



УДК 681.51

© 2015 г. **Е.Л. Еремин**, д-р техн. наук
(Амурский государственный университет, Благовещенск),
Е.А. Шеленок, канд. техн. наук
(Тихоокеанский государственный университет, Хабаровск)

КОМБИНИРОВАННАЯ АДАПТИВНАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ СТРУКТУРНО-ПАРАМЕТРИЧЕСКИ НЕОПРЕДЕЛЕННЫМ НЕЛИНЕЙНЫМ ОБЪЕКТОМ ПЕРИОДИЧЕСКОГО ДЕЙСТВИЯ

Для нелинейного априорно неопределенного скалярного динамического объекта рассматривается задача построения комбинированной периодической системы управления с использованием критерия гиперустойчивости и условий L -диссипативности.

Ключевые слова: априорная неопределенность, нелинейный динамический объект, фильтр-корректор, комбинированный регулятор, критерий гиперустойчивости, L -диссипативность.

Введение

Разработка различных автоматических систем часто сопряжена с построением контура регулирования в условиях изменения не только параметров объекта управления, но и его структуры. Это обстоятельство обусловлено, во-первых, отсутствием полной информации о среде функционирования управляемого объекта, действующих на него внешних возмущениях, а также наличии в его структуре нелинейностей. Во-вторых, в процессе работы под воздействием внешних или внутренних факторов математическая модель, описывающая динамику объекта управления, может изменяться, переключаясь с одной системы дифференциальных уравнений на другую [1, 2]. При этом определить порядки уравнений движения объекта в большинстве случаев оказывается весьма затруднительно или невозможно. Некоторые трудности, связанные с построением систем управления при указанных обстоятельствах, преодолены в работах [3 – 5]. Например, для структурно-параметрически неопределенных динамических объектов, имеющих постоянный относительный порядок, в работе [5] решена задача адаптивного управления при действии внешних помех.

Известно, что при разработке систем управления для объектов, процесс работы которых подразумевает выполнение некоторого циклического режима, целесообразно использовать в структуре регулятора специальный блок – генератор

периодических сигналов. С использованием подобного устройства в работах [7 – 15] построены комбинированные периодические системы управления для различных классов динамических объектов. Тем ни менее, проблема аналитического конструирования систем управления периодического действия для структурно и параметрически неопределенных объектов остается весьма актуальной.

В данной статье на основании критерия гиперустойчивости и выполнения условий L -диссипативности, опираясь на результаты работ [5, 7, 9, 13 – 20], решается задача построения комбинированной адаптивной системы управления структурно-параметрически неопределенным нелинейным динамическим объектом периодического действия.

Исходное математическое описание системы управления

Пусть уравнения динамики скалярного нелинейного объекта управления (OY) описывается моделью в пространстве состояний

$$\frac{dx(t)}{dt} = A(x,t)x(t) + b_0[(1 + \beta(x,t))u(t) + f(t)], \quad y(t) = L^T x(t), \quad x(0) = x_0, \quad (1)$$

где $x(t) \in R^n$ – вектор переменных состояния; $A(x,t) = A + b_0\sigma^T(x,t)$ – матрица состояния с нелинейными элементами, заданными в виде векторной функции

$$\sigma(x,t) = [\sigma_1(x,t), \sigma_2(x,t), \dots, \sigma_n(x,t)]^T, \quad (2)$$

$$\sigma_i(x,t) = h_i \gamma_i(t) \varphi_i(x_1(t), \dots, x_n(t)), \quad |\gamma_i(t)| = |\gamma_i(t+T)| \leq \gamma_0, \quad \gamma_0 = const > 0;$$

$A = A_0 + b_0\chi_0^T$ – некоторая стационарная матрица; A_0 – гурвицева матрица в форме Фробениуса; $b_0 = [0, \dots, 0, 1]^T$ – стационарный вектор соответствующего размера; χ_0 – некоторый стационарный вектор; $\beta(x,t) = \psi(t)\rho(x_1(t))$ – периодически нелинейная функция; $|\psi(t)| = |\psi(t+T)| \leq \psi_0$; $u(t) \in R$ – сигнал управляющего воздействия; $f(t)$ – вектор внешних возмущений со свойствами:

$$f(t) = [0, \dots, 0, f_n(t)]^T, \quad |f_n(t)| = |f_n(t+T)| \leq f_0, \quad f_0 = const > 0; \quad (3)$$

$L^T = [l_1, l_2, \dots, l_m]$ – стационарный вектор размерности m с положительными коэффициентами, формирующий выходной сигнал $y(t) \in R$ объекта управления; $x(0)$ – вектор начальных условий.

Предполагается, что работа OY (1) – (3) протекает при следующих допущениях:

1) характеристическое уравнение матрицы A имеет произвольное расположение корней;

2) полином $l(s) = l_m s^m + l_{m-1} s^{m-1} + \dots + l_2 s + l_1$, составленный относительно компонентов вектора L – гурвицев (s – комплексная переменная);

3) непосредственному измерению доступен только выход OY , т.е. $y(t)$;

4) параметры матриц и векторов OY являются априорно неизвестными и зависят от некоторого заданного набора значений (параметрическая неопределенность):

$$\begin{aligned} A(x,t) &= A(x,t,\xi) = A_0 + b_0\chi^T(\xi) + b_0\sigma^T(x,t,\xi), \\ \beta(x,t) &= \beta(x,t,\xi) = \psi(t,\xi)\rho(x_1(t)), \quad f(t) = f(t,\xi), \quad L = L(\xi), \end{aligned} \quad (4)$$

где $\xi \in \Xi$, Ξ – известное ограниченное числовое множество;

5) числовые значения параметров n и m неизвестны (структурная неопределенность);

6) относительный порядок OY k ($k = n - m > 1$), а также максимальное значение n ($n_{\max} = \max(n)$) являются известными величинами.

