УДК 681.51

Р. Д. Ахметсафин, Р. З. Ахметсафина

ОБРАТНОЕ *Z*-ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ПРИ ИДЕНТИФИКАЦИИ ДИСКРЕТНЫХ СИСТЕМ С ЗАПАЗДЫВАНИЕМ

Предлагается алгоритм текущей идентификации дискретной системы с переменным запаздыванием, состоящей из идеального импульсного элемента, экстраполятора нулевого порядка и линейной непрерывной части. Основу алгоритма составляет оценка параметра смещения решетчатой функции (дробной части значения параметра запаздывания) при обратном модифицированном *Z*-преобразовании исходя из условия равенства нулю переходного процесса непрерывной части в точке запаздывания.

Ключевые слова: *идентификация, запаздывание, обратное модифицированное Z-преобразование.*

Введение. Рекуррентный метод наименьших квадратов (РМНК, англ. RLS — Reqursive Least Squares) [1, 2] широко применяется для параметрической идентификации в реальном масштабе времени (адаптивная или текущая идентификация, самонастройка) дискретных систем (ДС), описываемых регрессионной моделью

$$y(k) = -\sum_{i=1}^{n} a_i y(k-i) + \sum_{i=0}^{n} b_i x(k-i-d) + v(k),$$

где $x(k)$, $y(k)$ — входной и выходной сигналы; $v(k)$ — аддитивная помеха с нулевым средним и конечной дисперсией; n — порядок модели; d — запаздывание.

Основные соотношения РМНК:

$$\theta(k+1) = \theta(k) + \gamma(k)[y(k-1) - \Psi^T(k+1)\theta(k)]; \qquad (1)$$

$$\gamma(k) = \frac{1}{\Psi^T(k+1)P(k)\Psi(k+1)+\lambda} P(k)\Psi(k+1);$$

$$P(k+1) = \frac{1}{\lambda}[\mathbf{I} - \gamma(k)\Psi^T(k+1)]P(k),$$

где $\theta(k)$ — вектор коэффициентов регрессии:

$$\theta(k) = \left[a_1 \ldots a_n \; b_0 \ldots b_n\right]^T; \qquad (2)$$

$\Psi(k)$ — вектор данных:

$$\Psi(k) = \left[-y(k-1) \ldots - y(k-l) x(k-d) \ldots x(k-d-n)\right]^T; \qquad (3)$$

$P(k)$ — обратная матрица ковариаций; $\gamma(k)$ — вектор коррекции; λ — числовой коэффициент, определяющий демпфирование алгоритма (фактор „забывания“) [1].

Если порядок n или запаздывание d заданы некорректно по отношению к динамическим свойствам объекта управления, то это приводит к следующему:

— смещению оценок вектора параметров $\theta(k)$ и потере устойчивости модели;

— потере сходимости оценок вектора параметров $\theta(k)$;

— невозможности достижения показателей качества системы управления и потере ее устойчивости.

Обзоры публикаций, посвященных идентификации объектов управления с запаздыванием по входу, выходу и состоянию, приведены в работах [3, 4]. Исследования по текущей идентификации дискретных систем с запаздыванием с применением РМНК также имеют давнюю историю — см., например, обзоры [5, 6]. Из российских публикаций следует выделить работу [7], где решается задача синтеза адаптивного идентификатора переменного запаздывания (получено рекуррентное соотношение) с использованием линейной прогнозирующей модели при допущении о том, что известны границы изменения параметра запаздывания и весовая функция объекта, а также работу [8], где для оценки запаздывания ДС предлагается варьировать интервал квантования.

Для определения неизвестного запаздывания необходимо дополнительное уравнение, и во всех известных работах такое уравнение выводится на основе минимизации квадрата ошибки модели: $e(k,d) = y(k \mid d) - y(k)$, где $y(k|d)$ — выходной сигнал модели при значении запаздывания d.

Применительно к РМНК сумму квадратов ошибок или невязок RSS (Residual Sum of Squares) можно поставить в зависимость от d [1, 2]:

$$\mathrm{RSS}(k,d) = \sum_{t=0}^{k} \lambda^{k-t} e^2(t,d) = \lambda \mathrm{RSS}(k-1,d) + e^2(k,d) = s_y(k) - F^T(k,d) R^{-1}(k,d) F(k,d), \quad (4)$$

где скаляр $s_y(k) = \lambda s_y(k-1) + y^2(k)$ — сумма квадратов выходов; $R(k,d)$ — матрица ковариаций:

$$R(k,d) = \lambda R(k-1,d) + \Psi(k,d)\Psi^T(k,d); \quad (5)$$

$F(k,d)$ — вектор измерений:

$$F(k,d) = \lambda F(k-1,d) + \Psi(k,d) y(k). \quad (6)$$

Неизвестный параметр d определяется минимизацией уравнения (4) или близких ему выражений. Для этого при известных ограничениях

$$d_{\min} \le d \le d_{\max} \quad (7)$$

на каждом шаге самонастройки системы формируются максимальные вектор данных, вектор измерений и матрица ковариаций:

$$\Psi_{\max}(k) = \left[-y(k-1)\ldots - y(k-n) x(k-d_{\min})\ldots x(k-d_{\max}-n)\right]^T;$$

$$F_{\max}(k) = \lambda F_{\max}(k-1) + \Psi_{\max}(k) y(k);$$

$$R_{\max}(k) = \lambda R_{\max}(k-1) + \Psi_{\max}(k)\Psi^T_{\max}(k), \quad (8)$$

элементы которых служат „строительным материалом“ для любых матриц и векторов в выражении (4) из диапазона (7).

