



УДК 681.51

© 2006 г. Д.А. Теличенко

(Амурский государственный университет, Благовещенск)

ГИБРИДНАЯ АДАПТИВНАЯ СИСТЕМА С ЭТАЛОННЫМ УПРЕДИТЕЛЕМ В СХЕМАХ ДЕЦЕНТРАЛИЗОВАННОГО УПРАВЛЕНИЯ С ЗАПАЗДЫВАНИЕМ¹

В работе синтезируются дискретные алгоритмы адаптивных систем децентрализованного управления с эталонным упредителем для класса многомерных объектов с запаздываниями по состоянию и управлению. Предполагается, что измерению доступны только скалярные входы и выходы каждой локальной подсистемы.

Введение

Большинство существующих технологических процессов – это сложные многосвязные системы управления с запаздываниями, функционирующие в условиях априорной неопределенности и нестационарности своих параметров, а также при наличии различного рода возмущений [1]. Особый интерес среди таких систем вызывают системы, допускающие децентрализованное управление и созданные с учетом влияния перекрестных связей [2, 3]. Помимо присутствия запаздываний, возмущений и перекрестных связей, при управлении такими процессами также приходится учитывать и тот факт, большинство законов управления реализуется на цифровых регуляторах [4]. В связи с этим задача синтеза гибридных систем адаптивного управления многосвязными объектами с запаздыванием является в настоящее время актуальной и востребованной.

В данной работе развивается подход, связанный с использованием эталонного упредителя [5]. Основным результатом статьи является синтез дискретных алгоритмов управления неустойчивым, априорно неопределенным многомерным объектом с запаздываниями по состоянию и управлению [6]. При этом считается, что в системе запрещен обмен информацией между ее локальными составными частями, а измерению доступны только входные и выходные сигналы, но не их производные. Синтез алго-

¹ Работа выполнена в рамках плана НИР по заданию Федерального агентства по образованию в 2006 г. «Модели и алгоритмы непрерывных и гибридных систем управления априорно неопределенными нелинейно-нестационарными объектами».

ритмов самонастройки адаптивного регулятора базируется на теории гиперустойчивости, методе непрерывных моделей и методике расширения ошибки слежения [7 – 11]. Согласно методу непрерывных моделей первоначально рассматривается задача синтеза непрерывной системы адаптации, а затем осуществляется переход к дискретному описанию основного и дополнительного контуров управления [8, 9].

Математическое описание и постановка задачи синтеза системы

Математическое описание. Рассматривается объект управления, локальные подсистемы которого описываются следующими уравнениями

$$\frac{dx_i(t)}{dt} = A_i \cdot x_i(t) + \Lambda_i \cdot x_i(t - t_i) + B_i \cdot u_i(t - h_i) + B_i \cdot \sum_{j=1}^k q_{ij}(t) + f_i(t),$$

$$y_i(t) = L_i^T \cdot x_i(t), \quad i \neq j, \quad (1)$$

$$u_i(z) = f_i(z), \quad z \in [-h_{\max}, 0], \quad x_i(v) = j_i(v), \quad v \in [-t_{\max}, 0],$$

$$h_{\max} = \max\{h_1, \dots, h_k\}, \quad t_{\max} = \max\{t_1, \dots, t_k\},$$

где k – общее количество локальных подсистем; $\theta_{ij}(t)$ – перекрестные связи; $x_i(t) \in R^{n_i}$ – переменные состояния; $y_i(t) \in R$ – выход i -й локальной подсистемы; $u_i(t) \in R$ – управляющее воздействие; $\tau_i, h_i = \text{const} \geq 0$ – известные постоянные запаздывания; $j_i(v) \in C_{t_i}$ – вектор-функция, $f_i(z) \in C_{h_i}$ – функция; C_{t_i}, C_{h_i} – пространства непрерывных ограниченных функций; $b_i(s)$ – гурвицев числитель передаточной функции объекта порядка $\deg b_i(s) = m_i$; $a_i(s)$ – знаменатель передаточной функции объекта, представляющий собой квазиполином с произвольным расположением корней порядка $\deg a_i(s) = n_i$; $l_i = n_i - m_i > 1$ – относительный порядок; A_i, Λ_i, L_i, B_i – квазипостоянные матрицы и векторы соответствующей размерности; $B_i^T = (0, \dots, 0, 1)$; $f_i(t)^T = (0, \dots, 0, \tilde{f}_i(t))$ – вектор постоянно действующего возмущения с элементом $\tilde{f}_i(t)$, величина которого ограничена по модулю

$$|\tilde{f}_i(t)| \leq \tilde{f}_{i0} = \text{const} > 0. \quad (2)$$

Объект (1), (2) функционирует в условиях априорной неопределенности

$$A_i = A_i(x_i), \quad \Lambda_i = \Lambda_i(x_i), \quad L_i = L_i(x_i), \quad (3)$$

где x_i – набор неизвестных параметров, принадлежащих известному множеству Ξ_i .