Требуемое качество переходных процессов OY (1) – (3) определим аналогично [7 – 9, 11], с помощью неявного периодического эталона (НПЭ)

$$\frac{dx_0(t)}{dt} = A_0 x_0(t) + b_0 g_0(t), \quad y_0(t) = L^T x_0(t) = r(t), \quad (5)$$

где $x_0(t) \in R^n$ – некоторые переменные состояния; $g_0(t)$ – некоторый неявный периодический сигнал; $y_0(t) \in R$ – скалярный выход НПЭ, совпадающий с периодическим задающим воздействием системы $r(t) = r(t + T)$.

Устройство регулятора определим в адаптивно-периодическом комбинированном виде с помощью соотношений

$$\begin{aligned} u(t) &= \zeta \theta(t) - \chi^T(t) x(t), \quad \theta(t) = \theta(t - \bar{T}) + z(t), \\ \theta(s) &= 0, \quad s \in [-\bar{T}; 0], \quad \chi(t) = \chi_{\text{инт}}(t) + \chi_{\text{пер}}(t), \end{aligned} \quad (6)$$

где $\zeta = \text{const} > 0$; $\theta(t)$ – выход генератора периодических сигналов; $z(t)$ – сигнал рассогласования выходов периодического эталона (5) и объекта управления (1) – (3); $\chi(t)$ – настраиваемый векторный параметр контура адаптации, включающий интегральную $\chi_{\text{инт}}(t)$ и периодическую $\chi_{\text{пер}}(t)$ части.

Поскольку в уравнения комбинированного регулятора (6) входят недоступные непосредственному измерению переменные состояния, то для технической реализации контура управления, аналогично [5, 15, 20], к выходу объекта управления (1) – (3) необходимо подключить фильтр-корректор (ΦK). Математическую модель фильтр-корректора, согласно Приложению А, можно представить в векторно-матричной форме записи

$$\frac{dx_{\Phi K}(t)}{dt} = A_{\Phi K} x_{\Phi K}(t) + b_{\Phi K} y(t), \quad y_{\Phi K}(t) = L_{\Phi K}^T x_{\Phi K}(t), \quad x_{\Phi K}(0) = 0, \quad (7)$$

где $x_{\Phi K}(t) \in R^{n_{\max}-1}$ – переменные состояния корректора; $A_{\Phi K}$ – гурвицева матрица в форме Фробениуса с собственными числами, заданными значением параметра q_0 ($\lambda_i = -q_0, i = 1, 2, \dots, n_{\max} - 1$); $b_{\Phi K}, L_{\Phi K}$ – стационарные векторы размерности $(n_{\max} - 1)$; $y_{\Phi K}(t) \in R$ – скалярный выход фильтр-корректора. При этом переменные состояния ΦK будут являться оценками переменных состояния OY , т.е. $x_{\Phi K}(t) \cong x(t)$, которые будем использовать для построения контура управления (6).

Описание видоизмененной системы управления и постановка задачи

Рассмотрим последовательное соединение OY и ΦK , записанное в операторной форме (см. Приложение А)

$$c(p)(p + q_0)^{n_{\max}-1} y_{\Phi K}(t) = q_0^{n_{\max}-1} \delta_0^{-1} \delta(p) d(p) \bar{\mu}(p). \quad (8)$$

Известно [5, 14, 16 – 20], что исходному соединению OY и ΦK (8) всегда

можно поставить в соответствие некоторое виртуальное последовательное соединение видоизмененного объекта управления (*ВОУ*)

$$c(p)\tilde{y}(t) = g(p)\bar{\mu}(t) \quad (9)$$

и видоизмененного фильтр-корректора (*ВФК*)

$$(T_0 p + 1)^{n_{\max} - 1} y_{\Phi K}(t) = \tilde{y}(t), T_0 = q_0^{-1}. \quad (10)$$

где $\tilde{y}(t)$ – видоизмененный выход; $g(p) = q_0^{n_{\max} - 1} \delta_0^{-1} \delta(p) d(p)$ – полином порядка $(n_{\max} - 1)$.

Последовательному соединению *ОУ* и *ФК*, а также *ВОУ* и *ВФК* соответствует один и тот же выходной сигнал $y_{\Phi K}(t)$, совпадающий с выходным сигналом основного контура управления, т. е. $y_{\Phi K}(t) = y_{OK}(t)$. В такой ситуации *НПЭ* (5) будет формировать динамику основного контура ($y_{OK}(t)$), но не *ОУ*. Поэтому для того, чтобы *НПЭ* (5) по-прежнему задавал желаемую динамику выхода объекта управления, на выход *НПЭ* подключим *ФК* (7) (см. Приложение Б).

Следуя [16 – 20], построение системы с использованием блока коррекции осуществим в два этапа:

исключим из рассмотрения *ВФК* (10), считая его блоком структурного возмущения, и проведем синтез контура управления для так называемой упрощенной системы (5), (6), (9);

обеспечим *L*-диссипативность синтезированной на первом этапе системы управления при наличии структурного возмущения (10).