Для такого подхода характерны следующие проблемы:

— неявная зависимость RSS от запаздывания d (4) обусловливает необходимость определения оценки запаздывания с использованием различных методов оптимизации (градиентных, инструментальных переменных, генетических алгоритмов и др.) или простого перебора [5—15];

— дискретное изменение значения запаздывания в вычислительной схеме RLS — РМНК обусловливает начальное смещение оценки вектора параметров $\theta(k+1)$ на следующем шаге самонастройки, так как эта оценка определяется для нового запаздывания d (в соответствии с перестроенными векторами $\gamma(k)$ и $\Psi(k)$), а оценка $\theta(k)$ получена еще для прежнего запаздывания (1); смещение постепенно устраняется в ходе самонастройки на последующих шагах с учетом фактора „забывания“ (что может оказаться критичным для систем управления) [5, 6, 9—15];

— ограничения (7) определяют порядок квадратной матрицы $R_{\max}(k)$, что может потребовать значительных ресурсов для ее хранения и оптимизации (4).

Наиболее корректным по формализации задачи текущей идентификации линейных систем с переменным запаздыванием до сих пор представляется сформулированный в работе [16] подход, где перечисленные проблемы отсутствуют. Принципиальное отличие данного подхода заключаются в том, что запаздывание определяется не минимизацией квадрата ошибки модели, а при обратном Z-преобразовании.

Постановка задачи. Рассмотрим задачу текущей идентификации дискретной системы с переменным запаздыванием, состоящей из идеального импульсного элемента, экстраполятора нулевого порядка и непрерывной части (рис. 1). Запаздывание относится к непрерывной части (НЧ), передаточная функция (ПФ) которой в S-области имеет следующий вид:

$$W^*(s) = \frac{B^*(s)}{A^*(s)} e^{-\tau s} = \frac{\sum_{i=0}^{p} b_i^* s^i}{s^n + \sum_{i=0}^{n-1} a_i^* s^i} e^{-\tau s} = \frac{B^*(s) e^{-\tau s}}{s^{r_1 - 1} \prod_{i=2}^{l} (s - s_i)^{r_i}}, \tag{9}$$

где a_i^*, b_i^* — вещественные коэффициенты; τ — запаздывание; $s_1=0$, $s_2,\ldots,$ s_l — не равные друг другу полюсы дроби; p, n, r_i — натуральные числа ($p<n$).

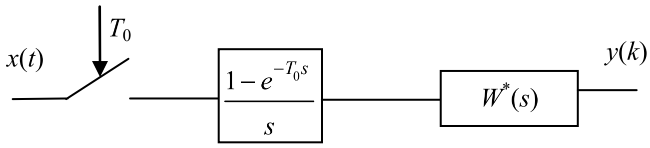

Рис. 1

Передаточная функция ДС в Z-области связана с ПФ НЧ прямым Z-преобразованием и имеет вид [2, 14, 15]

$$W(z) = \frac{z-1}{z} Z\left\{\frac{W^*(s)}{s}\right\} = \frac{B(z)}{A(z)} z^{-c} = \frac{\sum_{i=0}^{n} b_i z^{n-i}}{z^n + \sum_{i=1}^{n} a_i z^{n-i}} z^{-c} = \frac{B(z) z^{-c}}{(z-1)^{r_1 - 1} \prod_{i=2}^{l} (z - z_i)^{r_i}}, \tag{10}$$

где a_i, b_i— вещественные коэффициенты (составляют элементы вектора (1) при идентификации); c, l, n, r_i — натуральные числа ($d \ge 1$, $l \le n$, $\Sigma r_i = n+1$); $z_1=1$, $z_2,\ldots,$ z_l — не равные друг другу полюсы дроби.

Так как в задаче текущей идентификации определяется вектор параметров ПФ ДС, то формально задача оценки неизвестного запаздывания τ сводится к обратному Z-преобразованию.

В дискретной системе запаздывание НЧ представляется в виде целого числа интервалов квантования (T_0). Запаздывание представляется как $\tau = (d+m-1)T_0 = (d-\varepsilon)T_0$ [17, 18], где $m \in [0,1)$, $\varepsilon \in (0,1]$ — дробные числа, d — целое. В литературе для дробной части значения параметра запаздывания (“delay parameter”), или параметра смещения решетчатой функции, используются оба обозначения — m и ε [17—19], которые связаны между собой соотношением $m=1-\varepsilon$. Дробная часть значения параметра запаздывания в модели не выделяется и учитывается в числителе ПФ ДС при модифицированном Z-преобразовании.

Модифицированное Z-преобразование рассматриваемой дискретной системы

$$H(z) = \frac{z}{z-1} \frac{B(z)}{A(z)} = Z_\varepsilon \left\{ \frac{1}{s} \frac{B^*(s)}{A^*(s)} \right\} = Z_\varepsilon \{H^*(s)\},$$

а обратное модифицированное Z-преобразование —

$$H^*(s) = Z_\varepsilon^{-1} \{H(z)\}. \tag{11}$$

В общем случае, при известном параметре смещения, обратное модифицированное Z-преобразование (11) содержит простые дроби (с учетом кратных и комплексно-сопряженных полюсов) [15, 16]:

$$H(z)=\sum_{i=1}^{l}\sum_{j=0}^{r_i-1}\frac{G_{ji}}{(z^{-1}-z_i^{-1})^{j+1}};\quad H^*(s)=\sum_{i=1}^{l}\sum_{j=0}^{r_i-1}\frac{D_{ji}}{(s-s_i)^{j+1}};\ s_i=\ln(z_i)/T_0,$$

где G_{ji}, D_{ji} — параметры системы.