Перекрестные связи в многосвязном объекте управления (1) – (3) описываются следующими уравнениями

$$\frac{dx_{ij}(t)}{dt} = A_{ij} \cdot x_{ij}(t) + B_{ij} \cdot y_j(t), \quad q_{ij}(t) = L_{ij}^T \cdot x_{ij}(t), \quad (4)$$

где $x_{ij}(t) \in R^{n_{ij}}$ – переменные состояния; $q_{ij}(t) \in R$ – скалярный выход; $B_{ij}^T = (0, \dots, 0, 1)$; A_{ij} , L_{ij}^T – неизвестные числовые матрица и вектор – такие, что модель (4) – устойчивое динамическое звено.

Уравнение локальных подсистем объекта управления (1) – (3), с учетом перекрестных связей (4), запишем в эквивалентном виде

$$\begin{aligned} \frac{dx_i(t)}{dt} &= A_i \cdot x_i(t) + \Lambda_i \cdot x_i(t - t_i) + B_i \cdot u_i(t - h_i) + S_i(t) \\ y_i(t) &= L_i^T \cdot x_i(t), \quad S_i(t)^T = (0, \dots, 0, \tilde{S}_i(t)), \quad \tilde{S}_i(t) = \sum_{j=1}^k q_{ij}(t) + \tilde{f}_i(t), \end{aligned} \quad (5)$$

где $S_i(t)$ – эквивалентное возмущение.

Для задания желаемой динамики процессов управления и компенсации запаздываний в каждую i -ю локальную подсистему введем явно-неявный эталонный упредитель [5, 6]

$$\begin{aligned} \frac{d\tilde{x}_{mi}(t)}{dt} &= \tilde{A}_{mi} \cdot \tilde{x}_{mi}(t) + \tilde{\Lambda}_{mi} \cdot \tilde{x}_{mi}(t - t_i) + \tilde{B}_{mi} \cdot y_i(t), \\ \tilde{y}_{mi}(t) &= \tilde{L}_{mi}^T \cdot \tilde{x}_{mi}(t), \end{aligned} \quad (6)$$

где $\tilde{x}_{mi}(t) \in R^{l_i}$ – переменные состояния; $\tilde{y}_{mi}(t) \in R$ – выход i -го локального эталонного упредителя; $y_i(t) \in R$ – обобщенный вход i -го локального эталонного упредителя; $\tilde{B}_{mi} = (0, 0, \dots, 1)$, $\tilde{L}_{mi}^T = (k_{mi}, 0, \dots, 0)$ – постоянные векторы, соответствующих размерностей; $k_{mi} > 0$ – коэффициент усиления i -го эталонного упредителя; \tilde{A}_{mi} , $\tilde{\Lambda}_{mi}$ – постоянные матрицы, соответствующего порядка, выбирающиеся таким образом, чтобы $\tilde{a}_{mi}(s)$ – знаменатель передаточной функции эталонного упредителя (6) – представлял собой гурвицев квазиполином степени l_i , параметры которого удовлетворяют теореме Животовского [12].

Задавая гурвицеву матрицу A_{mi} , вектор B_{mi} и матрицу Λ_{mi} аналогично [6, 13], перейдем от описания (6) к описанию вида

$$\begin{aligned} \frac{dx_{mi}(t)}{dt} &= A_{mi} \cdot x_{mi}(t) + \Lambda_{mi} \cdot x_{mi}(t - t_i) + B_{mi} \cdot y_i(t), \\ y_{mi}(t) &= L_i^T \cdot x_{mi}(t), \end{aligned} \quad (7)$$

где $x_{mi}(t) \in R^{n_i}$ – переменные состояния; $y_{mi}(t) \in R$ – выход i -го эталонного упредителя.

В каждую из регулируемых локальных подсистем введем адаптивный регулятор следующей структуры

$$\begin{aligned} u_i(t) &= r_i(t) - J_i(t), \quad y_i(t) = [u_i(t - h_i) + J_i(t)], \\ J_i(t) &= c_{1i}^T(t) \cdot \bar{y}(t) + c_{2i}(t) \cdot u_i(t - h_i) + c_3^T(t) \cdot \bar{y}_i(t - t_i), \end{aligned} \quad (8)$$

где $r_i(t)$ – задающее воздействие; $J_i(t)$ – настраиваемый выход регулятора; $c_{1i}^T(t)$, $c_{2i}(t)$, $c_{3i}^T(t)$ – параметры адаптивного регулятора, алгоритмы настройки которого подлежат определению; $\bar{y}_i(t)$, $\bar{y}_i(t-t_i)$ – оценки переменных состояния объекта управления.