Рассмотрим упрощенную систему управления, положив $(T_0 p + 1)^{n_{\max} - 1} \cong 1$ и $x(t) \cong x_{\Phi K}(t)$, тогда математические модели *ВОУ* (9) и *ВНПЭ* (Б.4) в пространстве состояний и структура регулятора (6) примут вид

$$\frac{dx(t)}{dt} = A(x, t)x(t) + b_0[(1 + \beta(x, t))u(t) + f(t)], \tilde{y}(t) = G^T x(t), x(0) = x_0; \quad (11)$$

$$\frac{dx_0(t)}{dt} = A_0 x_0(t) + b_0 g_0(t), \tilde{y}_0(t) = G^T x_0(t); \quad (12)$$

$$u(t) = \zeta \theta(t) - \chi^T(t) x_{\Phi K}(t), \chi(t) = \chi_{\text{инт}}(t) + \chi_{\text{неп}}(t), \quad (13)$$

$$\theta(t) = \theta(t - \bar{T}) + z(t), \theta(s) = 0, s \in [-\bar{T}; 0].$$

Постановка задачи. Для упрощенной системы управления (11) – (13) требуется определить явный вид алгоритмов самонастройки $\chi_{\text{инт}}(t)$ и $\chi_{\text{неп}}(t)$ комбинированного адаптивного регулятора (13), обеспечивающих при любых начальных условиях $x(0)$, любых внешних возмущениях $f(t)$, любых изменениях ограниченных нелинейных функций $\sigma(x, t)$, $\beta(x, t)$ и любом наборе параметров $\xi \in \Xi$ выполнение цели управления

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |\tilde{y}_0(t) - \tilde{y}(t)| \leq \rho_1 \quad (14)$$

и целей адаптации

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |\chi_{i, \text{инт}}(t)| \leq \rho_{2i}, \lim_{t \rightarrow \infty} \chi_{i, \text{инт}}(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} \chi_{i, \text{неп}}^*(t) = \chi_{i, \text{неп}}(t + T), \quad (15)$$

где $\rho_1 = \text{const} > 0$, $\rho_1 = \text{const} > 0$ – некоторые относительно малые числа.

**Алгоритмы адаптации упрощенной системы
и L -диссипативность исходной системы управления**

Алгоритмы контура управления. С использованием отклонения $e(t) = x_0(t) - x(t)$ эквивалентную математическую модель упрощенной системы управления (11) – (13) можно записать следующим образом:

$$\begin{aligned} \frac{de(t)}{dt} &= A_0 e(t) + b_0 \mu(t), \quad z(t) = G^T e(t) = \tilde{y}_0(t) - \tilde{y}(t), \\ \mu(t) &= (1 + \beta(x, t)) \left\{ -\zeta [\theta(t) - \tilde{\theta}(x, t)] + \sum_{i=1}^{n_{\max}} [\chi_{i, \text{унт}}(t) - \chi_{0i}] x_{i, \Phi K}(t) + \right. \\ &\quad \left. + \sum_{i=1}^{n_{\max}} [\chi_{i, \text{неп}}(t) - \tilde{\sigma}_i(x, t)] x_{i, \Phi K}(t) \right\}, \end{aligned} \quad (16)$$

$$\tilde{\theta}(x, t) = \frac{g_0(t) + f_{n_{\max}}(t)}{\zeta(1 + \beta(x, t))}, \quad \tilde{\sigma}_i(x, t) = \frac{\sigma_i(x, t) - \chi_{i0} \beta(x, t)}{1 + \beta(x, t)},$$

где $\tilde{\theta}(x, t)$ и $\tilde{\sigma}_i(x, t)$, $i = 1, 2, \dots, n_{\max}$ – периодически нелинейные сигналы.

Для рассматриваемого эквивалентно математического описания (16) с помощью критерия гиперустойчивости, по аналогии с [6, 7, 9, 11], можно показать, что при синтезе алгоритмов комбинированного контура управления (13) в виде

$$\frac{d\chi_{i, \text{унт}}(t)}{dt} = \begin{cases} -\alpha_{1i} x_{i, \Phi K}(t) [\tilde{y}_0(t) - \tilde{y}(t)], & \forall |\tilde{y}_0(t) - \tilde{y}(t)| > \phi, \\ 0, & \forall |\tilde{y}_0(t) - \tilde{y}(t)| < \phi, \end{cases} \quad (17)$$

$$\chi_{i, \text{неп}}(t) = \chi_{i, \text{неп}}(t - \bar{T}) - \alpha_{2i} x_{i, \Phi K}(t) [\tilde{y}_0(t) - \tilde{y}(t)], \quad (18)$$

где $\alpha_{1i} = \text{const} > 0$, $\alpha_{2i} = \text{const} > 0$ – произвольные числа; $\phi = \text{const} > 0$ – величина зоны нечувствительности, для линейной стационарной части системы (16) будет выполнено условие вещественности и строгой положительности

$$\text{Re}[W_{\text{лсч}}(j\omega)] = \text{Re} \left[\frac{G^T (j\omega E - A_0)^+ b_0}{\det(j\omega E - A_0)} \right] > 0, \quad \forall \omega \in (-\infty; \infty), \quad (19)$$

а для нелинейной нестационарной части будет существовать справедливое интегральное неравенство В.М. Попова

$$\begin{aligned} \eta(0, t) &= -\int_0^t \mu(\zeta) z(\zeta) d\zeta = \zeta \int_0^t (1 + \beta(x, \zeta)) [\theta(\zeta) - \tilde{\theta}(x, \zeta)] \cdot [\tilde{y}_0(\zeta) - \tilde{y}(\zeta)] d\zeta - \\ &\quad - \sum_{i=1}^{n_{\max}} \int_0^t (1 + \beta(x, \zeta)) [\chi_{i, \text{унт}}(\zeta) - \chi_{0i}] x_{i, \Phi K}(\zeta) [\tilde{y}_0(\zeta) - \tilde{y}(\zeta)] d\zeta - \\ &\quad - \sum_{i=1}^{n_{\max}} \int_0^t (1 + \beta(x, \zeta)) [\chi_{i, \text{неп}}(\zeta) - \tilde{\sigma}_i(x, \zeta)] x_{i, \Phi K}(\zeta) [\tilde{y}_0(\zeta) - \tilde{y}(\zeta)] d\zeta \geq \gamma_0^2, \quad \forall t > 0, \end{aligned} \quad (20)$$

$$\gamma_0 = \text{const} > 0.$$

Из выполнения требований (19), (20) следует, что система (11) – (13), (17), (18) будет гиперустойчивой, и для нее с течением времени выполняются целевые условия (14), (15).

