

**УДК 621.396.6**

**Адаптивная фильтрация помех  
в бортовых многоканальных системах**

**ГРУБРИН И.В.\* , ЛЫГИНА И.Ю.**

*Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет), МАИ, Волоколамское шоссе, 4, Москва, А-80, ГСП-3, 125993,  
Россия*

*\*e-mail: giv.52@mail.ru*

**Аннотация**

Рассмотрен алгоритм адаптации пространственного фильтра с учетом фильтрующих свойств временного фильтра применительно к критерию максимального отношения сигнал/шум и применимый в бортовых системах обработки сигналов и реализованный по методу непосредственного обращения корреляционной матрицы помех.

**Ключевые слова:** адаптация, алгоритм, фильтрация, временной фильтр, критерий максимального отношения сигнал/шум

**Введение**

Для обеспечения простоты практической реализации алгоритмов адаптации в бортовых многоканальных системах, как правило, необходимо выбирать структуру обработки сигналов, построенную по принципу разделения про-

странственно-временной обработки на пространственную (комплексное взвешивание сигналов в каналах элементов антенной решетки (АР)) и временную (в одноканальном линейном приемнике). При этом потери, по сравнению с оптимальной обработкой, тем больше, чем более широкополосной является бортовая структура обработки сигналов и помех.

Реализация же оптимальных алгоритмов, требует использования в каждом пространственно-временном канале адаптации цифровых нерекурсивных фильтров. Учитывая, что объем вычислений при реализации алгоритмов адаптации в цифровом виде пропорционален третьей степени числа каналов адаптации при необходимости обеспечения высокой точности реализации вычислительного процесса, становится очевидным необходимость разработки более простых в реализации алгоритмов применительно к бортовым многоканальным системам.

Традиционная схема обработки сигналов в многоканальных адаптивных системах, построенная по принципу разделения пространственной и временной обработки, изображена на рис. 1а. (скалярные связи показаны одинарными стрелками, векторные — двойными), предполагает возможность «обеления» помеховых сигналов на выходе антенной системы или входе согласованного фильтра, что не выполнимо в общем случае.

Основной недостаток подобной схемы состоит в том, что пространственная адаптивная обработка в антенной решетке «игнорирует» наличие согласованного (и в общем случае любого другого) фильтра, т. е. не учитывает его ре-

жективных свойств (сигнал обратной связи на систему адаптации поступает с выхода антенной системы, а не фильтра).

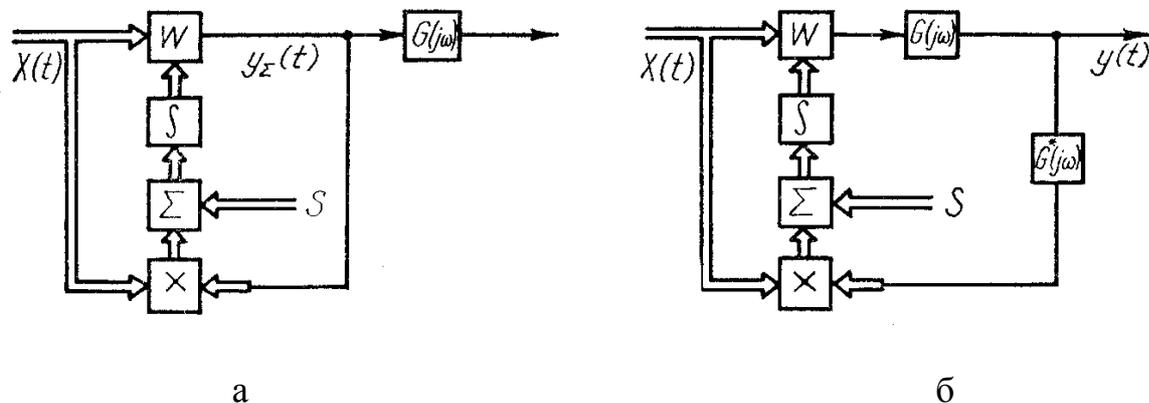


Рис. 1

В то же время в [1] были предложены градиентные алгоритмы адаптации, суть которых заключается в организации адаптации пространственного фильтра с учетом фильтрующих свойств временного фильтра (см. рис. 1б). В простейшем случае, который рассматривается в настоящей статье, параметры временного фильтра могут быть постоянными, но и тогда адаптивная обработка в каналах элементов антенной решетки протекает с учетом его частотных свойств.

Существенным недостатком градиентных алгоритмов адаптации является их невысокая скорость сходимости. Достоинством – простота реализации. Несмотря на значительно большую сложность реализации рассматриваемых алгоритмов адаптации по сравнению с градиентными [1], современное состояние элементной базы и вычислительной техники позволяет реализовать более эф-

фективные алгоритмы непосредственного обращения корреляционной матрицы помеховых сигналов даже для бортовых систем.

В качестве критерия качества адаптации используется критерий максимума обобщенного отношения сигнал/ шум (МОСШ) для структурной схемы адаптивной обработки с временным фильтром с постоянными параметрами.

Не теряя общности, положим, что фильтр, коэффициент передачи которого  $G(j\omega)$ , реализован на базе многоотводной линии задержки (МЛЗ) с числом отводов  $M$ , временем задержки между отводами  $\tau$  и постоянными весовыми коэффициентами в каналах каждого отвода  $v_i$ ,  $i = 1, 2, \dots, M$ . Таким образом, фильтр может обладать самыми различными частотными свойствами и реализовать не только согласованную фильтрацию.