Участвующие в законе управления оценки переменных состояния $\bar{y}_i(t)$, $\bar{y}_i(t-t_i)$ формируются с помощью специальных фильтров [6, 14]

$$W_{\phi_i}(s) = \frac{g_i(s)}{c_i(s)}, \quad g_i(s) = c_i(s), \quad (9)$$

где $g_i(s)$, $c_i(s)$ – гурвицевы полиномы степени $n_i - 1$.

Фильтры переменных состояния (9) подключаются к выходу каждого локального объекта управления (5) и эталонного упредителя (7) так, что уравнения этих соединений в расширенном пространстве состояния можно записать следующим образом:

$$\frac{d\bar{x}_i(t)}{dt} = \bar{A}_i \cdot \bar{x}_i(t) + \bar{\Lambda}_i \cdot \bar{x}_i(t-t_i) + \bar{B}_i \cdot u(t-h_i) + \bar{S}_i(t), \quad (10)$$

$$\bar{y}_i(t) = \bar{L}_i^T \cdot \bar{x}_i(t), \quad n_i(t) = y_i(t) = g_i^T \cdot \bar{y}_i(t),$$

где $\bar{x}_i(t) \in R^{2n_i-1}$ – переменные состояния; $v_i(t) \in R$ – обобщенный выход каждой локальной подсистемы; g_i – вектор постоянных значений, с помощью которого образуется линейный компенсатор; $\bar{S}_i(t) \in R^{2n_i-1}$ – вектор эквивалентного возмущения; \bar{A}_i , $\bar{\Lambda}_i$, \bar{L}_i , \bar{B}_i – матрицы и вектор соответствующих размерностей.

$$\frac{d\bar{x}_{mi}(t)}{dt} = \bar{A}_{mi} \cdot \bar{x}_{mi}(t) + \bar{\Lambda}_{mi} \cdot \bar{x}_{mi}(t-t_i) + \bar{B}_{mi} \cdot [u_i(t-h_i) + J_i(t)], \quad (11)$$

$$\bar{y}_{mi}(t) = \bar{L}_{mi}^T \cdot \bar{x}_{mi}(t), \quad n_{mi}(t) = y_{mi}(t) = g_{mi}^T \cdot \bar{y}_{mi}(t),$$

где $\bar{x}_{mi}(t) \in R^{2n_i-1}$ – переменные состояния; $v_{mi}(t) \in R$ – обобщенный выход i -го эталонного упредителя; \bar{A}_{mi} , $\bar{\Lambda}_{mi}$, \bar{B}_{mi} – матрицы и вектор соответствующих размерностей.

Постановка задачи синтеза непрерывной системы. Для объекта управления (1), (2), (4), (5), функционирующего в условиях априорной неопределенности (3), совместно с фильтрами переменных состояния (9), эталонным упредителем (6), (7) и адаптивным регулятором (8) требуется определить явный вид алгоритмов параметрической настройки коэффициентов $c_{1i}(t)$, $c_{2i}(t)$, $c_{3i}(t)$ таким образом, чтобы при любых начальных условиях и произвольном наборе $x_i \in \Xi_i$ обеспечивалось бы выполнение целевых условий вида:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |y_{mi}(t) - y_i(t)| \leq d_{0i}, \quad d_{0i} = const > 0, \quad (12)$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} c_{1ip_i}(t) \leq c_{10ip_i}, \quad \lim_{t \rightarrow \infty} c_{2i}(t) \leq c_{20i}, \quad \lim_{t \rightarrow \infty} c_{3ip_i}(t) \leq c_{30ip_i}, \quad (13)$$

где $p_i = \overline{1, n_i}$, $c_{10ip_i}, c_{20i}, c_{30ip_i} = const$.

При решении задачи синтеза непрерывной системы адаптивного управления, аналогично [6], вместо исходного описания (1) – (9) будем использовать эквивалентную форму записи вида (8), (10), (11).

