УДК 681.513

УПРАВЛЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКИМИ СТОХАСТИЧЕСКИМИ НЕСТАЦИОНАРНЫМИ ОБЪЕКТАМИ В УСЛОВИЯХ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ С АКТИВНЫМ НАКОПЛЕНИЕМ ИНФОРМАЦИИ

I. ДОСТОВЕРНО-ЭКВИВАЛЕНТНЫЙ ПОДХОД

АДОНИН О.В., БОДЯНСКИЙ Е.В., КОТЛЯРЕВСКИЙ С.В.

Рассматривается задача синтеза адаптивного регулятора для динамического стохастического нестационарного объекта, функционирующего в условиях априорной неопределенности. В основу синтеза положен принцип достоверной эквивалентности и методика локальной оптимизации. Введение в контур идентификации настраиваемого упредителя позволило получить более простую структуру закона управления по сравнению с известным регулятором Кларка-Гофтропа.

1. Постановка задачи

Пусть управляемый динамический объект описывается системой уравнений в пространстве состояний

$$\begin{cases} x(t+1) = A(\theta)x(t) + B(\theta)u(t) + w(t), \\ y(t) = C(\theta)x(t) + v(t), \end{cases} \tag{1}$$

где $x(t) - (n \times 1)$ — вектор состояний объекта в дискретный момент времени t ($t = 0, 1, 2, ...$); $u(t)$ — скалярное управляющее воздействие; $y(t) - (p \times 1)$ — вектор наблюдаемых сигналов объекта; $A(\theta), B(\theta), C(\theta) - (n \times n), (n \times 1), (p \times n)$ - матрицы коэффициентов объекта, зависящие в общем случае от неизвестного и нестационарного вектора параметров θ; $w(t)$, $v(t) - (n \times 1), (p \times 1)$ — векторы случайных возмущений (помех) такие, что $M\{v(t)|F_t\} = 0$,

$$M\{w(t)w^T(t)|F_t\} = P_w(\theta) > 0,$$

$$M\{v(t)v^T(t)|F_t\} = P_v(\theta) > 0,$$

$$M\{w(t)v^T(t)|F_t\} = P_{wv}(\theta) > 0,$$

$F_t - \sigma$-алгебра согласования с процессом $\{x(0), x(1), ..., x(t), u(0), ..., u(t)\}$; вектор θ в общем случае имеет $n^2 + n + np + \frac{1}{2}n(n+1) + \frac{1}{2}p(p+1) + np = \frac{3}{2}n^2 + \frac{1}{2}p^2 + \frac{3}{2}n + \frac{1}{2}p + 2np$ неизвестных параметров.

Цель управления задается одношаговым критерием вида

$$I_t^{ce} = M\left\{\|x(t+1)\|_Q^2 + ru^2(t)|F_t\right\}, \tag{2}$$

где $Q = \mathrm{diag}(q_1, q_2, \ldots, q_n)$ – положительно определенная весовая матрица управления; r – неотрицательный весовой множитель.

Задача состоит в нахождении на каждом такте управления t управляющего сигнала $u(t)$, доставляющего минимум критерию оптимизации (2).

2. Преобразование структуры модели

Традиционный подход к синтезу управляющего устройства базируется на принципе стохастической эквивалентности. При этом задача решается в два этапа: оценивание состояния с помощью фильтра Калмана:

$$\begin{cases} \hat{x}(t+1,\theta) = A(\theta)\hat{x}(t,\theta) + B(\theta)u(t) + K(t,\theta) * \\ * (y(t) - C(\theta)\hat{x}(t,\theta)), \\ \hat{y}(t,\theta) = C(\theta)\hat{x}(t,\theta), \\ K(t,\theta) = (A(\theta)P_x(t,\theta)C^T(\theta) + P_{wv}(\theta)) * \\ * (C(\theta)P_x(t,\theta)C^T(\theta) + P_v(\theta))^{-1}, \\ P_x(t+1,\theta) = A(\theta)P_x(t,\theta)A^T(\theta) + P_w(\theta) - \\ - K(t,\theta)(C(\theta)P_x(t,\theta)C^T(\theta) + P_v(\theta))K^T(t,\theta) = \\ = A(\theta)P_x(t,\theta)A^T(\theta) + P_w(\theta) - (A(\theta)P(t,\theta) * \\ * C^T(\theta) + P_{wv}(\theta))(C(\theta)P_x(t,\theta)C^T(\theta) + \\ + P_v(\theta))^{-1}(A(\theta)P_x(t,\theta)C^T(\theta) + P_{wv}(\theta))^T \end{cases} \tag{3}$$

и оптимизации критерия

$$I_t^{ce} = M\left\{\|\hat{x}(t+1)\|_Q^2 + ru^2(t)|F_t\right\} \tag{4}$$

вместо целевой функции (2).

