А К А Д Е М И Я Н А У К С С С Р
СИБИРСКОЕ ОТДЕЛЕНИЕ
А В Т О М Е Т Р И Я

№ 2 1971

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

УДК 62-506 : 621.396.988.1

И. В. СЕМУШИН
(Ленинград)

ПРИМЕНЕНИЕ АКТИВНОЙ САМОНАСТРОЙКИ В КОМПЛЕКСНОЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЕ

Введение. Одним из средств повышения точности измерений, в частности при навигации летательных аппаратов, является комплексирование разнородных источников информации [1]. Дальнейшее рисширение возможностей комплексных систем заключается в применении принципа самонастройки. Известные преимущества в этом направлении обеспечивают замкнутые (так называемые активные) схемы самонастройки по минимуму некоторого функционала [2]. Целью работы является построение таких схем в комплексной системе, отличающейся от ранее рассмотренной [3] поступлением в систему фильтров сигналов со стационарными приращениями и меньшим объемом необходимой априорной информации.

Постановка задачи. Рассмотрим известную схему [4] радиодопплеровского измерителя расстояния с дискретными фильтрами H_1 и H_2 (рис. 1). Дискретные значения скорости $v(t)=\dot{s}(t)$ и координаты $s(t)$

$$x_1(kT)=v(kT)+n_1(kT);\ x_2(kT)=s(kT)+n_2(kT), \tag{1}$$

измеряемые с ошибками $n_1(t)$ и $n_2(t)$, преобразуются в соответствии с выражениями:

$$\begin{gathered} y_1(kT, c_1)=\sum_{l=0}^{\infty} H_1(lT, c_1)\, x_1(kT-lT); \\ y_2(kT, c_2)=\sum_{l=0}^{\infty} H_2(lT, c_2)\, x_2(kT-lT); \\ y(kT, \vec{c})=y_1(kT, c_1)+y_2(kT, c_2), \end{gathered} \tag{2}$$

где $H_1(lT, c_1)$, $H_2(lT, c_2)$ — весовые функции фильтров H_1 и H_2, зависящие от векторов параметров $c_1=(c_{11}, \ldots, c_{1N_1})$, $c_2=(c_{21}, \ldots, c_{2N_2})$; $\vec{c}=(c^1, c_2)$ — составной вектор параметров.

При измерении отклонений от некоторого известного режима скорость $v(t)$ можно считать стационарной случайной функцией; при этом $s(t)$ оказывается процессом со стационарными приращениями [4]. Пусть вся априорная информация о входных сигналах задана в виде условий:

$$R_{vv}(\tau)=\mathrm{M}\{v(t-\tau)\, v(t)\}=\sum_{i=1}^{m} \sigma_i e^{-\alpha_i |\tau|};\ \sigma_i \gtrless 0;\ \mathrm{Re}\,\alpha_i>0; \tag{3}$$

$$R_{n_2 n_2}(\tau) = \mathrm{M}\{n_2(t-\tau)\, n_2(t)\} = 0;\ (1+r)T \leqslant |\tau| < \infty;\ 0 \leqslant r < \infty, \qquad (4)$$

где M — символ математического ожидания; α_i, m и r заданы; причем ошибки измерения стационарны и некоррелированы как между собой, так и с сигналом $s(t)$. Ошибка и функционал качества фильтрации соответственно равны:

$$e(kT, c) = s(kT + LT) - y(kT, \vec{c});\ L \geqslant 0; \qquad (5)$$

$$I(\vec{c}) = \mathrm{M}\{e^2(kT, \vec{c})\} \qquad (6)$$

(LT — интервал экстраполяции).

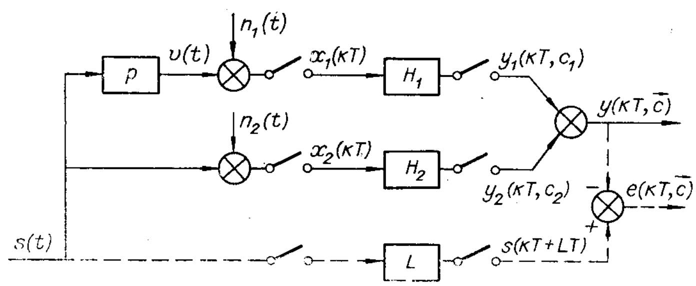

Рис. 1. Схема радиодопплеровского измерителя расстояния.