Методика построения гибридной адаптивной системы. От синтезированной непрерывной системы управления (1) – (9) согласно методу непрерывных моделей [8, 9] перейдем к гибридной системе адаптации, в которой дискретные аналоги непрерывных сигналов находятся в соответствии со следующими тождествами:

при $t_k \leq t < t_{k+1}$,

$$\begin{cases} \tilde{y}_{mi}(t) = \tilde{y}_{mi}(t_k) = \tilde{y}_{mi,k}, \\ \bar{y}_i(t) = \bar{y}_i(t_k) = \bar{y}_{i,k}, \quad \bar{y}_i(t - t_i) = \bar{y}_i(t_k - j_{2i}) = \bar{y}_{i,k-j_{2i}}, \\ \tilde{x}_{mi}(t) = \tilde{x}_{mi}(t_k) = \tilde{x}_{mi,k}, \quad \tilde{x}_{mi}(t - t_i) = \tilde{x}_{mi}(t_k - j_{2i}) = \tilde{x}_{mi,k-j_{2i}}, \\ u_i(t) = u_i(t_k) = u_{i,k}, \quad u_i(t - h_i) = u_i(t_k - j_{1i}) = u_{i,k-j_{1i}}, \\ J_i(t) = J_i(t_k) = J_{i,k}, \quad Y_i(t) = Y_i(t_k) = Y_{i,k}, \end{cases} \quad (14)$$

где $t_k = k \cdot I$ – дискретный аналог времени; $I = const > 0$ – шаг дискретизации; $k = 0, 1, 2, \dots$ – номер шага; j_{1i}, j_{2i} – числовые значения запаздываний соответственно по управлению и состоянию.

При этом целевые условия (12), (13) для полученной гибридной системы управления будут иметь вид

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |y_{mi,k} - y_{i,k}| \leq d_{0i,k}, \quad s_{0i,k} = const > 0, \quad (15)$$

$$\lim_{k \rightarrow \infty} c_{1ip_i,k} \leq c_{10ip_i,k}, \quad \lim_{k \rightarrow \infty} c_{2i,k} \leq c_{20i,k}, \quad (16)$$

$$\lim_{k \rightarrow \infty} c_{3ip_i,k} \leq c_{30ip_i,k}, \quad c_{10ip_i,k}, c_{20i,k}, c_{30ip_i,k} = const.$$

Синтез системы управления

Предваряя процедуру синтеза системы управления, проанализируем влияние перекрестных связей на объект управления (1) – (3). Аналогично [15] предположим, что в результате синтеза непрерывной системы управления получена система адаптации, в которой имеют место целевые условия (12), (13), а вследствие этого и неравенство вида

$$|y_i(t)| \leq y_{i0} = const > 0. \quad (17)$$

Тогда, принимая во внимание явный вид уравнений перекрестных связей (4), а также то, что реакция устойчивой системы на ограниченное изменение входного сигнала $y_i(t)$ вида (14) ограничена, имеем

$$\left| \sum_{j=1}^k q_{ij}(t) \right| \leq \tilde{q}_i = \text{const} > 0. \quad (18)$$

Объединяя уравнения (2) и (18), получим, что в объекте управления (5) эквивалентное возмущение $s_i(t)$ представляет собой вектор, ограниченный по норме

$$s_i(t)^T = (0, \dots, 0, \tilde{s}_i(t)), \quad |\tilde{s}_i(t)| \leq \tilde{s}_{i0} = \text{const} > 0. \quad (19)$$

Синтез непрерывной системы адаптации. Для синтеза системы управления воспользуемся известным способом [16], согласно которому первоначально рассмотрим случай $s_i(t) \equiv 0$ или $\bar{s}_i(t) \equiv 0$, а затем проведем огрубление алгоритмов самонастройки для получения системы адаптивного управления, работоспособной в условиях постоянного действия эквивалентного возмущения вида (19). При этом, принимая во внимание уравнения (2), (17) – (19), нетрудно убедиться, что синтезированные таким образом законы управления будут работоспособны как в случае наличия возмущения вида (2), так и перекрестных связей вида (4).

Первый этап синтеза. Получим эквивалентное математическое описание системы (8), (10), (11). Аналогично [6], предполагая, что для объекта управления (10) и эталонного упредителя (11) выполняются условия структурного согласования

$$\begin{aligned} \bar{A}_{mi} - \bar{A}_i &= -\bar{B}_{mi} c_{10i}^T \bar{L}_i^T, \quad \bar{\Lambda}_{mi} - \bar{\Lambda}_i = -\bar{B}_{mi} c_{30i}^T \bar{L}_i^T, \\ \bar{B}_i &= \bar{B}_{mi} (1 + c_{20i}), \quad c_{10i}^T = (c_{10i1}, \dots, c_{10in_i}), \quad c_{30i}^T = (c_{30i1}, \dots, c_{30in_i}), \end{aligned} \quad (20)$$

и вводя в рассмотрение сигнал рассогласования $e_i(t) = \bar{x}_{mi}(t) - \bar{x}_i(t)$, получим эквивалентное математическое системы в виде

$$\begin{cases} \frac{de_i(t)}{dt} = \bar{A}_{mi} \cdot e_i(t) + \bar{\Lambda}_{mi} \cdot e_i(t - t_i) + \bar{B}_{mi} \cdot m_i(t), \\ \bar{n}_i(t) = g_i^T \cdot \bar{L}_i^T \cdot e_i(t), \\ m_i(t) = \left[(c_{1i}(t) - c_{10i})^T \cdot \bar{y}_i(t) + (c_{2i}(t) - c_{20i}) \cdot u_i(t - h_i) + \right. \\ \left. + (c_{3i}(t) - c_{30i})^T \cdot \bar{y}_i(t - t_i) \right], \end{cases} \quad (21)$$

где $\bar{n}_i(t) \in R$ – i -й обобщенный выход.