При текущей параметрической идентификации на каждом шаге самонастройки оценивается вектор параметров $\theta(k)$ ПФ ДС при уже известном запаздывании d. Параметр смещения ε не известен, а следовательно, и запаздывание τ не определено с точностью дробной части. Для модели FOLPD (First Order Lag Plus Delay — звено первого порядка с запаздыванием) попытки решения этой проблемы предпринимались в работах [6, 12, 14], однако общее решение найдено не было.

Оценка параметра смещения при обратном модифицированном *Z*-преобразовании. Дополнительное уравнение для параметра ε предлагается вывести исходя из структурного свойства ПФ НЧ, которая является дробно-рациональной функцией (9), и через обратное преобразование Лапласа:

$$L^{-1}\left\{H^*(s)\right\}\Big|_{t=0}=h^*(+0). \tag{12}$$

Переходный процесс без учета запаздывания должен начинаться с нуля, поэтому $h^*(+0)=0$.

Выразим уравнение (12) через известные параметры $H(z)$. Для этого разложим $H(z)$ в степенной ряд:

$$H(z)=\sum_{k=0}^{\infty}h_k z^{-k},$$

где коэффициенты h_k определяются как

$$h_k=\frac{\mathrm{d}^k H(z)}{\mathrm{d}(z^{-1})^k}\bigg|_{z^{-1}=0}=\sum_{i=1}^{l}\sum_{j=0}^{r_i-1}(-1)^{j+1}G_{ji}C_{k+j}^{k}z_i^{k+j+1}.$$

Далее запишем

$$C_{k+j}^{k}=\frac{1}{j!}\sum_{q=0}^{j}(-1)^{q+j}S(j+1,q+1)k^q,$$

где $S(j,q)$ — числа Стирлинга первого рода [20], что позволяет перегруппировать слагаемые, не зависящие от индекса k:

$$h_k=\sum_{i=1}^{l}\sum_{j=0}^{r_i-1}\left[(-1)^{j+1}\sum_{q=j}^{r_i-1}G_{qi}\frac{S(q+1,j+1)}{q!}z_i^{q+1}\right]k^j z_i^k=\sum_{i=1}^{l}\sum_{j=0}^{r_i-1}G_{ji}^*k^j z_i^k.$$

С другой стороны, коэффициенты h_k связаны с $H^*(s)$ соотношениями

$$h_k=L^{-1}\{H^*(s)\}\Big|_{t=(k+\varepsilon)T_0}=h^*((k+\varepsilon)T_0)=\sum_{i=1}^{l}\sum_{j=0}^{r_i-1}D_{ji}\frac{[(k+\varepsilon)T_0]^j}{j!}z_i^{k+\varepsilon},$$

которые можно переписать следующим образом:

$$h_k=\sum_{i=1}^{l}\sum_{j=0}^{r_i-1}\left[z_i^{\varepsilon}\sum_{q=j}^{r_i-1}D_{qi}\frac{C_q^j}{q!}T_0^q\varepsilon^{q-j}\right]k^j z_i^k=\sum_{i=1}^{l}\sum_{j=0}^{r_i-1}G_{ji}^*k^j z_i^k.$$

Поскольку $h_k=h^*((k+\varepsilon)T_0)$, то формально для выражения (12) можно записать $h^*(0)=h_{-\varepsilon}$ или

$$F(\varepsilon)=\sum_{i=1}^{l}\sum_{j=0}^{r_i-1}G_{ji}^*(-\varepsilon)^j z_i^{-\varepsilon}=0. \tag{13}$$

Итак, получено дополнительное трансцендентное уравнение, связывающее известные параметры ПФ ДС с неизвестным значением параметра смещения ε. Уравнение решается численными методами.

В частном случае для инерционного звена первого порядка с запаздыванием (FOLPD) можно получить явную зависимость

$$\varepsilon = \ln\left(\frac{b_0 + b_1}{b_1 - a_1 b_0}\right) \Big/ \ln(-a_1),$$

а в случае когда числитель дроби (9) представлен в виде

$$B^*(s) = \sum_{i=0}^{n-p-1} b_i^* s^i, \quad p < n,$$

будет справедливо условие $h^{(p)}(+0) = 0$ или $F^{(p)}(\varepsilon) = 0$.

Соотношения

$$\left.\begin{aligned} & G_{ji}^* = (-1)^{j+1} \sum_{q=j}^{r_i-1} G_{qi} \frac{S(q+1, j+1)}{q!} z_i^{q+1}; \\ & G_{ji}^* = z_i^{\varepsilon} \sum_{q=j}^{r_i-1} D_{qi} \frac{C_q^j}{q!} T_0^q \varepsilon^{q-j}; \\ & i = \overline{1, l}; \quad \overline{j = 0, r_i - 1}, \end{aligned}\right\}$$

позволяют сформировать систему линейных уравнений для вектора коэффициентов $\mathbf{D}=\|D_{ji}\|$ при обратном модифицированном Z-преобразовании и вектора коэффициентов $\mathbf{G}=\|G_{ji}\|$ при прямом модифицированном Z-преобразовании ($\mathbf{G}\leftrightarrow\mathbf{G}^*\leftrightarrow\mathbf{D}$); алгоритмы разложения рациональной дроби на сумму простых дробей [21, 22] позволяют применять матричные операции к вектору параметров $\theta(k)$.