L-диссипативность исходной системы управления. Рассмотрим установившийся режим системы (11) – (13), (17), (18), описываемый уравнением

$$(c(p) + \chi_0(p))z(t) = g(p)\mu(t), \quad (21)$$

где $c(p) + \chi_0(p) = c_M(p)$ – гурвицев полином; $\chi_0(p)$ – полином, значения коэффициентов которого соответствуют установившимся значениям компонентов вектора $\chi_{инт}(t)$. Вернем в рассмотрение блок структурного возмущения (10), с учетом которого уравнение (21) примет вид

$$[(T_0 p + 1)^{n_{\max} - 1} c(p) + \chi_0(p)]z(t) = g(p)\mu(t).$$

В этом случае система теряет свойство гиперустойчивости. Однако при выборе параметра T_0 в соответствии с условиями [5]

$$T_0 < T_1 = \frac{0,93}{(n-2)c_{M(n_{\max}-1)}}, T_0 < T_2 = \frac{0,465c_{M(n_{\max}-1)}}{(n-1)c_{M(n_{\max}-2)}},$$

где $c_{M(n_{\max}-1)}$ и $c_{M(n_{\max}-2)}$ – коэффициенты полинома $c_M(p)$. Следуя результатам [16 – 18, 20], можно обеспечить *L*-диссипативность структурно возмущенной системы (9), (10), (17), (18), (Б.4), (Б.5). При этом исходная система управления (1) – (3), (5) – (7), (17), (18) также окажется *L*-диссипативной и для нее будут выполнены цели адаптации (15) и управления

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} |y_0(t) - y(t)| &\leq \rho_y, \rho_y = const > 0, \\ \lim_{t \rightarrow \infty} |y_{0OK}(t) - y_{\Phi K}(t)| &\leq \rho_{OK}, \rho_{OK} = const > 0. \end{aligned} \quad (22)$$

Имитационное моделирование

Для оценки качества работы системы управления (1) – (3), (5) – (7), (17), (18) рассмотрим задачу управления динамическим объектом (1) – (3) с относительным порядком $k = 2$ и следующей структурой матрицы и векторов:

$$A(x, t) = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ a_1(x, t) & a_2(x, t) & a_3(x, t) & a_4(x, t) \end{pmatrix}; b_0 = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}; L = \begin{pmatrix} l_1 \\ l_2 \\ l_3 \\ 0 \end{pmatrix};$$

$$a_1(x, t) = a_1 + h_1 \gamma_1(t) \varphi_1(x_1(t), x_2(t), x_3(t), x_4(t));$$

$$a_2(x, t) = a_2 + h_2 \gamma_2(t) \varphi_2(x_1(t), x_2(t), x_3(t), x_4(t));$$

$$a_3(x, t) = a_3 + h_3 \gamma_3(t) \varphi_3(x_1(t), x_2(t), x_3(t), x_4(t));$$

$$a_4(x, t) = a_4 + h_4 \gamma_4(t) \varphi_4(x_1(t), x_2(t), x_3(t), x_4(t));$$

$$\gamma_i(t) = c_i \sin(p\pi t), c_i = const > 0, p = const > 0, i = 1, \dots, 4;$$

$$\varphi_i(x_1(t), x_2(t), x_3(t), x_4(t)) = x_1^{j_1}(t) x_2^{j_2}(t) x_3^{j_3}(t) x_4^{j_4}(t); j_i = const > 0;$$

Уровень априорной неопределенности объекта был задан в виде

$$-5 \leq a_1 \leq 8; -2 \leq a_2 \leq 4; 2 \leq a_3 \leq 12; -5 \leq a_4 \leq 8;$$

$$1 \leq l_1 \leq 25; 3 \leq l_2 \leq 10; 0,1 \leq l_3 \leq 4; 20 \leq h_i \leq 450; 14 \leq c_1 \leq 45; 1 \leq c_2 \leq 7;$$

$$17 \leq c_3 \leq 32; 13 \leq c_4 \leq 21; 0,1 \leq p_1 \leq 3; 0,2 \leq p_2 \leq 2; 0,1 \leq p_3 \leq 2; 0,3 \leq p_4 \leq 1,5.$$

Передаточная функция ΦK (7) имеет вид:

$$W_{\Phi K}(s) = \frac{l_{2,\Phi K}s + l_{1,\Phi K}}{(T_0s + 1)^3}. \quad (23)$$

Вычислительные эксперименты проводились при следующих наборах параметров объекта:

$$a_1 = 6; a_2 = -0,5; a_3 = 10; a_4 = -2; l_1 = 1; l_2 = 5; l_3 = 0,5; \\ h_1 = h_2 = h_3 = h_4 = 300; p_1 = p_2 = p_3 = p_4 = 0,5; \quad (24)$$

$$c_1 = 30; c_2 = 1,5; c_3 = 25; c_4 = 15; a_1 = -0,07; a_2 = 2,49; \\ a_3 = 10,22; a_4 = 2,17; l_1 = 1; l_2 = 5; l_3 = 0,5; h_1 = h_2 = h_3 = h_4 = 250; \\ p_1 = p_2 = p_3 = p_4 = 0,3; c_1 = 25; c_2 = 1,5; c_3 = 30; c_4 = 15. \quad (25)$$