Второй этап синтеза. Определим структуру основного и дополнительного контура управления. Для этого решим проблему вещественности и строгой положительности ЛСЧ системы (21), воспользовавшись методикой расширения ошибки слежения [10]. Аналогично [6] введем в рассмотрение гурвицевы полиномы $D_i(p)$, степени $l_i - 1$ – так, чтобы эквивалентное расширенное математическое описание системы (21) относительно расширенной ошибки $\tilde{e}_i(t) = e_i(t) + e_{li}(t)$ можно было представить в виде

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{d\tilde{e}_i(t)}{dt} &= \bar{A}_{mi} \cdot \tilde{e}_i(t) + \bar{\Lambda}_{mi} \cdot \tilde{e}_i(t - t_i) + \bar{B}_{mi} \cdot \tilde{m}_i(t), \\ \tilde{v}_i(t) &= \bar{v}_i(t) + \bar{v}_i(t) = D_i(p) \cdot g_i^T \cdot \bar{L}_i^T \cdot \tilde{e}_i(t), \\ \tilde{m}_i(t) &= \left[(c_{1i}(t) - c_{10i})^T \cdot y_i(t) + (c_{2i}(t) - c_{20i}) \cdot u_i(t - h_i) + \right. \\ &\quad \left. + (c_{3i}(t) - c_{30i})^T \cdot y_i(t - t_i) \right], \end{aligned} \right. \quad (22)$$

где первые два уравнения описывают ЛСЧ, а последнее уравнение – ННЧ эквивалентной расширенной системы; $\bar{v}_i(t)$ – выход дополнительно вводимого контура, имеющего следующее математическое описание

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{de_{1i}(t)}{dt} &= \bar{A}_{mi} \cdot e_{1i}(t) + \bar{B}_{mi} \cdot q_i(t), \\ q_i(t) &= -D_i^{-1}(p) \cdot c_{1i}^T(t) \cdot \bar{y}_i(t) + c_{1i}^T(t) \cdot y_i(t) - \\ &\quad - D_i^{-1}(p) \cdot c_{2i}(t) \cdot u_i(t - h_i) + c_{2i}(t) \cdot u_i(t - h_i) - \\ &\quad - D_i^{-1}(p) \cdot c_{3i}^T(t) \cdot \bar{y}_i(t - t_i) + c_{3i}^T(t) \cdot y_i(t - t_i), \\ \bar{n}_i(t) &= D_i(p) \frac{k_{mi}}{\tilde{a}_{mi}(p)} q_i(t) = D_i(p) \cdot g_i^T \cdot \bar{L}_i^T \cdot e_{1i}(t), \\ y_i(t) &= (y_{i1}(t), \dots, y_{in_i}(t))^T = D_i^{-1}(p) \cdot \bar{y}_i(t), \\ u_i(t - h_i) &= D_i^{-1}(p) \cdot u_i(t - h_i), \\ y_i(t - t_i) &= (y_{i1}(t - t_i), \dots, y_{in_i}(t - t_i))^T = D_i^{-1}(p) \cdot \bar{y}_i(t - t_i). \end{aligned} \right. \quad (23)$$

Таким образом, для ЛСЧ эквивалентной расширенной системы (22)

$$\tilde{W}_{лсч,i}(s) = \frac{D_i(s) \cdot g_i(s) \cdot b_i(s) \cdot k_{mi}}{c_i(s) \cdot b_i(s) \cdot \tilde{a}_{mi}(s)} = k_{mi} \frac{D_i(s)}{\tilde{a}_{mi}(s)} \quad (25)$$

требуется за счет выбора параметров полинома $D_i(s)$ обеспечить выполнение неравенства вида

$$\operatorname{Re} \tilde{W}_{лсч,i}(jw) > 0, \quad \forall w \geq 0. \quad (26)$$

Подробно выбор данных параметров изложен в работе [6] и здесь не приводится. Отметим лишь то, что в связи с отсутствием ограничений, накладываемых на явный вид каждого из полиномов $D_i(s)$, условие (26) может быть легко разрешимо.

