



УДК 684.51

© 2017 г. **Е.Л. Еремин**, д-р техн. наук,
Л.В. Чепак, канд. техн. наук
(Амурский государственный университет, Благовещенск)

КОМБИНИРОВАННЫЙ РЕГУЛЯТОР ДЛЯ ОДНОГО КЛАССА НЕАФФИННЫХ ОБЪЕКТОВ С ЗАПАЗДЫВАНИЕМ ПО УПРАВЛЕНИЮ

Рассматривается синтез комбинированного закона управления для класса неаффинных одноканальных объектов с недоступными прямым измерениям переменными состояниями при наличии запаздывания в канале управления, функционирующих в условиях параметрической неопределенности и подверженных действию внешних помех.

Ключевые слова: неаффинный объект, запаздывание по управлению, комбинированный закон управления, фильтр-корректор, критерий гиперустойчивости.

DOI: 10.22250/isu.2017.54.125-134

Введение

В современной теории управления актуальной является проблема построения автоматических систем для динамических объектов с запаздыванием по управлению, функционирующих в условиях априорной параметрической неопределенности. Решение такой задачи можно найти различными способами, используя, в частности, адаптивные и/или робастные законы управления, нейронные сети, нечеткую логику [1 – 12] и т.д. Применение того или иного метода зависит от класса объектов, для которых разрабатываются системы управления.

Например, в работах [1 – 5] разработаны адаптивные системы для линейных объектов с запаздыванием по управлению, в статьях [7 – 10] описаны подходы к управлению нелинейными нестационарными объектами с подобным типом запаздывания, где рассмотрены объекты аффинные, т.е. линейные по управлению. Однако вопросам построения систем для неаффинных объектов с запаздыванием по управлению не уделено достаточного внимания и публикаций, посвященных данной проблематике, крайне мало [13 – 17].

В настоящей работе предлагается подход к построению комбинированного регулятора для одного класса неаффинных одноканальных объектов с запаздыванием по управлению, опирающийся на развитие результатов работ [15 – 17], полученных для систем управления неаффинными объектами без запаздывания в основном контуре.

Постановка задачи

Рассматривается неаффинный объект с запаздыванием по управлению

$$\begin{aligned} \frac{dx(t)}{dt} &= Ax(t) + B(u(t-h)f_1(x(t), u(t-h)) + f_2(x(t), u(t-h)) + \varphi(t)), \\ u(\theta) &= \nu(\theta), \theta \in [-h, 0], \\ y(t) &= x_1(t), \end{aligned} \quad (1)$$

где $x(t) \in R^n$ – вектор состояния; $u(t) \in R$ – управление; h – известное постоянное запаздывание; $f_1(x(t), u(t-h)), f_2(x(t), u(t-h))$ – гладкие нелинейные функции; $\nu(\theta)$ – ограниченная непрерывная начальная функция; $\varphi(t)$ – внешняя помеха; A – матрица в форме Фробениуса порядка n ; B – вектор; $y(t) \in R$ – выход.

Для объекта управления (1) предполагаются выполненными следующие условия:

$$1) \quad \varepsilon_1 < f_1(x(t), u(t-h)) \leq \varepsilon_2, \quad |f_2(x(t), u(t-h))| \leq \varepsilon_3, \quad |\varphi(t)| \leq \varepsilon_4, \quad \forall t \geq 0,$$

где $\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3, \varepsilon_4 = const > 0$ – известные числа;

2) относительный порядок объекта управления больше единицы;

3) переменные состояния $x(t)$ измерению не доступны, измеряем только выход объекта $y(t)$;

3) $A = A(\xi), B = B(\xi), \varphi(t) = \varphi_\xi(t), \xi \in \Xi, \Xi$ – известное множество.

Для получения оценок неизмеряемых переменных состояния будем использовать способ, изложенный в работах [18 – 21] и связанный с применением в основном контуре системы управления фильтр-корректора вида

$$\frac{dx_f(t)}{dt} = A_f x_f(t) + B_f y(t), \quad z_f(t) = C_f^T x_f(t) + D_f \frac{dx_{f(n-1)}(t)}{dt}, \quad (2)$$

где $z_f(t)$ – выход фильтр-корректора; $x_f(t) \in R^{n-1}$ – вектор состояния фильтр-корректора; A_f, B_f, C_f, D_f – постоянные матрицы и вектор, параметры которых выбираются специальным способом, описанным в работах [20, 21].