Использование такого подхода возможно только в случае, когда вектор параметров θ априорно известен. Если же это не так, то наряду с оцениванием состояний необходимо идентифицировать в реальном времени вектор параметров θ, что значительно усложняет задачу.

Введем в рассмотрение обновляющую последовательность

$$e(t) = y(t) - C(\theta)\hat{x}(t,\theta) = C(\theta)(x(t) - \hat{x}(t,\theta)) + v(t) \tag{5}$$

и запишем соотношения (3) в обновляющей:

$$\begin{cases} \hat{x}(t+1,\theta) = A(\theta)\hat{x}(t,\theta) + B(\theta)u(t) + K(t,\theta)e(t), \\ y(t) = c(\theta)\hat{x}(t,\theta) + e(t), \\ M\{e(t)e^T(t)|F_t\} = P_e(t,\theta) = C(\theta)P_x(t,\theta)c^T(\theta) + \\ + P_v(\theta) \end{cases} \tag{6}$$

и прогнозирующей формах:

$$\begin{cases}(qI - A(\theta) + K(t,\theta)C(\theta))\hat{x}(t,\theta) = \\ = B(\theta)u(t) + K(t,\theta)y(t), \\ \hat{y}((t,\theta) = C(\theta)(qI - A(\theta) + K(t,\theta)C(\theta))^{-1}B(\theta) * \\ * u(t) + C(\theta)(qI - A(\theta) + K(t,\theta)C(\theta))K(t,\theta)y(t), \\ M\left\{(x(t) - \hat{x}(t,\theta))(x(t) - \hat{x}(t,\theta))^T\right\} = P_x(t,\theta).\end{cases} \quad (7)$$

Здесь q-оператор сдвига вперед такой, что

$$\begin{cases}qx(t) = x(t+1), \\ q^{-1}x(t) = x(t-1),\end{cases} \quad (8)$$

I-единичная матрица соответствующей размерности.

Используя соотношения (5)-(8), можно записать объект (1), представленный в пространстве состояний, в пространстве сигналов [1]:

$$\begin{cases}y(t) = G(q,\theta)u(t) + H(q,\theta)e(t), \\ G(q,\theta) = C(\theta)(qI - A(\theta))^{-1}B(\theta), \\ H(q,\theta) = C(\theta)(qI - A(\theta))^{-1}K(t,\theta) + I,\end{cases} \quad (9)$$

где $G(q,\theta), H(q,\theta) - (p \times 1)$ и $(p \times p) - \lambda$ -матрицы, зависящие от вектора параметров θ.

В принципе, с помощью тех или иных алгоритмов идентификации можно оценить значения параметров матриц $G(q,\theta)$ и $H(q,\theta)$ по наблюдениям за входами и выходами объекта, однако найти на их основании матрицы $A(\theta), B(\theta), C(\theta), K(t,\theta)$ невозможно, в связи с чем необходимо ввести следующие допущения:

– объект (1) представлен в канонической форме наблюдаемости [2]:

$$A(\theta) = \begin{pmatrix} -a_1 & \vdots & & & \\ -a_2 & \vdots & & I & \\ \vdots & \vdots & \dots & \dots & \dots \\ -a_n & \vdots & 0 & \dots & 0 \end{pmatrix}, \quad (10)$$

– наблюдается скалярный выходной сигнал $y(t)$ и

$$C = (1,0,\dots,0), \quad (11)$$

– матрицы $B(\theta)$ и $K(t,\theta)$ имеют вид

$$\begin{aligned} B(\theta) &= (b_1, b_2, \dots, b_n)^T, \\ K(t,\theta) &= (k_1, k_2, \dots, k_n)^T. \end{aligned} \quad (12)$$