Третий этап синтеза. Синтезируем алгоритмы самонастройки адаптивного регулятора. Для этого разрешим интегральное неравенство В.М. Попова, составленное относительно ННЧ эквивалентно преобразованной системы (22)

$$h_i(0, t) = -\int_0^t \tilde{m}_i(s) \cdot \tilde{n}_i(s) ds \geq -g_{0i}^2 = \text{const}, \quad \forall t \geq 0. \quad (27)$$

Аналогично [6] можно показать, что выполнение неравенства (27), с учетом явного вида ННЧ (22), обеспечивается за счет синтеза алгоритмов самонастройки в виде

$$\begin{aligned}\frac{dc_{1ip_i}(t)}{dt} &= -a_{1ip_i} \cdot \tilde{n}_i(t) \cdot y_{ip_i}(t), \quad a_{1ip_i} = const > 0, \\ \frac{dc_{2i}(t)}{dt} &= -a_{2i} \cdot \tilde{n}_i(t) \cdot u_i(t - h_i), \quad a_{2i} = const > 0, \\ \frac{dc_{3ip_i}(t)}{dt} &= -a_{3ip_i} \cdot \tilde{n}_i(t) \cdot y_{ip_i}(t - t_i), \quad a_{3ip_i} = const > 0.\end{aligned}\tag{28}$$

Четвертый этап синтеза. Покажем достижимость целевых требований (12), (13) в синтезированной непрерывной системе управления (1) – (9), (28). Для этого воспользуемся результатами работы [6] и применим их для каждого i -го контура. В итоге, возвращаясь к случаю $\bar{s}_i(t) \neq 0$, получим непрерывную систему адаптивного управления (1) – (9) с огрубленными алгоритмами самонастройки адаптивного регулятора

$$\frac{dc_{1ip_i}(t)}{dt} = \begin{cases} 0, & \forall t \geq 0, |\tilde{n}_i(t)| \leq p_i, \\ -a_{1ip_i} \cdot y_{ip_i}(t) \cdot \tilde{n}_i(t), & \forall t \geq 0, |\tilde{n}_i(t)| > p_i, \end{cases}\tag{29}$$

$$\frac{dc_{2i}(t)}{dt} = \begin{cases} 0, & \forall t \geq 0, |\tilde{n}_i(t)| \leq p_i, \\ -a_{2i} \cdot u_i(t - h_i) \cdot \tilde{n}_i(t), & \forall t \geq 0, |\tilde{n}_i(t)| > p_i, \end{cases}\tag{30}$$

$$\frac{dc_{3ip_i}(t)}{dt} = \begin{cases} 0, & \forall t \geq 0, |\tilde{n}_i(t)| \leq p_i, \\ -a_{3ip_i} \cdot y_{ip_i}(t - t_i) \cdot \tilde{n}_i(t), & \forall t \geq 0, |\tilde{n}_i(t)| > p_i, \end{cases}\tag{31}$$

где $p_i = const > 0$ – величина зоны нечувствительности.

Построение гибридной адаптивной системы. В рамках метода непрерывных моделей [8, 9] осуществим переход от синтезированной системы управления (1) – (9), (29) – (31) к ее гибридному аналогу. Полученная таким образом система адаптивного управления непрерывным объектом (1) – (4) будет иметь следующее дискретное описание основных и дополнительных контуров управления:

эталонный упредитель

$$\begin{aligned}\tilde{x}_{mi,k+1} &= \tilde{A}_{mi,k} \cdot \tilde{x}_{mi,k} + \tilde{\Lambda}_{mi,k} \cdot \tilde{x}_{mi,k-j_{2i}} + \tilde{B}_{mi,k} \cdot y_{i,k}, \\ y_{i,k} &= [u_{i,k-j_{1i}} + J_{i,k}] \quad \tilde{y}_{mi,k} = \tilde{L}_{mi,k}^T \cdot \tilde{x}_{mi,k},\end{aligned}\tag{32}$$

адаптивный регулятор

$$\begin{aligned}u_{i,k} &= r_{i,k} - J_{i,k}, \\ J_{i,k} &= c_{1i,k}^T \cdot \bar{y}_{i,k} + c_{2i,k} \cdot u_{i,k-j_{1i}} + c_{3i,k}^T \cdot \bar{y}_{i,k-j_{2i}},\end{aligned}\tag{33}$$

с дискретными алгоритмы самонастройки

Фильтры переменных состояния (9) были сформированы следующим образом

$$A_{\phi 1} = (-1), \quad B_{\phi 1} = (1), \quad L_{\phi 1}^T = \begin{pmatrix} 1 \\ -1 \end{pmatrix}, \quad D_{\phi 1} = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix},$$

$$A_{\phi 2} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -1 & -2 \end{pmatrix}, \quad B_{\phi 2} = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}, \quad L_{\phi 2}^T = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ -1 & -2 \end{pmatrix}, \quad D_{\phi 2} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}.$$

Параметры линейных компенсаторов, входящих в состав фильтров (6), были заданы следующим образом

$$g_1^T = (1 \ 1), \quad g_2^T = (1 \ 2 \ 1).$$

Схема расширения для каждой локальной подсистемы была сформирована в виде

$$D_1(s) = (s + 4), \quad D_2(s) = (s + 3).$$

Как и выше, дискретизация законов управления основного и дополнительного контуров осуществлялась в соответствии с выражениями (14).