Вектор коэффициентов числителя уравнения (10) может быть определен по предложенному в работе [22] алгоритму как $\mathbf{b}=\mathbf{A}\cdot\mathbf{V}\cdot\mathbf{G}$, где $\mathbf{A}=\|a_{n-i-j}\|$ — квадратная матрица $(n+1)$-го порядка, состоящая из коэффициентов знаменателя дроби (10); $\mathbf{V}=\|\mathbf{V}_1\mathbf{V}_2\ldots\mathbf{V}_l\|$ — обобщенная матрица Вандермонда $(n+1)$-го порядка, состоящая из прямоугольных клеток:

$$\mathbf{V}_i = \left\| C_q^j s_i^{q-j} \right\|, \; q = \overline{0, n}, \; j = \overline{0, r_i - 1},$$

поэтому оператор $\theta\leftrightarrow\mathbf{G}$ формализуется.

Таким образом, при прямом и обратном модифицированном Z-преобразовании формализуется оператор $\theta\leftrightarrow\mathbf{D}$ или

$$\theta = Z(\varepsilon, \mathbf{D}), \quad \mathbf{D} = Z^{-1}(\varepsilon, \theta). \tag{14}$$

Рассмотрим ПФ ДС третьего порядка

$$W(z) = \frac{0{,}1832 + 0{,}2006 z^{-1} + 0{,}0355 z^{-2} - 0{,}0006 z^{-3}}{1 - 0{,}8377 z^{-1} + 0{,}1966 z^{-2} - 0{,}00995 z^{-3}} z^{-1}.$$

На рис. 2 представлен график функции $F(\varepsilon)$ в интервале $m\in[0,1)$. Параметр смещения определен численно по формуле (13) как ε=0,5 (m=0,5) при T_0=8. Соответствующая ПФ НЧ после обратного модифицированного Z-преобразования и построения рациональной дроби в S-области имеет порядок 2/3 и следующий вид:

$$W(s) = \frac{0{,}00476 + 0{,}02857 s + 0{,}03809 s^2}{0{,}00476 + 0{,}0952 s + 0{,}5762 s^2 + s^3} e^{-4s}.$$

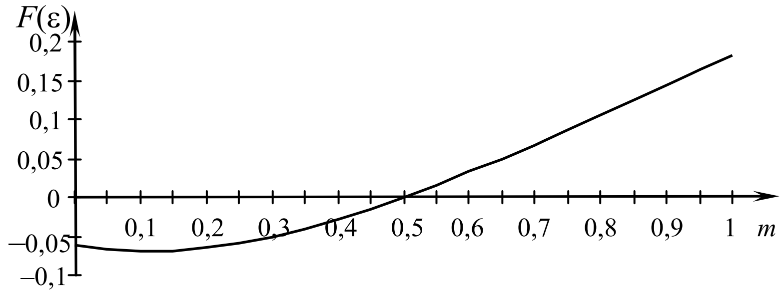

Рис. 2

Теперь рассмотрим ПФ ДС

$$W(z)=\frac{0,0292+0,2416z^{-1}+0,0773z^{-2}-0,0009z^{-3}}{1,0-0,8377z^{-1}+0,1966z^{-2}-0,00995z^{-3}}z^{-1}.$$

На рис. 3 представлены графики функций $F(\varepsilon)$, $F^{(1)}(\varepsilon)$ и $F^{(2)}(\varepsilon)$ (кривые *1*, *2*, *3* соответственно) в интервале $m\in[0,1)$. Параметр смещения определен численно по функции $F^{(2)}(\varepsilon)=0$ как ε=0,5 (m=0,5) при T_0=8. Соответствующая ПФ НЧ после обратного модифицированного Z-преобразования и построения рациональной дроби в S-области имеет порядок 0/3 и следующий вид:

$$W(s)=\frac{0,00476}{0,00476+0,0952s+0,5762s^2+s^3}e^{-4s}.$$

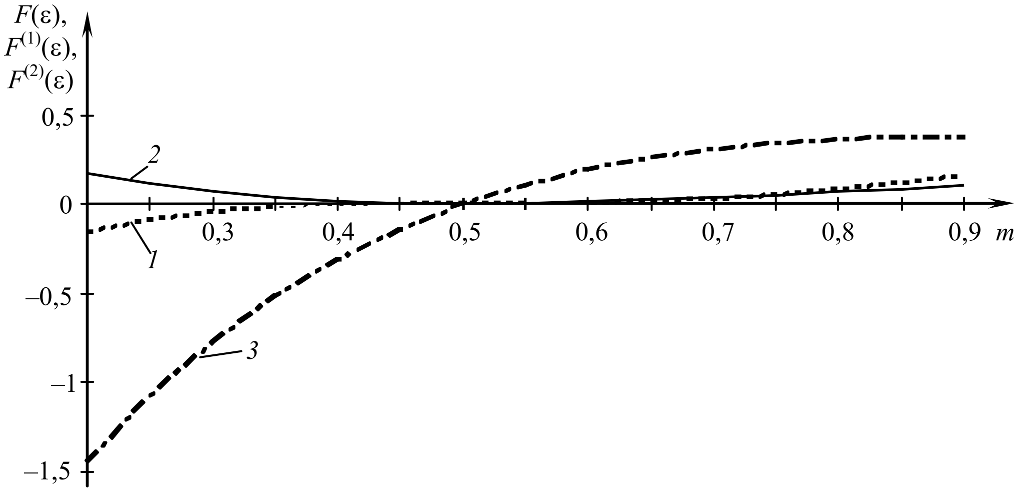

Рис. 3

Сформулируем допущения, на основе которых строится предлагаемый алгоритм идентификации.

1. Уравнение (13) имеет как минимум один действительный корень.