При таких широких предположениях относительно характера и объема априорных сведений известные способы активной самонастройки фильтров [2] становятся невозможными, так как уже не обеспечивают наблюдаемость реализаций величины или градиента функционала (6). Поэтому прежде всего поставим задачу нахождения некоторых наблюдаемых реализаций $\varepsilon(kT, \vec{c})$ для оценки величины или градиента такого функционала

$$I_{\text{в}}(\vec{c}) = \mathrm{M}\{\varepsilon^2(kT, \vec{c})\}, \qquad (7)$$

который удовлетворял бы условию

$$\nabla I(\vec{c}) = \nabla I_{\text{в}}(\vec{c}) \qquad (8)$$

равенства градиентов, т. е. достигал минимума одновременно с функционалом качества (6).

Решение задачи. Исходя из условия (3), рассмотрим процесс $s(kT)$ как компоненту некоторого $(m+1)$-мерного марковского процесса, формируемую в соответствии с уравнением

$$\sum_{j=0}^{m+1} p_j s(kT - jT) = \sum_{j=0}^{m} q_j \xi(kT - jT)\ (p_0 = 1), \qquad (9)$$

где

$$p_j = (-1)^j \sum_{\substack{i_1, \ldots, i_j = 1 \\ (i_1 < \ldots < i_j)}}^{m+1} d_{i_1} \cdots d_{i_j}\ (j = 1, 2, \ldots, m+1); \qquad (10)$$

$$d_i = e^{-\alpha_i T}\ (i = 1, 2, \ldots, m);\ d_{m+1} = 1 -$$

известные величины; q_j — неизвестные коэффициенты, зависящие как от α_i, так и от σ_i;

$$R_{\xi\xi}(\Delta T) = \mathrm{M}\{\xi(kT - \Delta T)\, \xi(kT)\} = \delta_{0,\Delta} = \begin{cases} 1; & \Delta = 0; \\ 0; & \Delta \neq 0. \end{cases} \qquad (11)$$

Уравнения (9) и (10) получаются в результате известной процедуры факторизации

$$\Phi_{ss}(z) = H_s(z^{-1}) H_s(z) \tag{12}$$

дискретной спектральной плотности $\Phi_{ss}(z)$ процесса $s(t)$, определяемой в предельном смысле [4] из условий:

$$\Phi_{ss}(z) = Z\{\Phi_{ss}(p)\};\ \Phi_{ss}(p) = \lim_{\alpha\to 0}\frac{1}{\alpha^2 - p^2}\Phi_{vv}(p) = -\frac{1}{p^2}\Phi_{vv}(p);$$

$$\Phi_{vv}(p) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{vv}(\tau)e^{-p\tau}d\tau = \sum_{i=1}^{m}\frac{2\sigma_i\alpha_i}{(\alpha_i - p)(\alpha_i + p)},$$

где Z — символ z-преобразования; p — оператор Лапласа.

Отсюда и из (12) обычным способом могут быть также найдены передаточная $H_s(z)$ и весовая $H_s(lT)$ функции формирующего фильтра

$$s(kT) = \sum_{l_1=0}^{\infty} H_s(l_1T)\,\xi(kT - l_1T), \tag{13}$$

отвечающего уравнению (9). Аналогично

$$v(kT) = \sum_{l_1=0}^{\infty} H_v(l_1T)\,\xi(kT - l_1T), \tag{14}$$

где $H_v(l_1T)$ — весовая функция фильтра, формирующего сигнал $v(kT)$, равная обратному z-преобразованию его передаточной функции $H_v(z)$, определяемой из условий:

$$\Phi_{vv}(z) = H_v(z^{-1}) H_v(z);\ \Phi_{vv}(z) = Z\{\Phi_{vv}(p)\}.$$

Предлагаемое решение задачи основано на ряде преобразований уравнения (9). Записывая (9) в операторной форме

$$P(z)s(kT) = Q(z)\xi(kT);$$

$$P(z) = \sum_{j=0}^{m+1} p_j z^{-j};\ Q(z) = \sum_{j=0}^{m} q_j z^{-j} \tag{15}$$