Коэффициенты контура настройки локальных адаптивных регуляторов были заданы со следующими значениями:

$$\chi_{111} = 0.1, \chi_{112} = 5, \chi_{21} = 0.01, \chi_{311} = 1, \chi_{312} = 3,$$

$$\chi_{121} = 21, \chi_{122} = 10, \chi_{123} = 30, \chi_{22} = 0.5, \chi_{321} = 5, \chi_{322} = 3.8, \chi_{323} = 7.$$

Зоны нечувствительности алгоритмов самонастройки были равны

$$p_1 = 0.0002, \quad p_2 = 0.0002.$$

Для наглядности результатов моделирования в систему в явном виде была введена эталонная модель

$$\frac{d\tilde{x}_{\varepsilon mi}(t)}{dt} = \tilde{A}_{mi} \cdot \tilde{x}_{\varepsilon mi}(t) + \tilde{\Lambda}_{mi} \cdot \tilde{x}_{\varepsilon mi}(t - t_i) + \tilde{B}_{mi} \cdot r_i(t),$$

$$\tilde{y}_{\varepsilon mi}(t) = \tilde{L}_{mi}^T \cdot \tilde{x}_{\varepsilon mi}(t),$$

к динамике выхода которой должен стремиться выход объекта управления.

Динамика изменения выхода локальных подсистем объекта управления и «эталонных моделей» представлена на рис. 1, 2.

Исходя из представленных рисунков, можно сделать вывод о хорошем качестве работы предлагаемой системы. Различные сеансы имитационного моделирования также подтверждают работоспособность предлагаемых алгоритмов адаптивного управления и при изменении параметров объекта управления.

Заключение

В предлагаемой работе была синтезирована многосвязная децентрализованная гибридная система управления неустойчивым, априорно неопределенным объектом, обладающим известными запаздываниями по состоянию и управлению. Использование локальных, явно-неявных эталон-

ных упредителей позволило получить устойчивую адаптивную систему управления минимальной структурной сложности, в которой отсутствует обмен информацией между локальными регуляторами.

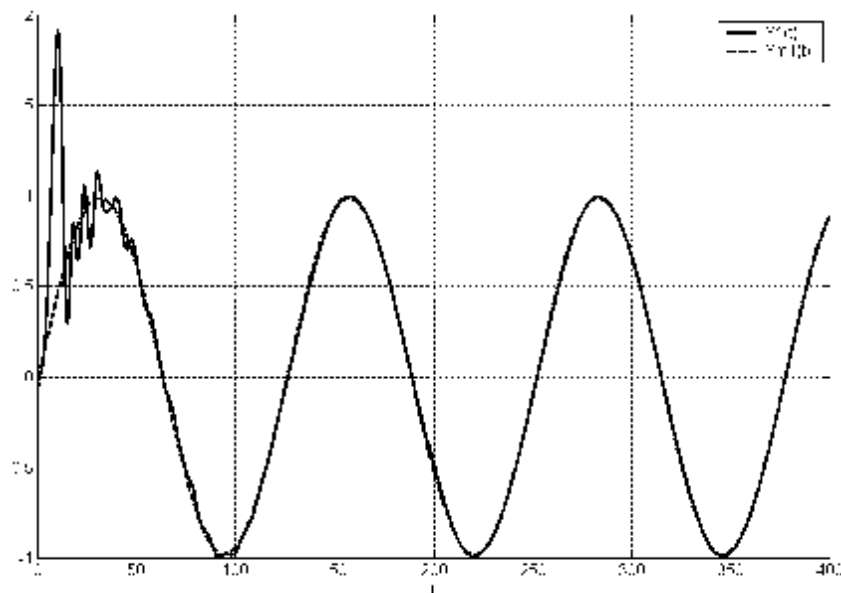


Рис. 1. Динамика первой локальной системы.