Тогда

$$\begin{cases}G(q,\theta) = C(qI - A(\theta))^{-1}B(\theta) = \\ = \dfrac{b_1 q^{-1} + b_2 q^{-2} + \dots + b_n q^{-n}}{1 + a_1 q^{-1} + \dots + a_n q^{-n}}, \\ H(q,\theta) = C(qI - A(\theta))^{-1}K(t,\theta) + 1 = \\ = \dfrac{1 + c_1 q^{-1} + \dots + c_n q^{-n}}{1 + a_1 q^{-1} + \dots + a_n q^{-n}},\end{cases} \quad (13)$$

где

$$c_i = a_i + k_i,\ i = 1,2,\dots,n\ . \quad (14)$$

С учетом (10)-(14) уравнение объекта может быть записано в виде:

$$\begin{aligned} y(t) = &\frac{b_1 q^{-1} + \dots + b_n q^{-n}}{1 + a_1 q^{-1} + \dots + a_n q^{-n}} u(t) + \\ &+ \frac{1 + c_1 q^{-1} + \dots + c_n q^{-n}}{1 + a_1 q^{-1} + \dots + a_n q^{-n}} e(t), \end{aligned} \quad (15)$$

или

$$\begin{aligned} &(1 + a_1 q^{-1} + \dots + a_n q^{-n})y(t) = \\ &= (b_1 q^{-1} + \dots + b_n q^{-n})u(t) + \\ &+ (1 + c_1 q^{-1} + \dots + c_n q^{-n})e(t), \end{aligned} \quad (16)$$

или

$$A(q^{-1})y(t) = B(q^{-1})u(t) + C(q^{-1})e(t) \quad (17)$$

(здесь $A(q^{-1}), B(q^{-1}), C(q^{-1})$ – полиномы степени n от аргумента q^{-1}), или

$$\begin{aligned} &y(t) + a_1 y(t-1) + \dots + a_n y(t-n) = \\ &= b_1 u(t-1) + \dots + b_n u(t-n) + e(t) + \\ &+ c_1 e(t-1) + \dots + c_n e(t-n), \end{aligned} \quad (18)$$

или

$$\begin{aligned} &y(t) = -a_1 y(t-1) - \dots - a_n y(t-n) + \\ &+ b_1 u(t-1) + \dots + b_n u(t-n) + \\ &+ c_1 e(t-1) + \dots + c_n e(t-n) + e(t), \end{aligned} \quad (19)$$

где

$$\begin{aligned} &e(t) = y(t) - C(\theta)\hat{x}(t,\theta) = y(t) - \hat{y}(t,\theta) = \\ &= x_1(t) - \hat{x}_1(t,\theta) + v(t), \\ &M\left\{e(t)e^T(t)\middle|F_t\right\} = M\left\{e^2(t)\middle|F_t\right\} = \\ &= \sigma_e^2 = CP_x(t,\theta)C^T + \sigma_v^2. \end{aligned}$$

Заметим, что в описании (15)-(19) содержится $3n$ параметров, на основании которых могут быть оценены коэффициенты, входящие в матрицы (10), (12). В том случае, если бы матрица $A(\theta)$ была заполнена полностью, пришлось бы оценивать $n^2 + 2n$ коэффициентов, что невозможно в рамках структур (15)-(19). Это обстоятельство и заставило ввести допущения (10)-(12).

Описание (15)-(19) является традиционным для так называемых управляемых стохастических динамических объектов, возмущенных шумом типа скользящего среднего (ARMAX-SISO), а для нахождения его неизвестных постоянных параметров существует широкий класс адаптивных алгоритмов идентификации [1,3].

Вводя в рассмотрение вектор параметров $\theta=(a_1,\ldots,a_n,b_1,\ldots,b_n,c_1,\ldots,c_n)^T$ и обобщенный вектор входов $\varphi(t+1)=(-y(t),\ldots,-y(t-n+1),u(t),\ldots$ $\ldots,u(t-n+1),e(t),\ldots,e(t-n+1))^T$, управление объекта можно записать в форме псевдолинейной регрессии

$$y(t+1)=\theta^T\varphi(t+1)+e(t)=\hat{y}(t+1,\theta)+e(t+1)$$

и поставить ему в соответствие уравнение настраиваемой модели

$$\hat{y}(t+1)=\hat{\theta}^T(t)\varphi(t+1), \qquad (20)$$

где $\hat{\theta}^T$ – вектор оценок, полученный по t наблюдениям за входами и выходами объекта.