2. Если запаздывание d модели задано корректно, то по определению параметра смещения ε соответствующий корень уравнения (13) принадлежит интервалу (0,1], а соответствующее запаздыванию d значение RSS(k,d) (см. формулу (4)) минимально.

3. Уравнение (13) может не иметь решений на интервале (0,1] — это означает, что запаздывание d задано некорректно.

4. При отклонениях решения ε уравнения (13) от интервала (0,1] запаздывание d корректируется на величину целой части (1–ε), а скорректированная оценка принадлежит интервалу (0,1]:

$$T_0=d-\varepsilon;$$

$$d_{new}=d+\mathrm{floor}(1-\varepsilon)=\mathrm{floor}(T_0)+1, \quad (15)$$

$$\varepsilon_{new}=d_{new}-d+\varepsilon=d_{new}-T_0. \quad (16)$$

5. Новому значению ε_{new} соответствует новый вектор параметров $\theta_{\text{new}}(k)$, пересчет которого по $\theta(k)$ выполняется посредством обратного модифицированного Z-преобразования при ε, а затем — посредством прямого модифицированного Z-преобразования при ε_{new} (14):

$$\theta_{\text{new}}(k) = Z(\varepsilon_{\text{new}}, Z^{-1}(\varepsilon, \theta(k))) . \tag{17}$$

Такой пересчет позволяет устранить на следующих шагах самонастройки начальное смещение оценки вектора $\theta(k)$ при изменении запаздывания d.

6. Величина d_{new} стремится (сходится) к значению, корректному относительно текущих динамических свойств объекта управления, что обеспечивает сходимость оценок вектора $\theta_{\text{new}}(k)$.

7. Компенсацию значительного отклонения решения ε уравнения (13) от интервала (0,1] можно осуществить в несколько шагов самонастройки, т.е. возможно задать ограничение на скорость отслеживания запаздывания.

Сформулированные допущения определяют критерий изменения значения параметра запаздывания модели; далее необходимо привести в соответствие значению d_{new} основной параметр рекуррентной вычислительной схемы — обратную матрицу ковариаций.

Формирование матрицы ковариаций при изменении запаздывания. Запаздывание и порядок ПФ ДС относятся к структуре цифровой модели. Если структура изменяется, то параметрическая идентификация должна начинаться с формирования новой системы уравнений. Однако если известны ограничения (7), то любая матрица $R(k,d_{\text{new}})$ может быть получена из заранее сформированной матрицы $R_{\max}(k)$ (8) простым вычеркиванием лишних строк и столбцов. Далее, для вычислительной схемы РМНК $P(k,d_{\text{new}})=R^{-1}(k,d_{\text{new}})$.

Альтернативный вариант пересчета матрицы ковариаций рассматривается, когда ограничения (7) неизвестны или размерность матрицы $R_{\max}(k)$ (8) неприемлема для ее хранения.

В работе [16] представлен вариант пересчета матрицы $R(k,d)$ при изменении величины d на +1 и –1. Такое ограничение на скорость изменения запаздывания модели обосновывается демпфированием алгоритма самонастройки, а значительные изменения запаздывания объекта управления корректируются на ряде следующих шагов самонастройки.

Вычислительную схему РМНК представим в виде прямого (нерекуррентного) обращения ковариационной матрицы [1,2] и в дополнение к выражениям (5) и (6) запишем

$$R(k,d)\,\theta(k,d) = F(k,d) . \tag{18}$$

Пересчитаем матрицу ковариаций $R(k,d)$ в матрицу $R(k, d+1)$. Матрицы $R(k,d)$ и $R(k, d+1)$ содержат одинаковые блоки. Одинаковые блоки можно выделить и в матрицах $R(k–1, d)$ и $R(k, d+1)$. С учетом перекрытия блоков и симметричности матрицы ковариаций „не закрытым“ остается лишь один элемент матрицы $R(k, d+1)$ — $r_{2n+1,1}(k, d+1)$:

$$R(k,d+1) = \begin{bmatrix} A_1(k) & A_2(k,d) & \begin{matrix} r_{1,2n+1}(k,d+1) \\ B_{2,n+1}(k-1,d) \end{matrix} \\ \begin{matrix} A_2^T(k,d) \\ r_{2n+1,1}(k,d+1) \quad B_{2,n+1}^T(k-1,d) \end{matrix} & & B_3(k-1,d) \end{bmatrix} .$$

Этот элемент совпадает, исходя из выражений (3), (5) и (6), с последним элементом вектора $F(k–1, d)$, взятым со знаком минус:

$$r_{2n+1,1}(k,d+1) = r_{1,2n+1}(k,d+1) = -f_{2n+1}(k-1,d) ,$$

тогда, учитывая уравнение (18), его можно определить как

$$r_{2n+1,1}(k,d+1) = r_{1,2n+1}(k,d+1) = -R_{2n+1}(k-1,d)\theta(k-1,d) ,$$

где $R_{2n+1}(k–1, d)$ — последняя строка матрицы $R(k–1, d)$.