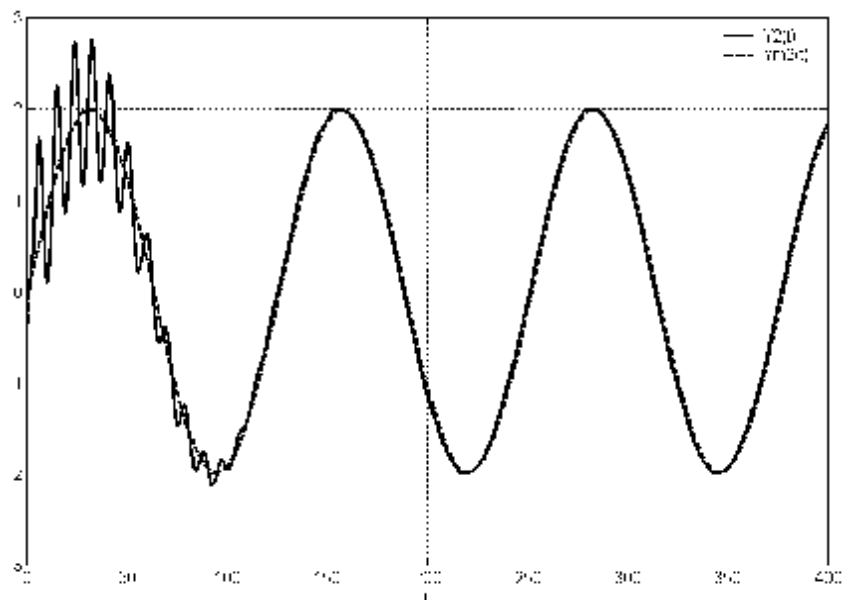


Рис. 2. Динамика второй локальной системы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Воронов А. А. Основы теории автоматического управления. Ч. 3. Оптимальные, многосвязные и адаптивные системы. – М.: Энергия, 1970.
2. Ortega R., Herrera A. A solution to the decentralized adaptive stabilization problem // Syst. Contr. Letters. – 1993. – No. 2. – P. 299-306.
3. Jain S. Khorrami F. Decentralized adaptive control of a class of Large-Scale interconnected nonlinear systems // IEEE Trans. Aut. Contr. – 1997. – V. 42. No. 2. – P. 1618-1624.

4. Солодовников В.В., Коньков В.Г., Суханов В.А., Шевяков О.В. Микропроцессорные автоматические системы регулирования. Основы теории и элементы / под ред. В.В. Солодовникова. – М.: Высш. шк., 1991.
5. Еремин Е. Л. Построение адаптивных систем с запаздыванием по управлению на основе эталонного упредителя // Информатика и системы управления. – 2005. – № 1(9). – С. 122-128.
6. Еремин Е. Л., Теличенко Д. А. Алгоритмы адаптивных систем управления с эталонным упредителем для объектов с запаздываниями // Информатика и системы управления. – 2005. – № 2(10). – С. 137-162.
7. Landau I.D. Adaptive control systems: the model reference approach. – N.Y.: Marsel Dekker, 1979.
8. Цыкунов А. М. Адаптивное управление объектами с последствием. – М.: Наука, 1984.
9. Дерезицкий Д. П., Фрадков А. Л. Прикладная теория дискретных адаптивных систем управления. – М.: Наука, 1981.
10. Никифоров В. О., Фрадков А. Л. Схемы адаптивного управления с расширенной ошибкой // АиТ. – 1994. – № 9. – С. 3-20.
11. Еремин Е. Л., Чепак Л. В. Метод расширенной ошибки в адаптивных системах управления с явно-неявным эталоном // Информатика и системы управления. – 2003. – №2(6). – С. 109-19.
12. Эльсгольц Л. Э., Норкин С. Б. Введение в теорию дифференциальных уравнений с отклоняющимся аргументом. – М.: Наука, 1971.
13. Еремин Е. Л. Робастные алгоритмы нестационарных систем управления с явно-неявной эталонной моделью // Дифференциальные уравнения и процессы управления. Электронный журнал. – 2001. – №3. <http://www.neva.ru/journal>.
14. Еремин Е. Л. Алгоритмы адаптивной системы управления с явно-неявной эталонной моделью для строго минимально-фазового объекта // Информатика и системы управления. – 2004. – № 2(8). – С. 157-167.
15. Паршева Е. А., Цыкунов А. М. Адаптивное децентрализованное управление многосвязными объектами // АиТ. – 2001. – № 2. – С. 135-148.
16. Фомин В. Н., Фрадков А. Л., Якубович В. А. Адаптивное управление динамическими объектами. – М.: Наука, 1981.
17. Еремин Е. Л., Теличенко Д. А., Чепак Л. В. Дискретно-непрерывная система адаптивного управления температурным режимом пароперегревателя // Информатика и системы управления. – 2004. – № 1(7). – С. 117-130.

Статья представлена к публикации членом редколлегии Е.Л. Ереминым.