Отметим, что при наборе параметров (24) имеет место $n = 4$, $m = 2$, а при параметрах (25) $n = 3$, $m = 1$. Задающее и возмущающее воздействие системы были сформированы с помощью периодических функции вида

$$r(t) = 0,2(e^{0,4(1-\cos(2\pi t))} - 1) - 0,2(1 - \cos(\pi t)), \quad (26)$$

$$f(t) = 0,1\sin(6t). \quad (27)$$

В ходе имитационного моделирования (рис. 1 – 6), с целью повышения быстродействия системы управления, числовые параметры комбинированного регулятора (6) и ΦK (23) были выбраны со следующими значениями:

$$\zeta = 3000; \bar{T} = 4; \phi = 0,002; \alpha_{11} = 400; \alpha_{12} = 300; \alpha_{13} = 200; \alpha_{14} = 0,1;$$

$$\alpha_{21} = 20; \alpha_{22} = 40; \alpha_{23} = 30; \alpha_{24} = 0,3; l_{1,\Phi K} = 1; l_{2,\Phi K} = 0,1; T_0 = 0,001.$$

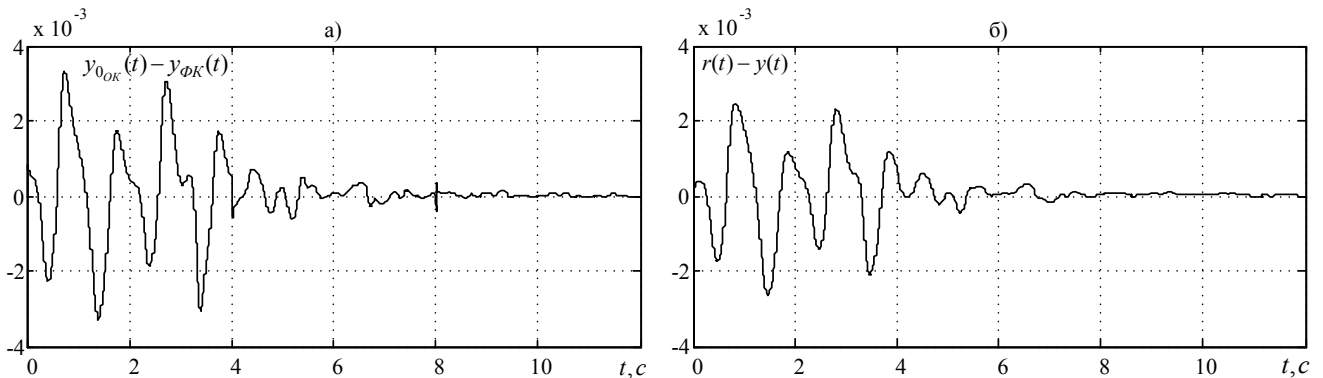


Рис. 1. Сигнал рассогласования по основному контуру системы (а); рассогласование выходов НПЭ и ОУ (б) при параметрах (24).

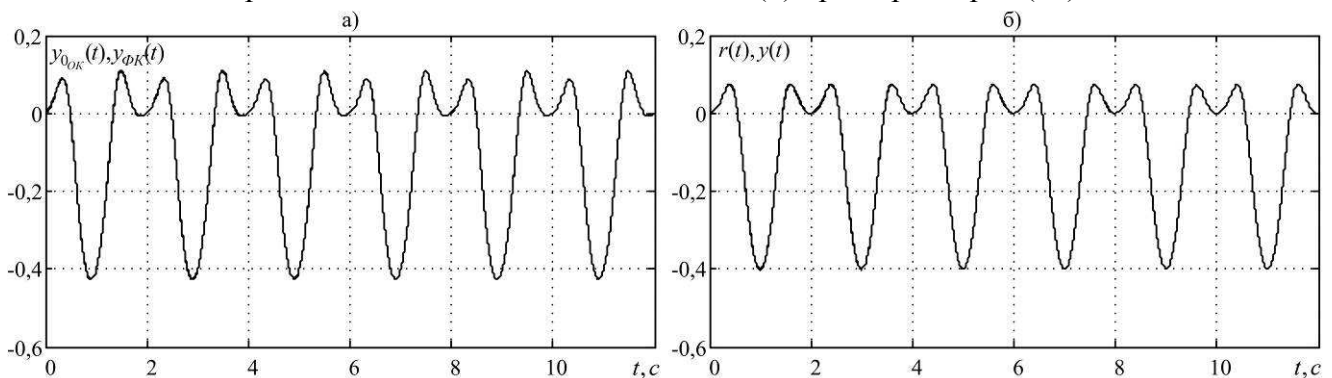


Рис. 2. Задание и выход основного контура системы (а); выход НПЭ и ОУ (б) при параметрах (24).

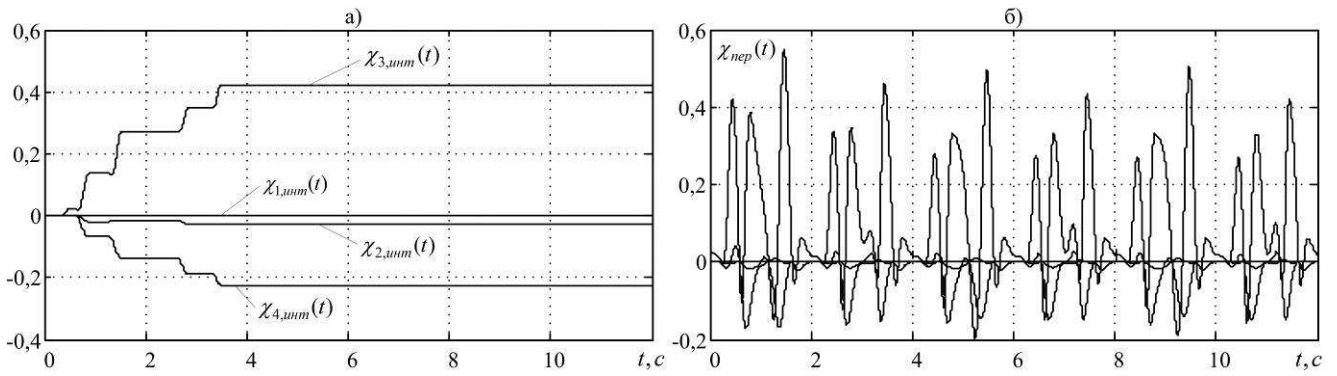


Рис. 3. Процесс настройки интегрального и периодического коэффициентов комбинированного регулятора при параметрах (24).