[z^{-1} — элементарный оператор задержки вида $z^{-1}x(kT) = x(kT - T)$] и умножая (15) на

$$W(z) = \sum_{i=0}^{r} w_i z^{-i}\ (w_0 = 1),$$

получим:

$$A(z)s(kT) = B(z)\xi(kT);$$

$$A(z) = \sum_{i=0}^{m+r+1} a_i z^{-1};\quad a_i = \sum_{j=0}^{m+1} p_j w_{i-j};$$

$$B(z) = \sum_{i=0}^{m+r} b_i z^{-i};\quad b_i = \sum_{j=0}^{m} q_j w_{i-j}.$$

Отсюда при выборе w_i из решения системы уравнений

$$Uw = d,$$

где

$$U = \|u_{kl}\|_{r\times r};\quad u_{kl} = p_{m+k-l};$$

$$d = (-p_{m+1}, 0, \dots, 0);\quad w = (w_1, w_2, \dots, w_r);$$

$w_i = 0$ при $i < 0$, $i > r$; $p_j = 0$ при $j < 0$, $j > m + 1$, найдем

$$\left(\sum_{i=0}^{m} a_i z^{-i} + a_{m+r+1} z^{-(m+r-1)}\right) s(kT) = \sum_{i=0}^{m+r} b_i z^{-1} \xi(kT). \tag{16}$$

Прибавляя к обеим частям уравнения (16) выражение

$$\sum_{i=0}^{m} a_i z^{-i} n_2(kT) + a_{m+r+1} z^{-(m+r+L+1)} y(kT)$$

и умножая результат на a_{m+r+1}^{-1}, с учетом (1), (5), выделим из полученного равенства процесс

$$f(kT, \vec{c}) = \sum_{i=0}^{m} g_i x_2(kT - iT) + y(kT - mT - rT - LT - T); \;\; g_i = a_{m+r+1}^{-1} a_i,$$

равный сумме $f(kT, \vec{c}) = f_1(kT, \vec{c}) + f_2(kT)$ двух процессов:

$$f_1(kT, \vec{c}) = -e(kT - mT - rT - LT - T, \vec{c}); \tag{17}$$

$$f_2(kT) = \sum_{i=0}^{m} g_i n_2(kT - iT) + a_{m+r+1}^{-1} \sum_{i=0}^{m} b_i \xi(kT - iT), \tag{18}$$

первый из которых есть задержанное значение ошибки фильтрации, а второй не зависит от характеристик (параметров) фильтра. Покажем далее, что взаимный корреляционный момент

$$R = \mathrm{M}\{f_1(kT, \vec{c}) f_2(kT)\}$$

полученных таким образом составляющих (17) и (18) равен нулю. Действительно, из (1), (2), (4), (5), (11), (13), (14), (17) и (18) следует:

$$R = \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{i=0}^{m} H_2(lT) g_i R_{n_2 n_2}(\Delta_1 T) + a_{m+r+1}^{-1} \left[\sum_{l=0}^{\infty} H_1(lT) \sum_{i=0}^{m} b_i \sum_{l_1=0}^{\infty} H_v(l_1 T) \times \right.$$

$$\times R_{\xi\xi}(\Delta_2 T) + \sum_{l=0}^{\infty} H_2(lT) \sum_{i=0}^{m} b_i \sum_{l_1=0}^{\infty} H_S(l_1 T) R_{\xi\xi}(\Delta_2 T) -$$

$$\left. - \sum_{l_1=0}^{\infty} H_S(l_1 T) \sum_{i=0}^{m} b_i R_{\xi\xi}(\Delta_3 T) \right],$$

где
$\Delta_1 T = (m + r + L + l - i + 1) T \geqslant (r + L + 1) T$; $\Delta_2 T = (m + r + L + l + l_1 - i + 1) T \geqslant (r + L + 1) T$; $\Delta_3 T = (m + r + l_1 - i + 1) T \geqslant (r + 1) T$.

Отсюда и из (4), (11) находим $R=0$. Это и стационарность процесса (5) обеспечивают выполнение требуемого условия (8), если в выражении (7) считать $\varepsilon(kT, \vec{c}) = f(kT, \vec{c})$.

Таким образом, искомый наблюдаемый процесс $\varepsilon(kT, \vec{c})$ может быть принят в виде

$$\varepsilon(kT, \vec{c}) = G x_2(kT) + Z y(kT), \tag{19}$$

где операторы $G = \sum_{i=0}^{m} g_i z^{-i}$, $Z = z^{-(m+r+L+1)}$ полностью определены.