Для настройки параметров модели (20) можно использовать, например, алгоритм Калмана-Мейна [3]:

$$\begin{cases}\hat{\theta}(t+1)=\theta(t)+\\ +\dfrac{P_\theta(t)(y(t+1)-\hat{\theta}^T(t)\varphi(t+1))\varphi(t+1)}{\sigma_e^2+\varphi^T(t+1)P_\theta(t)\varphi(t+1)},\\ P_\theta(t+1)=P_\theta(t)-\\ -\dfrac{P_\theta(t)\varphi(t+1)\varphi^T(t+1)P_\theta(t)}{\sigma_e^2+\varphi^T(t+1)P_\theta(t)\varphi(t+1)},\\ P_\theta(t)=M\left\{(\theta-\hat{\theta}(t))(\theta-\hat{\theta}(t))^T\middle|F_t\right\},\end{cases} \qquad (21)$$

который обеспечивает сходимость оценок с истинным значением параметров, если соблюдается условие устойчивого возбуждения входов.

Использование настраиваемой модели (20) неудобно тем, что требует дополнительного оценивания обновляющего сигнала $\{e(t),\ldots,e(t+n-1)\}$, при этом в качестве оценок обновлений применяются рассогласования $\hat{e}(t)=y(t)-\hat{y}(t)$. Поэтому в ряде случаев описание объекта удобнее представить в форме одношагового оптимального упредителя. Перепишем уравнение объекта (9) с учетом (13) в виде

$$\begin{aligned}y(t)&=G(q,\theta)u(t)+H(q,\theta)e(t)=\\&=G(q,\theta)u(t)+H(q,\theta)y(t)-H(q,\theta)\hat{y}(t,\theta),\end{aligned}$$

откуда

$$H(q,\theta)\hat{y}(t,\theta)=G(q,\theta)u(t)+(H(q,\theta)-1)y(t)$$

или

$$\hat{y}(t,\theta)=\frac{G(q,\theta)}{H(q,\theta)}u(t)+(1-\frac{1}{H(q,\theta)})y(t).$$

Аналогично для выражения (19) можно записать

$$\begin{aligned}&y(t)=(c_1-a_1)y(t-1)+\ldots+(c_n-a_n)y(t-n)+\\&+b_1u(t-1)+\ldots+b_nu(t-n)-c_1\hat{y}(t-1,\theta)-\ldots\\&\ldots-c_n\hat{y}(t-n,\theta)+e(t)=\hat{y}(t,\theta)+e(t).\end{aligned}$$

Вводя далее вектор параметров $\theta=((c_1-a_1),\ldots$ $(c_n-a_n),b_1,\ldots,b_n,c_1,\ldots,c_n)^T=(k_1,\ldots,k_n,b_1,\ldots,$ $b_n,c_1,\ldots,c_n)^T$ и обобщенный вектор входов $\varphi(t+1)=(y(t),\ldots,y(t-n+1),u(t),\ldots,u(t-n+1),-\hat{y}(t,\theta),\ldots,$ $-\hat{y}(t-n+1,\theta))^T$, можно записать уравнение одношагового оптимального упредителя

$$\hat{y}(t+1,\theta)=\theta^T\varphi(t+1)$$

и поставить ему в соответствие уравнение настраиваемого упредителя $\hat{y}(t+1)=\hat{\theta}^T\varphi(t+1)$, настройка параметров которого может проводиться с помощью алгоритма (21), при этом в векторе $\varphi(t+1)$ вместо значений $y(t-i,\theta)$ используются $\hat{y}(t-i)$.

Несложно также видеть, что задача управления при этом сводится к минимизации критерия

$$I_t^c=M\left\{y^2(t+1)+\frac{r}{q_1}u^2(t)\middle|F_t\right\}$$

вместо критерия (2), либо

$$I_t^{ce}=M\left\{\hat{y}^2(t+1)+\frac{r}{q_1}u^2(t)\middle|F_t\right\}$$

вместо критерия (4).