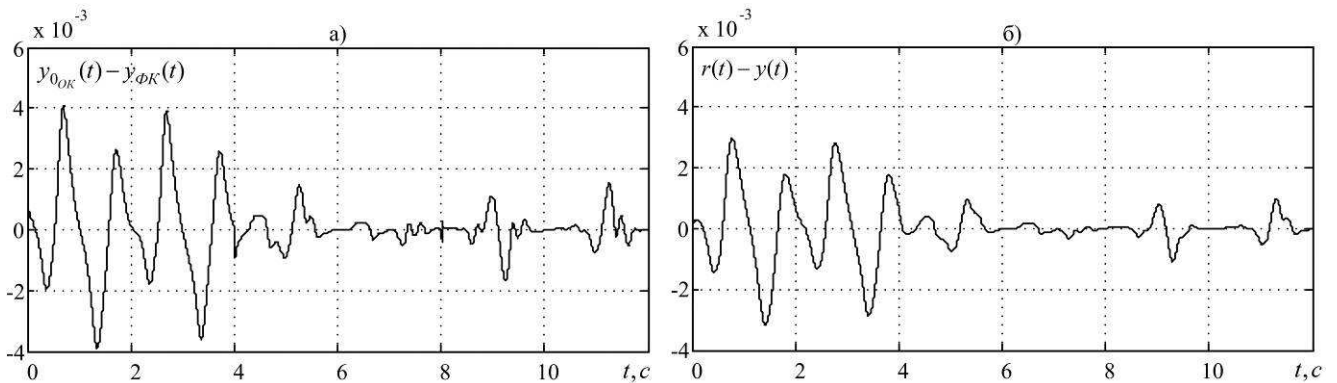


Рис. 4. Сигнал рассогласования по основному контуру системы (а); рассогласование выходов НПЭ и ОУ (б) при параметрах (25).

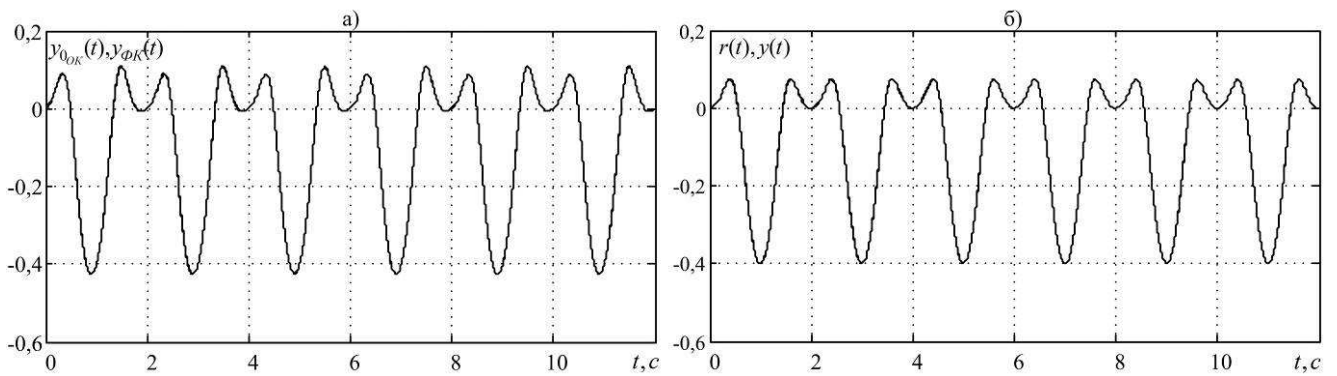


Рис. 5. Задание и выход основного контура системы (а); выход НПЭ и ОУ (б) при параметрах (25).

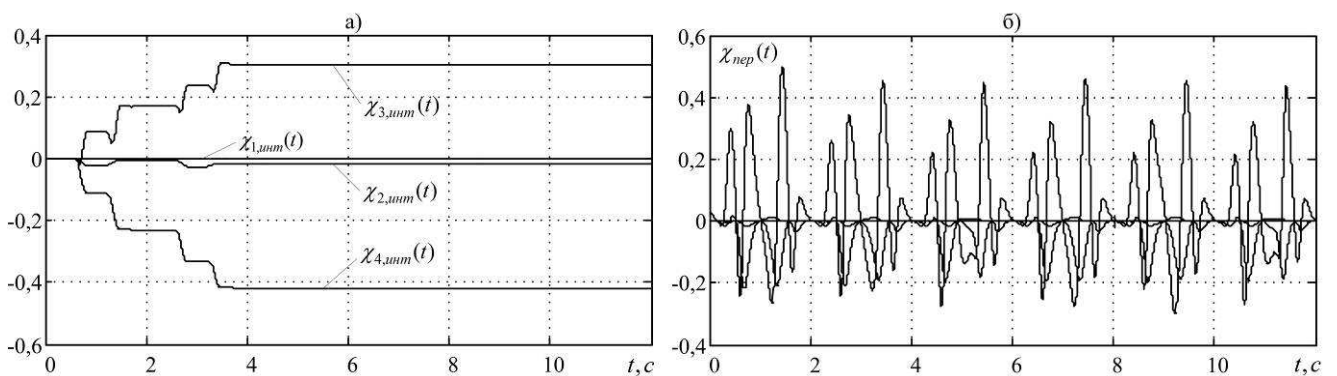


Рис. 6. Процесс настройки интегрального и периодического коэффициентов комбинированного регулятора при параметрах (25).