Аналогично при пересчете матрицы $R(k,d)$ в матрицу $R(k, d–1)$ в парах матриц $R(k,d)$, $R(k, d–1)$ и $R(k+1, d)$, $R(k, d–1)$ выделяются одинаковые блоки. С учетом перекрытия блоков и симметричности матрицы ковариаций „не закрытым“ также остается лишь один элемент матрицы $R(k, d–1)$ — $r_{n+1,n}(k, d–1)$:

$$R(k,d-1)=\begin{bmatrix} \tilde{A}_1(k) & \begin{matrix}\tilde{B}_{2,1}(k+1,d)\\ r_{n,n+1}(k,d-1)\end{matrix} & \tilde{A}_2(k,d) \\ \begin{matrix}\tilde{B}_{2,1}^T(k+1,d) & r_{n+1,n}(k,d-1)\end{matrix} & & \tilde{B}_3(k+1,d) \\ \tilde{A}_2^T(k,d) & & \end{bmatrix}.$$

Определение этого элемента более громоздко: исходя из уравнения (18)

$$R_{n+1}(k,d-1)\theta(k,d-1)=f_{n+1}(k,d-1)$$

при

$$f_{n+1}(k,d-1)=-r_{n+1,1}(k+1,d)=-r_{1,n+1}(k+1,d),$$

и с учетом выражений (3), (5) и (6) получим

$$r_{n+1,n}(k,d-1)=r_{n,n+1}(k,d-1)=$$

$$=-\frac{\left[r_{n+1,1}(k+1,d)+\sum_{i=1}^{n-1}r_{n+1,i}(k,d-1)\theta_i(k,d-1)+\sum_{i=n+1}^{2n+1}r_{n+1,i}(k,d-1)\theta_i(k,d-1)\right]}{\theta_n(k,d-1)}.$$

Векторы параметров $\theta(k, d+1)$ или $\theta(k, d–1)$ пересчитываются по $\theta(k, d)$ согласно выражению (17), векторы данных $\Psi(k, d+1)$ или $\Psi(k, d–1)$ (см. формулу (3)) формируются на каждом шаге самонастройки.

Итак, для формирования матрицы ковариаций при изменении запаздывания d на ±1 матрица $R_{\max}(k)$ не используется.

При коррекции d (и ε) по формулам (15) и (16) скорость отслеживания запаздывания $\partial\tau$ не должна превышать интервал квантования T_0:

$$\left|\partial\tau/T_0\right|\le 1.$$

Схема предлагаемого алгоритма коррекции параметров РМНК при текущей идентификации ДС с переменным запаздыванием представлена на рис. 4.

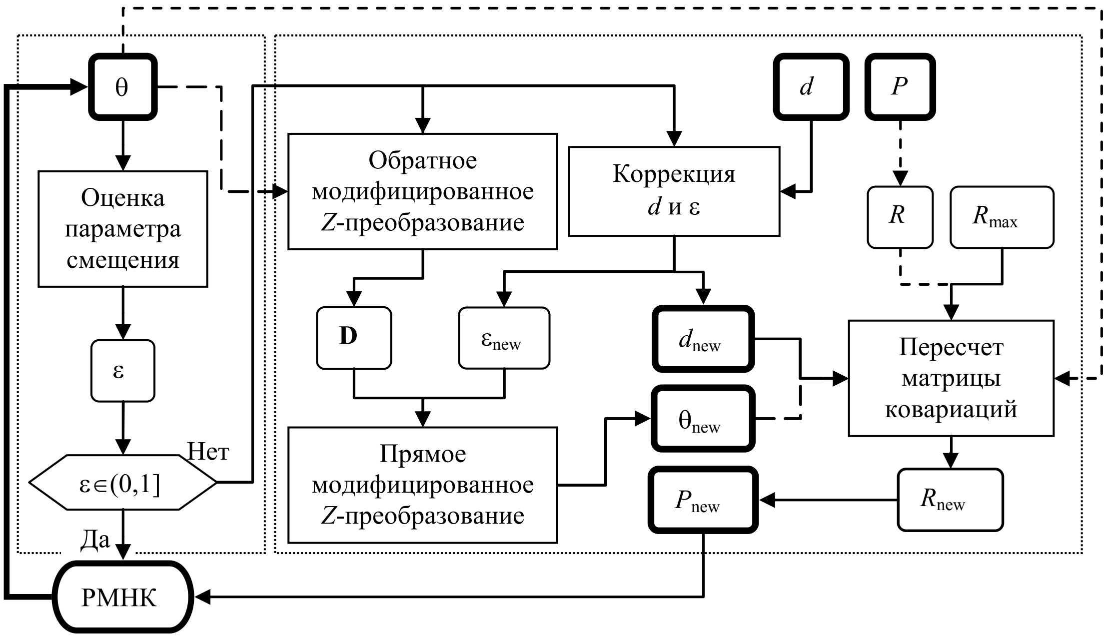

Рис. 4

Результаты вычислительного эксперимента. На рис. 5 представлены графики входного (*а*) и выходного (*б*) сигналов системы, а на рис. 6 — графики запаздывания НЧ „объекта“ (*а*) и оценки параметра смещения (*б*): запаздывание τ в „объекте управления“ с ПФ НЧ порядка 2/3

$$W(s)=\frac{0,00476+0,02857s+0,03809s^2}{0,00476+0,0952s+0,5762s^2+s^3}e^{-\tau s}$$

скачкообразно возросло на величину, равную двум интервалам квантования, — с $1,4T_0$ до $3,4T_0$, а затем скачкообразно снизилось на три интервала до $0,4T_0$. Фактор „забывания“ λ=0,99, T_0=8, отношение шум/ сигнал равно 0,1.

На рис. 7 представлены результаты вычислительного эксперимента (*а* — запаздывание, *б* — оценка) при линейных изменениях запаздывания в „объекте“ на $3T_0$ в течение 300 шагов (самонастройки).