3. Регулятор типа Кларка-Гофтропа

Структура объекта управления (15)-(19) является частным случаем описания динамического стохастического объекта с запаздыванием в канале управления, возмущающего “цветным” шумом:

$$\sum_{i=0}^{n_A}a_iy(t-i)=\sum_{i=0}^{n_B}b_{iu(t-d-i)}+\sum_{i=0}^{n_C}c_ie(t-i) \qquad (22)$$

или

$$A(q^{-1})y(t)=q^{-d}B(q^{-1})u(t)+C(q^{-1})e(t), \qquad (23)$$

где $A(q^{-1}),B(q^{-1}),C(q^{-1})$ – устойчивые полиномы от оператора сдвига назад q^{-1} степени n_A, n_B, n_C соответственно; $a_0=c_0=1$, $b_0\neq 0, d\geq 1$ – время чистого запаздывания в канале управления.

Синтез закона управления основывается на использовании функции вспомогательного выхода Кларка-Гофтропа [4]:

$$\tilde{y}(t)=P(q^{-1})y(t)+Q(q^{-1})u(t-d)-R(q^{-1})y^*(t), \qquad (24)$$

здесь $P(q^{-1})$, $Q(q^{-1})$, $R(q^{-1})$ – некоторые устойчивые полиномы степени $n_P\leq d-1, n_Q, n_R$ соответственно; $y^*(t)$ – известный сигнал внешнего задающего воздействия. Выбор этих полиномов определяется требованиями к качеству процессов управления; например, задание $Q(q^{-1}) = r(1-q^{-1})$ вводит астатизм в контур управления, выбором $P(q^{-1})$ задаются сглаживающие свойства регулятора.

Перепишем уравнение (23) в виде

$$y(t+d) = \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})}u(t) + \frac{C(q^{-1})}{A(q^{-1})}e(t+d),$$

умножим обе его части на $P(q^{-1})$:

$$P(q^{-1})y(t+d) = \frac{P(q^{-1})B(q^{-1})}{A(q^{-1})}u(t) + \frac{P(q^{-1})C(q^{-1})}{A(q^{-1})}e(t+d),$$

после чего запишем функцию вспомогательного выхода в форме

$$\tilde{y}(t+d) = \frac{A(q^{-1})Q(q^{-1}) + B(q^{-1})P(q^{-1})}{A(q^{-1})}u(t) + \frac{P(q^{-1})C(q^{-1})}{A(q^{-1})}e(t+d) - R(q^{-1})y^*(t+d). \quad (25)$$

Введя далее диофантово уравнение

$$P(q^{-1})C(q^{-1}) = A(q^{-1})F(q^{-1}) + q^{-d}G(q^{-1})$$

(здесь $F(q^{-1}), G(q^{-1})$ – полиномы степени $n_F = d-1$, $n_G = n_A - 1$ соответственно), запишем очевидные соотношения:

$$F(q^{-1})C(q^{-1})y(t) = F(q^{-1})B(q^{-1})u(t-d) + F(q^{-1})C(q^{-1})e(t), \quad (26)$$

$$(P(q^{-1})C(q^{-1}) - q^{-d}G(q^{-1}))y(t) = F(q^{-1})B(q^{-1})u(t-d) + F(q^{-1})C(q^{-1})e(t), \quad (27)$$

$$P(q^{-1})C(q^{-1})y(t) = F(q^{-1})B(q^{-1})u(t-d) + G(q^{-1})y(t-d) + F(q^{-1})C(q^{-1})e(t), \quad (28)$$

$$P(q^{-1})y(t) = \frac{1}{C(q^{-1})}(F(q^{-1})B(q^{-1})u(t-d) + G(q^{-1})y(t-d)) + F(q^{-1})e(t). \quad (29)$$

Тогда с учетом (26)-(29) выражение (25) можно представить в виде

$$\begin{aligned}
\tilde{y}(t+d) &= \frac{1}{C(q^{-1})}(F(q^{-1})B(q^{-1})u(t) + G(q^{-1})y(t)) + F(q^{-1})e(t+d) + \\
&+ Q(q^{-1})u(t) - R(q^{-1})y^*(t+d) = \\
&= \frac{1}{C(q^{-1})}((F(q^{-1})B(q^{-1}) + C(q^{-1})Q(q^{-1}))u(t) + G(q^{-1})y(t) - \\
&- R(q^{-1})C(q^{-1})y^*(t+d)) + F(q^{-1})e(t+d) = \\
&= \frac{1}{C(q^{-1})}(M(q^{-1})u(t) + G(q^{-1})y(t) + H(q^{-1})y^*(t+d)) + V_P(t+d),
\end{aligned} \quad (30)$$