Сигнал на выходе антенной системы  $y_\Sigma(t)$  можно записать в виде

$$y_\Sigma(t) = \sum_{i=1}^N x_i(t)w_i = X^T(t)W, \quad (1)$$

где  $W = [w_1, w_2, \dots, w_N]^T$  — вектор весовых коэффициентов в каналах АР;

$X(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_N(t)]^T$  — вектор выходных сигналов элементов АР.

Сигнал на общем линейном выходе системы обработки (выходе фильтра)  $y(t)$  определяется аналогично (1)

$$y(t) = \sum_{i=1}^M y_\Sigma[t - (i - 1)\tau]v_i = X_v^T(t)V, \quad (2)$$

где  $V = [v_1, v_2, \dots, v_M]^T$ ,  $X_v(t) = [x_{v_1}(t), x_{v_2}(t), \dots, x_{v_M}(t)]^T$  — вектор сигналов в

отводах фильтра, причем  $x_{v_i}(t) = y_\Sigma[t - (i - 1)\tau]$ . Учитывая (1), (2), получаем

$$y(t) = \sum_{i=1}^M v_i W^T X[t - (i-1)\tau]. \quad (3)$$

Отношение сигнал/ шум на выходе фильтра

$$J = \frac{\overline{|y_{x=s}(t)|^2}}{E[|y(t)|^2]}, \quad (4)$$

где  $E$  — символ математического ожидания;  $S$  — вектор огибающих полезного сигнала.

Подставляя в (4) соответствующие величины из (3), получаем

$$J = E \left\{ \left| \sum_{i=1}^M v_i W^T S[t - (i-1)\tau] \right|^2 \right\} / E \left\{ \left| \sum_{i=1}^M v_i W^T X[t - (i-1)\tau] \right|^2 \right\}$$

или

$$J = |W^T S_s|^2 / W^* R W, \quad (5)$$

где  $S_s = \sum_{i=1}^M v_i S[-(i-1)\tau]$ . Здесь учтено, что для критерия МОСШ вектор  $S$  не за-

висит от  $t$  и определяет исходные пространственные характеристики системы обработки.  $S_s$  определяет частотные характеристики временного фильтра в соответствии с априорными сведениями о частотных свойствах полезного сигнала.

Матрица

$$R = E \sum_{i,j=1}^M v_i v_j X[t - (i-1)\tau] X^{*T}[t - (j-1)\tau] = \sum_{i,j=1}^M v_i v_j R_{xx}[(i-j)\tau];$$

$$R_{xx}[(i-j)\tau] = E \left\{ X[t - (i-1)\tau] X^{*T}[t - (j-1)\tau] \right\} \quad (6)$$

Оптимальное решение для (5) [1] очевидно

$$W_{\text{opt}} = \mu R^{-1} S_{\vartheta}^*, \quad (7)$$

где  $\mu$  — произвольная, не равная нулю константа.

Для реализации алгоритма адаптации путем непосредственного обращения матрицы [2] необходимо применить известный способ стохастической аппроксимации, т.е. заменить в (6) математическое ожидание корреляционной матрицы  $R$  на ее оценку по  $k$  выборкам входного сигнала:

$$\hat{R} = 1/k \sum_{i=1}^k \left\{ \sum_{j=1}^M v_i v_j X[l - (i-1)\tau] X^T[l - (i-1)\tau] \right\} \quad (8)$$

Далее для данной оценки матрицы необходимо вычислить обратную  $\hat{R}^{-1}$

и подставить в (7) для определения оценки оптимального весового вектора  $W_{\text{opt}}$ .

Для практического применения алгоритма наиболее интересным является случай цифровой реализации, для которого  $\tau = 1$  (отсчеты сигнала в пространственном фильтре согласованы с задержками сигнала во временном).

Тогда:

$$R(1) = v_1 X(1) [v_1 X^T(1)]$$

$$R(2) = v_1 X(2) [v_1 X^T(2) + v_2 X^T(1)] + v_2 X(1) [v_1 X^T(2) + v_2 X^T(1)]$$

....

$$R(l) = v_1 X(l) [v_1 X^T(l) + v_2 X^T(l-1) + \dots + v_m X^T(l-M)], \quad l=1, 2, \dots, k.$$

Все выборки входного сигнала  $X$  легко запомнить в ЗУ и поэтому оценки корреляционных матриц можно пересчитывать по приведенным выше формулам. Обращение матрицы также является стандартной вычислительной процедурой, не представляющей сложности в реализации.

Тем не менее, оптимальным представляется сочетание алгоритма непосредственного обращения корреляционной матрицы помех (для быстрого выхода в зону экстремума) с дальнейшим использованием градиентного алгоритма в зоне экстремума, как алгоритма с обратной связью, позволяющего исключить накопление различного рода ошибок (вычислительных, модельных и т.п.).

В статье не приводятся результаты моделирования, так как предложенный алгоритм приводит к такому же оптимальному решению  $-w_{opt}$ , как и в [1] (без учета ошибок вычислений).

## **Библиографический список**

1. Самойленко В.И. Грубрин И.В. Адаптивная фильтрация помех в многоканальных системах с пространственной и временной обработкой // Изв. высш. учеб. заведений. Радиоэлектроника.-1988.-N 4.- С. 64- 68.
2. Ратынский М.В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках.-М: Радио и связь, 2003.- 200 с.