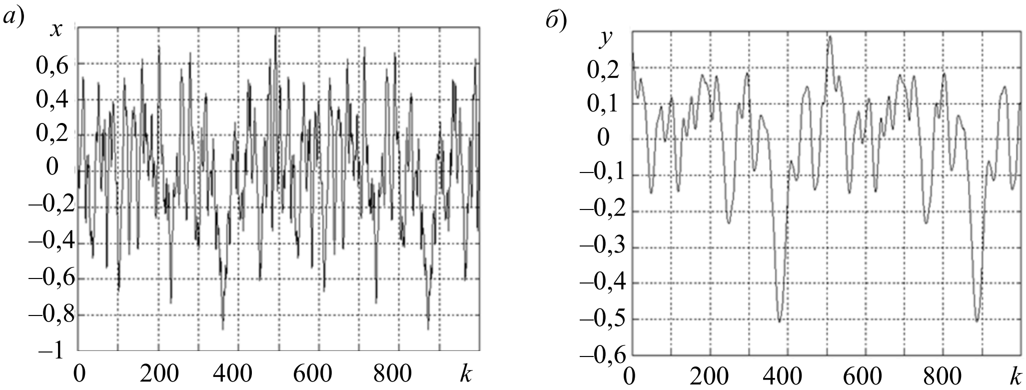

Рис. 5

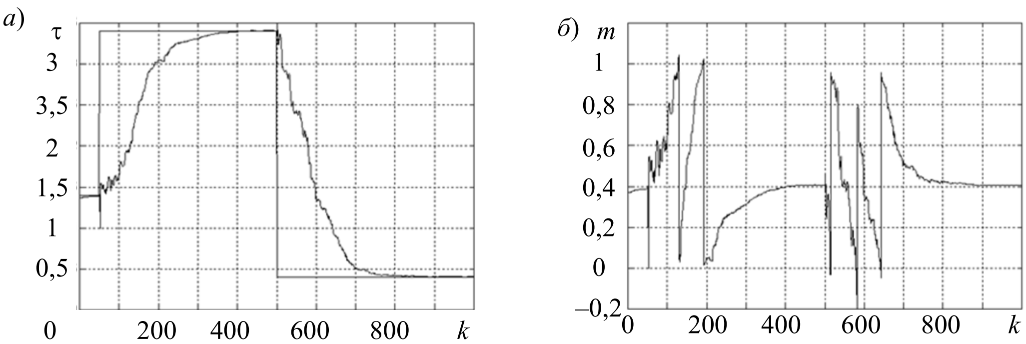

Рис. 6

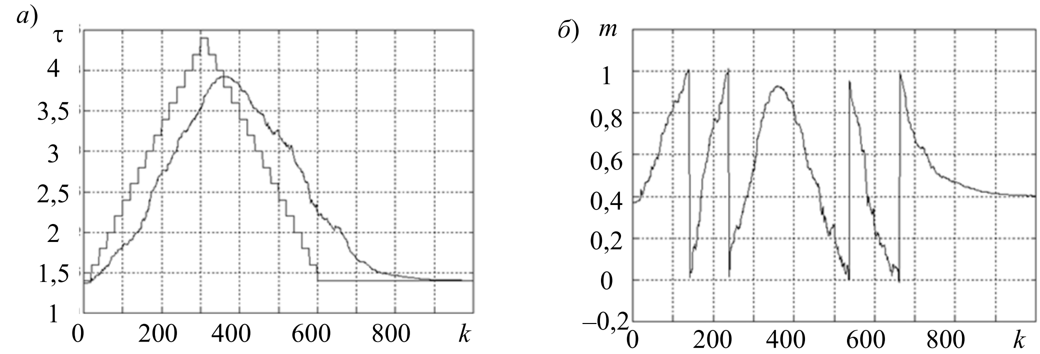

Рис. 7

Выводы. Предложен разработанный на основе рекуррентного метода наименьших квадратов алгоритм текущей идентификации объектов управления с переменным запаздыванием, описываемых дискретной системой, состоящей из идеального импульсного элемента, экстраполятора нулевого порядка и линейной непрерывной части.