где

$$\begin{cases}
M(q^{-1}) = F(q^{-1})B(q^{-1}) + C(q^{-1})Q(q^{-1}), \\
n_M = \max\{n_B + d - 1, n_C + n_Q\}, \\
H(q^{-1}) = -R(q^{-1})C(q^{-1}), n_H = n_R + n_C, \\
V_P(t+d) = F(q^{-1})e(t+d), \\
\sigma^2_{V_P} = (1 + f_1^2 + \ldots + f_{d-1}^2)\sigma_e^2.
\end{cases}$$

В качестве критерия управления примем выражение

$$I_t^{GMV} = M\{\tilde{y}^2(t+d)|F_t\},$$

чей минимум при известных параметрах объекта и $C(q^{-1}) = 1$ достигается при

$$\tilde{y}(t+d) = M(q^{-1})u(t) + G(q^{-1})y(t) + H(q^{-1})y^*(t+d) = 0,$$

в этом случае очевидно, что

$$n_M = n_B + d - 1,\ n_H = n_R,\ n_G = n_A - 1.$$

Введя векторы параметров и сигналов

$$\begin{cases}
\ell = (m_1, \ldots, m_{n_M}, q_0, \ldots, q_{n_G}, h_0, \ldots, h_{n_H})^T, \\
\theta = (m_0, m_1, \ldots, m_{n_M}, q_0, \ldots, q_{n_G}, h_0, \ldots \\
\ldots, h_{n_H})^T = (m_0 \vdots \ell^T)^T, \\
\psi(t) = (u(t-1), \ldots, u(t-n_M), y(t), \ldots, y(t-n_G), \\
y^*(t+d), \ldots, y^*(t+d-n_H))^T, \\
\varphi(t) = (u(t), u(t-1), \ldots, u(t-n_M), y(t), \ldots \\
\ldots, y(t-n_G), y^*(t+d), \ldots, y^*(t+d-n_H))^T = \\
= (u(t)\varphi^T(t))^T
\end{cases} \quad (31)$$

размерности

$$(n_B + d + n_A + n_R - 1) \times 1,$$

$$(n_B + d + n_A + n_R) \times 1,$$

$$(n_B + d + n_A - n_R - 1) \times 1,$$

$$(n_B + d + n_A + n_R) \times 1$$

соответственно, запишем уравнение вспомогательного выхода:

$$\tilde{y}(t+d) = \theta^T \varphi(t+d) + V_P(t+d) =$$
$$= m_0 u(t) + \ell^T \psi(t) + V_P(t+d)$$

и закона управления с обобщенной минимальной дисперсией:

$$u^{GMV}(t) = -\frac{\ell^T}{m_0}\psi(t).$$

Поскольку в общем случае значения параметров объекта a_i, b_i, c_i, входящих в описание (22), неизвестны, они могут уточняться в реальном времени с помощью настраиваемой модели типа (20) и какого-либо адаптивного алгоритма идентификации. Далее на основе этих оценок должны вычисляться параметры вектора θ (31) и управляющее воздействие $u(t)$. Чтобы сократить объем вычислений, гораздо проще вычислять не оценки параметров объекта, а непосредственно оценки функции вспомогательного выхода.

Исходя из того, что в текущий момент времени t известны значения $u(t-1), y(t), \varphi(t), \varphi(t+d-1)$ и $\tilde{y}(t)$, вычисляемые из (24), введем в рассмотрение прогноз вспомогательного выхода и его настраиваемую модель в виде

$$\begin{cases} \hat{\tilde{y}}(t+d) = \hat{\theta}^T(t)\varphi(t+d), \\ \hat{y}(t) = \hat{\theta}^T(t-1)\varphi(t) \end{cases}$$

