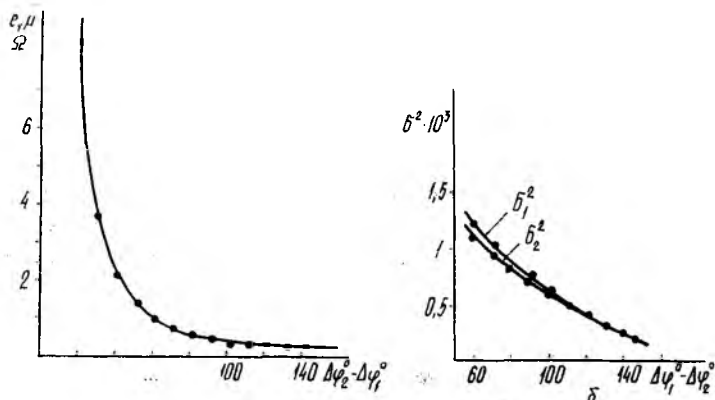


Рис. 3

источников излучения объясняется уменьшением уровня сигналов на выходах  $D_1$  и  $D_2$  соответственно, что приводит к уменьшению крутизны дискриминационных характеристик и, как следствие, к уменьшению полосы пропускания по каждому из выходов двумерного дискриминатора.

На рис. 3, б показаны зависимости дисперсий весовых коэффициентов  $\dot{\omega}_1$  и  $\dot{\omega}_2$  от разности междуканальных фазовых сдвигов двух сигналов, мощности которых полагались равными. Отношение сигнал/шум было выбрано равным 10,  $\mu=10$ ,  $\Delta f_s=10$  Гц,  $\Delta f_n=1$  кГц.

Уменьшение флуктуационной ошибки с увеличением разности междуканальных фазовых сдвигов связано с более точной компенсацией соответствующих сигналов на выходах  $D_1$  и  $D_2$ , что приводит к уменьшению крутизны дискриминационных характеристик по каждому из выходов двумерного дискриминатора, и следовательно, к сужению полосы пропускания.

Поскольку способности ААР к разрешению источников сигналов при адаптации в зависимости от отношения сигнал/шум в данной статье не рассматриваются, минимальная разность междуканальных фазовых набегов на графике (см. рис. 3, б) выбрана соответствующей нормальному разрешению источников. При заданном отношении сигнал/шум она составляет  $60^\circ$ .

**Список литературы:** 1. *Адаптивная антенная решетка для разделения сигналов в зоне Фраунгофера*/А. Е. Охрименко, А. А. Дятко, С. М. Костромичий, В. В. Ловеров//Радиотехника. 1988. Вып. 85. С. 37—43. 2. *Справочное пособие по теории систем автоматического регулирования и управления*/Под общ. ред. Е. А. Санковского. 1973. 584 с. 3. *Вопросы статистической теории радиолокации*//Под общ. ред. Г. П. Тартаковского. Т. 2. М., 1964. 1080 с.

*Поступила в редколлегию 17.08.87*

УДК 621.317

*К. Л. ШЕВЧЕНКО, Б. А. ТАНИЮК, М. А. ПРИСЕНКО*

### **МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ КОАКСИАЛЬНОГО РЕЗОНАНСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ВЛАЖНОСТИ С ИССЛЕДУЕМЫМ МАТЕРИАЛОМ**

Известно, что при контроле влажности листовых и рулонных материалов весьма перспективно применение коаксиальных резонансных преобразователей, работающих в диапазоне дециметровых волн [1]. Характерными их особенностями являются возможность одностороннего расположения датчика и высокая чувствительность к информативному параметру, что позволяет использовать резонансные датчики при контроле малых влажностей тонких материалов в труднодоступных местах. В качестве выходного информативного параметра резонансных преобразователей в большинстве случаев используется изменение резонансной частоты, вызванное взаимодействием с исследуемым материалом. Это позволяет значительно снизить составляющие погрешности, обусловленные влиянием нестабильности выходной мощности СВЧ генератора и параметров СВЧ тракта. Имеется, однако, целый ряд неинформативных параметров, изменение