Алгоритм не накладывает дополнительных ограничений на синтез систем управления и может применяться в замкнутом контуре [16], кроме того, алгоритм достаточно просто реализуется и не требует значительных вычислительных затрат.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Льюнг Л.* Идентификация систем. Теория для пользователя / Пер. с англ.; Под ред. *Я. З. Цыпкина*. М.: Наука, 1991. 432 с.
2. *Изерман Р.* Цифровые системы управления: Пер. с англ. М.: Мир, 1984. 541 с.
3. *Richard J. P.* Time-delay systems: an overview of some recent advances and open problems // Automatica. 2003. Vol. 39. P. 1667—1694.
4. *Björklund S.* A survey and comparison of time-delay estimation methods in linear systems // PhD Thes.: Division of Automatic Control. Linköping, Sweden, 2003.
5. *O'Dwyer A.* Time delayed process model parameter estimation: a classification of techniques // Proc. of UKACC Intern. Conf. on Control, Sept. 4—7, 2000. Cambridge, England, 2000.
6. *Roe J., Gao R., O'Dwyer A*. Identification of a time-delayed process model using an overparameterisation method // Proc. of the China — Ireland Intern. Conf. on Information and Communications Technologies (CIICT), DCU, Aug. 2007.
7. *Торгашов А. Ю.* Адаптивный идентификатор переменного технологического запаздывания // Тр. VII Междунар. конф. „Идентификация систем и задачи управления SICPRO'08“. М.: Ин-т проблем управления, 2008. С. 185—191.
8. *Карташов В. Я., Сахнин Д. Ю.* Структурно-параметрическая идентификация дискретных моделей объектов с запаздыванием для настройки регуляторов Смита // Управление, вычислительная техника и информатика: Изв. Томск. политехн. ун-та. 2007. Т. 311, № 5. С. 19—23.
9. *Yang Z.-J., Hachino T., Tsuji T.* On-line identication of continuous time-delay systems combining least-squares techniques with a genetic algorithm // Intern. J. of Control. 1997. Vol. 66(1). P. 23—42.
10. *Bedoui S., Ltaief M., Abderrahim K.* Representation of linear time delay systems: multimodel approach // Intern. J. of Sciences and Techniques of Automatic Control & Computer Engineering (IJ-STA). 2012. Vol. 6(1). P. 1692—1705.
11. *De la Sen M.* Robust adaptive control of linear time-delay systems with point time-varying delays via multiestimation //Applied Mathematical Modelling. 2009. Vol. 33(2). P. 959—977.
12. *Ren X. M., Rad A. B., Chan P. T., Lo W. L.* On-line identification of continuous-time systems with unknown time delay // IEEE Transact. on Automatic Control. 2005. Vol. 50(9). P. 1418—1422.
13. *Orlov Y., Belkoura L., Richard J. P., Dambrine M.* Adaptive identification of linear time-delay systems // Intern. J. on Robust and Nonlinear Control. 2003. Vol. 13(9). P. 857—872.
14. *Wong K. Y., Bayoumi M. M.* A self-tuning control algorithm for systems with unknown time delay // Proc. IFAC Identification and System Parameter Estimation Conf. 1982. P. 1193—1198.
15. *Kaur D., Dewan L.* Identification of delayed system using instrumental variable method // J. of Control Theory and Applications. 2012. Vol. 10(3). P. 380—384.
16. *Ахметсафин Р. Д., Брейкин Т. В., Куликов Г. Г., Файзуллин А. Н.* Идентификация параметров управляемого объекта с запаздыванием в замкнутом контуре // Изв. РАН. Теория и системы управления. 1999. № 3. С. 38—43.
17. *Цыпкин Я. З.* Теория линейных импульсных систем. М.: Физматгиз, 1963.
18. *Джури Э.* Импульсные системы автоматического регулирования: Пер. с англ. М.: Физматгиз, 1963. 455 с.
19. *Острем К., Виттенмарк Б.* Системы управления с ЭВМ: Пер. с англ. М.: Мир, 1987. 480 с.
20. *Липский В.* Комбинаторика для программистов: Пер. с польск. М.: Мир, 1988. 213 с.
21. *Литвинов А. П.* О машинном вычислении передаточных функций дискретных систем управления // Изв. вузов СССР. Приборостроение. 1973. Т. 16, № 12. С. 31—34.

22. *Chang F.-C., Mott H.* On the matrix related to the partial fraction expansion of a proper rational function // Proc. of the IEEE. 1974. Vol. 62(8). P. 1162—1163.

Сведения об авторах

Раис Дахиевич Ахметсафин — канд. техн. наук, доцент; ООО „Газпромгеоресурс“, Москва; заместитель начальника управления; E-mail: akhmetsafinrd@mail.ru

Римма Закиевна Ахметсафина — канд. техн. наук, доцент; Национальный исследовательский университет „Высшая школа экономики“, Москва; E-mail: rakhmetsafina@hse.ru

Рекомендована
НИУ „Высшая школа экономики“

Поступила в редакцию
06.03.13 г.

УДК 004.852, 004.931

П. Н. Дружков

УМЕНЬШЕНИЕ РАЗМЕРНОСТИ ПРИЗНАКОВЫХ ОПИСАНИЙ В ЗАДАЧЕ ДЕТЕКТИРОВАНИЯ ОБЪЕКТОВ НА ИЗОБРАЖЕНИЯХ

Предлагается модификация алгоритма детектирования объектов на изображениях методом бегущего окна, основанная на выборе подмножества признаков с помощью ансамблей деревьев решений. Приводятся результаты вычислительного эксперимента по сокращению времени детектирования при сохранении качества на примере гистограмм ориентированных градиентов в задаче детектирования пешеходов.

Ключевые слова: *детектирование объектов, детектирование пешеходов, гистограммы ориентированных градиентов, выбор признаков, деревья решений.*

Введение. Детектирование объектов на изображениях — одна из важнейших задач компьютерного зрения. Алгоритмы, используемые для решения данной задачи, лежат в основе современных интерфейсов взаимодействия с компьютерными системами и применяются, в частности, в робототехнике, следящих системах и т.д.

Перспективные алгоритмы детектирования основаны на извлечении из изображения (или его части) признаков, характеризующих наличие или отсутствие искомого объекта. На этой основе с помощью алгоритма классификации принимается решение о наличии объекта. В работах [1, 2] было показано, что одновременное использование нескольких признаковых описаний позволяет улучшить качество детектирования. Однако это приводит к резкому росту размерности решаемых задач, что увеличивает время настройки детектора и его дальнейшей работы. Таким образом, возникает задача понижения размерности, для решения которой используются алгоритмы извлечения (feature extraction) и отбора (feature selection) признаков.

Для автоматического извлечения и отбора признаков используются различные подходы. Среди них отметим методы генерирования новых признаков путем их проецирования на некоторые направления в пространстве признаков, например, найденные с помощью метода главных компонент или частичных наименьших квадратов [3]. Данные методы, успешно используемые при исследовании пространств высокой размерности, не позволяют, однако, сократить время детектирования. Подход, основанный на поиске значимых признаков в многомерных (вплоть до бесконечномерных) пространствах, предложен в работе [4]; алгоритм генерации признаков, описывающих части объектов, рассматривается в работе [5].

Постановка задачи и метод ее решения. Задача детектирования объектов на изображениях заключается в поиске положений всех объектов заданного класса, при этом под положением объекта понимаются координаты обрамляющего его прямоугольника. Входными