соответственно. Уточнение оценок производится с помощью настраиваемой модели и какого-либо адаптивного алгоритма идентификации, например, из рекуррентного метода наименьших квадратов:

$$\begin{cases} \hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + \\ + \dfrac{P_\varphi(t-1)(\tilde{y}(t) - \hat{\theta}^T(t-1)\varphi(t))\varphi(t)}{1 + \varphi^T(t)P_\varphi(t-1)\varphi(t)}, \\ P_\varphi(t) = P_\varphi(t-1) - \\ - \dfrac{P_\varphi(t-1)\varphi(t)\varphi^T(t)P_\varphi(t-1)}{1 + \varphi^T(t)P_\varphi(t-1)\varphi(t)}, \\ P_\varphi(t) = (\sum_{i=1}^{t}\varphi(i)\varphi^T(i))^{-1} \end{cases}$$

либо, если известна дисперсия $\sigma^2_{V_P}$, с помощью алгоритма Калмана-Мейна:

$$\begin{cases} \hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + \\ + \dfrac{P_\theta(t-1)(\tilde{y}(t) - \hat{\theta}^T(t-1)\varphi(t))\varphi(t)}{\sigma^2_{V_P} + \varphi^T(t)P_\theta(t-1)\varphi(t)}, \\ P_\theta(t) = P_\theta(t-1) + \\ + \dfrac{P_\theta(t-1)\varphi(t)\varphi^T(t)P_\varphi(t-1)}{\sigma^2_{V_P} + \varphi^T(t)P_\theta(t-1)\varphi(t)}, \\ P_\theta(t) = M\left\{(\theta - \hat{\theta}(t))(\theta - \hat{\theta}(t))^T \middle| F_t\right\} = \\ = \sigma^{-2}_{V_P} P_\varphi(t). \end{cases}$$

Закон управления при этом реализуется с помощью соотношения

$$u^{CE}(t) = -\frac{\hat{\ell}^T}{\hat{m}_0}\psi(t), \tag{32}$$

получаемого из уравнения прогноза вспомогательного выхода:

$$\hat{\tilde{y}}(t+d) = \hat{M}(q^{-1})u(t) + \hat{G}(q^{-1})y(t) +$$
$$+ \hat{H}(q^{-1})y^*(t+d) = \hat{\theta}^T(t)\varphi(t+d) = 0.$$

Заметим также, что отказ от положения $C(q^{-1}) = 1$ не изменяет структуры закона управления, который вычисляется согласно уравнению (30):

$$\hat{C}(q^{-1})\hat{\tilde{y}}(t+d) = \hat{M}(q^{-1})u(t) + \hat{G}(q^{-1})y(t) +$$
$$+ \hat{H}(q^{-1})y^*(t+d) = 0,$$

но поскольку $\hat{\tilde{y}}(t+d-1) = \ldots = \hat{\tilde{y}}(t+d-n_C) = 0$, члены, соответствующие “цветному” шуму, не влияют на вид регулятора (32).

Система управления в целом в каждый текущий момент времени t последовательно реализует следующие операции:

– вычисление ошибки настройки модели

$$V_T(t) = y(t) - \hat{\theta}^T(t-1)\varphi(t) = y(t) - \hat{y}(t);$$

– вычисление оценок $\hat{\theta}(t)$;

– вычисление и реализация управляющего сигнала $u(t)$ согласно (32);

– вычисление прогноза вспомогательного выхода $\hat{\tilde{y}}(t+d) = \hat{\theta}(t)\varphi(t+d)$.

Несложно видеть, что полученный закон управления проще в реализации, чем известный регулятор Кларка-Гофтропа, однако не уступает ему по точности.

Литература: 1. *Льюнг Л.* Идентификация систем. Теория для пользователя. М.: Наука, 1991. 432с. 2.*Стрейц В.* Методы пространства состояний в теории дискретных линейных систем управления. М.: Наука, 1985. 296с. 3. *Гроп Д.* Методы идентификации систем. М.: Мир, 1979. 302с. 4.*Clarke D.V. Gawthrop P.J.* Self-tuning controller // Proc. IEE. 1975. 122. N9. P.929-934.

Поступила в редколлегию 18.11.99

Рецензент: д-р техн. наук, проф. Любчик Л. М.

Адонин Олег Валерьевич, инженер I категории ПНИЛ АСУ ХТУРЭ. Научные интересы: адаптивные системы управления. Увлечения: английский язык. Адрес: Украина, 61166, Харьков, пр. Ленина, 14, тел. 40-98-90.