Алгоритмы самонастройки. Как видно, изложенный способ построения процесса (19) не зависит от выбора весовых функций $H_1(lT, c_1)$ и $H_2(lT, c_2)$ фильтров. В частном случае, полагая

$$y(kT) = \vec{c}^{\,\mathrm{T}} \vec{\varphi}(kT); \quad \vec{\varphi}(kT) = (\varphi_1(kT), \varphi_2(kT));$$

$$\varphi_1(kT) = \sum_{l=0}^{\infty} h_1(lT) x_1(kT - lT); \quad \varphi_2(kT) = \sum_{l=0}^{\infty} h_2(lT) x_2(kT - lT);$$

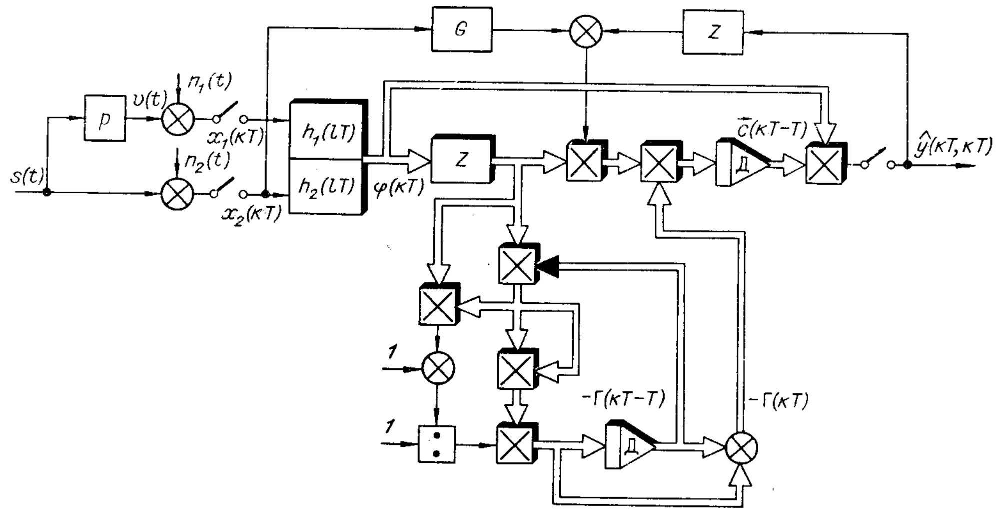

Рис. 2. Структурная схема оптимально настраивающейся комплексной системы (Д — дискретный интегратор; двойные линии обозначают векторные связи, зачерненная стрелка — инвертирование знака).

$$h_1(lT) = (h_{11}(lT), \ldots, h_{1N_1}(lT)); \; h_2(lT) = (h_{21}(lT), \ldots, h_{2N_2}(lT))$$

($h_1(lT)$, $h_2(lT)$ — заданные весовые вектор-функции), дискретный алгоритм обучения [2] получим в виде

$$\vec{c}(kT) = \vec{c}(kT - T) - \Gamma(kT)\,[(Gx_2(kT) + Z\hat{y}(kT, kT))\,Z\vec{\varphi}(kT)], \quad (20)$$

где $\Gamma(kT)$ — матрица размером $(N_1+N_2)\times(N_1+N_2)$, а $\hat{y}(kT, kT) = \vec{c}^{\,\mathrm{T}}(kT - T)\,\vec{\varphi}(kT)$. Оптимальное значение $\Gamma(kT)$ при этом определим [2] в рекуррентной форме

$$\Gamma(kT) = \Gamma(kT - T) - \frac{[\Gamma(kT - T)\,Z\vec{\varphi}(kT)]\,[\Gamma(kT - T)\,Z\vec{\varphi}(kT)]^{\mathrm{T}}}{1 + Z\vec{\varphi}^{\,\mathrm{T}}(kT)\,\Gamma(kT - T)\,Z\vec{\varphi}(kT)},$$

которая вместе с (20) дает способ практической реализации активной самонастройки фильтров в комплексной измерительной системе (рис. 2).

Выводы. Из проведенного анализа видно, что рассмотренный способ самонастройки может быть применен в любой комплексной системе, содержащей хотя бы один измеритель сигнала $s(t)$, входящего в выражение (5) ошибки преобразования (в данном случае позиционный измеритель).

ЛИТЕРАТУРА

1. Г. П. Астафьев, В. С. Шебшаевич, Ю. А. Юрков. Радиотехнические средства навигации летательных аппаратов. М., «Советское радио», 1962.
2. Я. З. Цыпкин. Основы теории обучающихся систем. М., «Наука», 1970.
3. И. В. Семушин. Многоканальный адаптивный фильтр активного типа.— ИВУЗ, Приборостроение, 1969, № 10.
4. В. Я. Катковник. Синтез двухканальной системы оптимальной обработки информации.— Труды Ленинградского политехнического института, № 235. Л., 1964.

Поступила в редакцию
2 декабря 1970 г.