Представленные результаты показывают, что в условиях постоянного действия внешних возмущений (27) применение адаптивно-периодического контура управления (6), (17), (18) позволяет системе управления обеспечить достаточно высокое качество слежения выхода объекта управления (1) за командным сигналом (26). Это подтверждается практически нулевыми значениями сигналов рассогласования в установившемся режиме ($y_{0_{OK}}(t) - y_{\Phi K}(t)$) и ($r(t) - y(t)$) при параметрах (24) (рис. 1а, 1б, 2а, 2б) и не превышением этими же сигналами величины 0,3% (рис. 4а, 4б, 5а, 5б) при параметрах (25), что соответствует достижению поставленных как целей управления (22), так и целей адаптации (15) (рис. 3а, 3б, 6а, 6б).

Заключение

С помощью критерия гиперустойчивости и условий L -диссипативности в работе решена задача построения системы управления структурно и параметрически неопределенным скалярным нелинейным динамическим объектом периодического действия при постоянном значении его относительного порядка.

Отличительной особенностью предложенной системы управления является использование в схеме с неявным эталоном двух ΦK .

Приложение А

Выделяя в OY (1) – (3) нелинейную нестационарную и линейную стационарную части, эти уравнения можно эквивалентно записать следующем образом:

$$\frac{dx(t)}{dt} = Ax(t) + b_0 \bar{\mu}(t), \quad y(t) = L^T x(t), \quad (A.1)$$

$$\bar{\mu}(t) = \sigma^T(x, t)x(t) + (1 + \beta(x, t))u(t) + f(t).$$

Перепишем полученные соотношения в виде операторной модели в форме «вход-выход»:

$$a(p)y(t) = b(p)\bar{\mu}(t), \quad p^i y(0) = y_{i0}, \quad (A.2)$$

где $p = d/dt$ – оператор дифференцирования; $a(p)$, $b(p)$ – нормированные полиномы степени n и m соответственно:

$$a(p) = p^n + a_{n-1}p^{n-1} + a_{n-2}p^{n-2} + \dots + a_1p + a_0, \quad (A.3)$$

$$b(p) = p^m + b_{m-1}p^{m-1} + b_{m-2}p^{m-2} + \dots + b_1p + b_0;$$

$\bar{\mu}(t) \in R$ – входной сигнал; y_{i0} – начальные условия. Очевидно, что при известных значениях максимального порядка полинома $a(p)$ (n_{max}) и относительного порядка объекта (k) структурная неопределенность будет иметь место только при $n < n_{max}$ [5]. Тогда, используя нормированный полином $(p + \lambda_0)^{n_{max}-n}$, $\lambda_0 = const > 0$ и соотношения (A.3), можно получить нормированные полиномы

$$c(p) = a(p)(p + \lambda_0)^{n_{max}-n} = p^{n_{max}} + c_{n_{max}-1}p^{n_{max}-1} + \dots + c_1p + c_0,$$

$$d(p) = b(p)(p + \lambda_0)^{n_{max}-n} = p^{n_{max}-k} + d_{n_{max}-k-1}p^{n_{max}-k-1} + \dots + d_1p + d_0,$$

с известными значениями степеней (n_{\max} , $n_{\max} - k$), устранив тем самым структурную неопределенность в рассматриваемом OU . В этом случае динамика объекта будет определяться уравнениями

$$c(p)y(t) = d(p)\bar{\mu}(t), p^i y(0) = y_{i0}. \quad (A.4)$$

Осуществляя переход от полученной модели (A.4) к записи динамических свойств объекта в пространстве состояний, получаем уравнения, подобные (A.1), но с другими размерностями матриц и векторов: векторы состояния $x(t)$, управления b_0 , выхода L , а также нелинейная вектор-функция $\sigma(x,t)$ будут иметь размерность n_{\max} .

В этом случае при построении технически реализуемых систем управления для всего многообразия структурно неопределенных объектов (A.1, A.2), приведенных к структурно определенной форме (A.4), при любом $n < n_{\max}$ достаточно подключить к выходу объекта (A.4) фильтр-корректор [5]

$$(p + q_0)^{n_{\max}-1} y_{\Phi K}(t) = q_0^{n_{\max}-1} \delta_0^{-1} \delta(p)y(t), \quad (A.5)$$

где q_0, δ_0 – положительные числа, причем значение q_0 достаточно велико; $y_{\Phi K}(t)$ – выход корректора; $\delta(p) = p^{k-1} + \delta_{k-2}p^{k-2} + \dots + \delta_1 p + \delta_0$ – гурвицев полином.

Приложение Б

Использование в системе управления $НПЭ$ (5) означает, что в установившемся режиме выходной сигнал OU должен совпадать с периодическим командным сигналом ($y(t) = r(t)$). Однако при подключении к выходу OU фильтр-корректора выход основного контура системы будет определяться соотношением $y_{OK}(t) = y_{\Phi K}(t)$ и моделью «вход-выход»

$$c_0(p)r(t) = d(p)\mathcal{G}_0(t), \quad (B.1)$$

где $c_0(p)$ – гурвицев полином, т.е. будет задавать желаемое поведение соединения OU и ΦK , а требуется сформировать требуемую динамику OU .