Бодянский Евгений Владимирович, д-р техн. наук, профессор кафедры искусственного интеллекта ХТУРЭ. Научные интересы: адаптивные системы, искусственные нейронные сети. Адрес: Украина, 61166, Харьков, пр. Ленина, 14, тел. 40-98-90.

E-mail: bodya@kture.kharkov.ua

Котляревский Сергей Владимирович, канд. техн. наук, доцент кафедры искусственного ителлекта ХТУРЭ. Научные интересы: адаптивные системы управления. Адрес: Украина,61166, Харьков, пр. Ленина, 14, тел. 40-93-37.

УДК 681. 324

МОДЕЛИ ПОВЕДЕНИЯ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ С УСТАНОВЛЕНИЕМ СОЕДИНЕНИЯ И ИХ МАТЕМАТИЧЕСКИЕ ФОРМЫ

САИДАХМЕДОВ Ш.Х.

Для формализации передачи данных выбраны сети Петри (СП). Другой особенностью постановки задачи является применение тех или иных расширений СП как основы для создания прикладных моделей реальных процессов, позволяющих адекватно их описывать и исследовать в целях получения качественных оценок их производительности, эффективности, эксплуатационной и функциональной гибкости.

На основе Постановления Кабинета Министров Республики Узбекистан N 307 от 1 августа 1995 г. Объединенная телекоммуникационная сеть Республики Узбекистан (ОТС РУз) вступила в фазу качественной реконструкции и развития, основной целью которых является обеспечение высокой эффективности как сети в целом, так и ее отдельных элементов.

Совершенствование и развитие осуществляется в соответствии с Рекомендациями ITU (International Telecommunication Union- Международный союз по телесвязи), основанными на общепринятой в мире концепции TMN (Telecommunication Management Network-Управление телекоммуникационными сетями). Это позволит осуществить интеграцию ОТС РУз в мировую телекоммуникационную сеть и предоставит высококачественный уровень услуг пользователям.

ITU не в состоянии учесть в своих Рекомендациях особенности национальных сетей, вследствие чего возникает необходимость разработки национальной спецификации сети на периферии. Национальные особенности ОТС РУз обусловливаются свойствами используемых правил, принятой процедурой вызовов и набором услуг, предоставляемых абонентам. Таким образом, система свойств с национальной спецификой является ключевым элементом модернизации и развития ОТС РУз.

В стандартах ISO (International Organization for Standardization — Международная организация по стандартизации) 7498 [1] и рекомендациях CCITT (Consultative Committee for International Telegraph and Telephone — Консультативный комитет по международной телеграфии и телефонии, который в свою очередь является частью ITU) X.200 [2] описаны взаимодействия открытых систем с установлением соединения.

Основная задача работы — создание инструмента, способствующего реконструкции и развитию ОТС РУз с национальной спецификой. Для формализации передачи выбраны СП, известные как удобный и наглядный формальный инструмент исследования дискретных систем, содержащих параллельные процедуры [3].

В работе в предположении передачи данных с установлением соединения как множества событий получены модели, способствующие указанным выше целям. Модели представлены в пяти математических формах (графовой, матричной, подстановочной, аналитической и структурной) на основе символики ординарной СП. Назначение каждой из моделей — отражение совершенно определенных аспектов моделируемой передачи.

Графовая модель (рис.1) — это двудольный ориентированный мультиграф, имеющий вершины двух типов, вершины-позиции, их множество $P=\{p_1, p_2, ..., p_{10}\}$ и вершины-переходы, их множество $T=\{t_1, t_2, ..., t_9\}$. Дуги графа задаются функциями B(p, t) - кратностью дуги из позиции в переход и F(p, t) - кратностью дуги из перехода в позицию. При графическом представлении модели позиции изображаются в виде кружочков, переходы — в виде черточек и дуги - линии со стрелками. Последние помечаются значениями p, t, B(p, t) и F(p, t).

Матричная модель СП — это две матрицы инциденций: функции предшествования $(B=[b_{ij}]_{m*n})$ и следования $(F=[f_{ij}]_{m*n})$, элементами которых являются значения функций B и F. Строки (n) матрицы соответствуют позициям СП, столбцы (m) - переходам, где $b_{ij}=B(p_i, t_j)$, $t_{ij}=F(p_i, t_j)$. Позиция и дуга называются инцидентными друг другу, если позиция для этой дуги концевая. Построенные матрицы B и F называются матрицами инциденций.