Поэтому подключим к выходу $НПЭ$ фильтр-корректор (A.5). Тогда последовательному соединению $НПЭ$ и ΦK будет соответствовать уравнение

$$c_0(p)(T_0 p + 1)^{n_{\max}-1} y_{\Phi K}(t) = g(p)\mathcal{G}_0(t), \quad (B.2)$$

или

$$c_0(p)(T_0 p + 1)^{n_{\max}-1} y_{0OK}(t) = g(p)\mathcal{G}_0(t). \quad (B.3)$$

Следовательно, если при этом провести синтез замкнутой системы управления, то в установившемся режиме сигнал $y_{0OK}(t)$ будет совпадать с сигналом $y_{OK}(t)$, а поведение выхода $НПЭ$ ($y_0(t) = r(t)$) соответствовать динамике выходного сигнала объекта $y(t)$. Иначе говоря, последовательное соединение $НПЭ$ и ΦK будет задавать требуемое поведение основного контура системы, а выход $НПЭ$ – формировать требуемое качество переходных процессов в OU .

ЛИТЕРАТУРА

1. Куржанский А.Б. О синтезе систем с импульсным управлением // Мехатроника, автоматизация, управление. – 2007. – №4. – С. 2-12.
2. Пащенко Ф.Ф., Амосов О.С., Иванов С.Н. Синтез систем управления электромеханически-

- ми преобразователями // Датчики и системы. – 2006. – №8. – С. 18-32.
3. *Tao G., Ioannou P.A.* Model Reference Adaptive Control for Plants with Unknown Relative Degree // IEEE Trans. Automat. Control. – 1993. – Vol. 38, No. 6. – P. 976-982.
 4. *Hodgson S.P., Stoten D.P.* Robustness of the Minimal Control Synthesis Algorithm with Minimal Phase Plant Dynamics of Unknown Order but Known Relative Degree // International Journal of Control. – 1998. – Vol. 71, No. 1. – P. 1-17.
 5. *Еремин Е.Л., Пикуль З.Д., Теличенко Д.А.* Адаптивная система управления одним классом структурно-параметрически неопределенных объектов в схеме с явной и неявной эталонными моделями // Информатика и системы управления. – 2015. – №1(43). – С. 105-115.
 6. *Еремин Е.Л., Капитонова М.С.* Адаптивная система управления T -периодическими нелинейными объектами // Проблемы управления. – 2007. – № 1. – С.2-7.
 7. *Еремин Е.Л., Теличенко Д.А., Шеленок Е.А.* Комбинированные алгоритмы системы робастно-периодического управления нелинейным объектом с запаздыванием // Информатика и системы управления. – 2009. – № 3(21). – С. 125-135.
 8. *Еремин Е.Л., Теличенко Д.А., Шеленок Е.А.* Циклический режим в системе робастного управления манипулятором Барретта // Вестник Тихоокеанского государственного университета. – 2010. – № 3(18). – С. 23-32.
 9. *Еремин Е.Л., Теличенко Д.А., Шеленок Е.А.* Периодические режимы в схемах децентрализованного адаптивного и робастного управления // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2011. – № 1 (Вып. 35). – С. 108-116.
 10. *Годяев А.И., Еремин Е.Л., Шеленок Е.А.* Имитационная модель системы периодического управления электродинамическим вибростендом // Доклады ТУСУРа. – 2012. – № 1(25), часть 2. – С. 257-261.
 11. *Шеленок Е.А.* Адаптивно-робастная система управления нелинейными объектами периодического действия // Информатика и системы управления. – 2012. – № 4(34). – С. 128-137.
 12. *Eremin E.L., Shelенок E.A.* Automatic Control System of Testing Vibration Shaker // 2013 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). Proceedings. – Krasnoyarsk: Siberian Federal University. Russia, Krasnoyarsk, September 12–13, 2013. – P. 128-137.
 13. *Еремин Е.Л., Шеленок Е.А.* Система адаптивного виброгашения вынужденных колебаний // Датчики и системы. – 2014. – № 5. – С. 16-22.
 14. *Лебянов Б.Н., Шеленок Е.А.* Адаптивно-периодическая система управления нелинейным объектом с самонастройкой динамического корректора // Информатика и системы управления. – 2015. – №1(43). – С. 116-126.
 15. *Eremin E.L., Chepak L.V., Shelенок E.A.* Combined Adaptive Control System for Nonlinear Periodic Action Plant // 2015 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). Proceedings. – Omsk: Omsk State Technical University. Russia, Omsk, May 21–23, 2015.
 16. *Еремин Е.Л.* L-диссипативность гиперустойчивой системы управления при структурном возмущении. I. // Информатика и системы управления. – 2006. – № 2(12). – С.94-101.
 17. *Еремин Е.Л.* L-диссипативность гиперустойчивой системы управления при структурном возмущении. II. // Информатика и системы управления. – 2007. – № 1(13). – С.130-139.
 18. *Еремин Е.Л.* L-диссипативность гиперустойчивой системы управления при структурном возмущении. III. // Информатика и системы управления. – 2007. – № 2(14). – С.153-164.
 19. *Еремин Е.Л.* Адаптивная система управления с неявным эталоном и блоком быстродействующей коррекции // Информатика и системы управления. – 2012. – № 1(31). – С. 183-194.
 20. *Еремин Е.Л.* L-диссипативность гиперустойчивой системы управления при структурном возмущении. IV. // Информатика и системы управления. – 2013. – № 2(36). – С.100-106.

E-mail:

Еремин Евгений Леонидович – ereminel@mail.ru;

Шеленок Евгений Анатольевич – cidshell@mail.ru.