Поскольку рассматриваемая далее задача построения закона управления для неаффинного объекта (1), аналогично [22], решается в схеме с параллельной эталонной моделью, можно воспользоваться двумя ее выходами: основным – задающим желаемую динамику объекта и вспомогательным – формирующим динамику основного контура управления

$$\begin{aligned} \frac{dx_m(t)}{dt} &= A_m x_m(t) + B_m r(t), \quad y_m(t) = x_{m1}(t), \\ z_m(t) &= g^T x_m(t), \end{aligned} \quad (3)$$

где $x_m(t) \in R^n$ – вектор состояния эталонной модели; A_m – гурвицева матрица; $r(t) \in R$ – задающее воздействие; $y_m(t) \in R$ – основной выход модели; $z_m(t) \in R$ – вспомогательный выход модели. Выбор компонент вектора $g^T = [1, g_1, \dots, g_{n-1}]$ описан в работах [20, 21], в частности, коэффициенты вектора g можно задать так, что передаточная функция эталона (3) относительно вспомогательного выхода будет соответствовать инерционному звену первого порядка.

Предполагается, что для объекта управления (1) и эталонной модели (3) выполнены условия структурного согласования:

$$A_m = A + B_m C_0^T, \quad B_m K_0 = B, \quad (4)$$

где $C_0^T = (c_{01}, c_{02}, \dots, c_{0n})$, K_0 – неизвестные, соответственно постоянные вектор и число.

Так как объект (1) обладает запаздыванием по управлению, оказывающим отрицательное влияние на работоспособность системы (1) – (3), для его компенсации будем применять упредитель-компенсатор [2, 3]:

$$\begin{aligned} \frac{dx_k(t)}{dt} &= A_m x_k(t) + B_m (u(t) - u(t-h)), \quad y_k(t) = x_{k1}(t), \\ z_k(t) &= g^T x_k(t), \end{aligned} \quad (5)$$

где $x_k(t) \in R^n$ – вектор состояния упредитель-компенсатора. Аналогично формированию выходов эталонной модели (3), в упредитель-компенсаторе также используется два выхода – $y_k(t)$ и $z_k(t)$, соответственно основной и вспомогательный.

Требуется, таким образом, синтезировать комбинированный закон управления

$$u(t) = u(x(t), x_m(t), x_k(t), u(t-h), r(t)), \quad (6)$$

чтобы в условиях априорной неопределенности системы (1) – (6) в ней было бы обеспечено выполнение целевого неравенства

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |y_m(t) - y(t)| \leq \sigma_0 = \text{const} > 0. \quad (7)$$

Синтез закона управления

Решение поставленной задачи синтеза системы управления неаффинным объектом (первоначально предполагая доступность измерению его переменные состояния, которые затем заменим их оценками) найдем с использованием критерия гиперустойчивости, позволяющим определить явный вид комбинированного закона системы управления.

Во-первых, следуя методике синтеза [2, 3], введем в рассмотрение сигнал рассогласования:

$$e(t) = x_m(t) - (x(t) + x_k(t)) \quad (8)$$

и запишем эквивалентную математическую модель системы (1), (3) – (6) в виде

$$\begin{aligned} \frac{de(t)}{dt} &= A_m e(t) + B_m \mu(t), \quad v(t) = z_m(t) - g^T x(t) - z_k(t), \\ \mu(t) &= -[u(t) - r(t) + (K_0 f_1(x(t), u(t-h)) - 1)u(t-h) + \\ &\quad + K_0(f_2(x(t), u(t-h)) + \varphi(t)) - C_0^T x(t)], \end{aligned} \quad (9)$$

где $\mu(t)$ – видоизмененное управление.

Во-вторых, обеспечим выполнение интегрального неравенства В.М. Попова

$$\eta(0, t) = -\int_0^t \mu(s) v(s) ds \geq -\eta_0^2 = const, \quad \forall t > 0,$$

представляя его левую часть, с учетом $\mu(t)$ из (9), как выражение

$$\begin{aligned} \eta(0, t) &= \int_0^t \{u(s) - r(s) + (K_0 f_1(x(s), u(s-h)) - 1)u(s-h) + \\ &\quad + K_0(f_2(x(s), u(s-h)) + \varphi(s)) - C_0^T x(s)\} v(s) ds = \\ &= \int_0^t (u(s) - r(s)) v(s) ds + \int_0^t (K_0 f_1(x(s), u(s-h)) - 1)u(s-h) v(s) ds + \\ &\quad + K_0 \int_0^t (f_2(x(s), u(s-h)) + \varphi(s)) v(s) ds - \int_0^t C_0^T x(s) v(s) ds. \end{aligned} \quad (10)$$

Анализ выражения (10) показывает, что при формировании структуры закона управления (6) целесообразно к разности двух сигналов $(u(t) - r(t))$ приравнять сумму трех сигналов $(u_1(t) + u_2(t) + u_3(t))$, получая для $u(t)$ уравнение

$$u(t) = r(t) + u_1(t) + u_2(t) + u_3(t), \quad (11)$$

где $u_1(t)$, $u_2(t)$ и $u_3(t)$ – составляющие сигнала управления.

Перепишем интеграл (10), с учетом (11), следующим образом:

$$\begin{aligned} \eta(0, t) &= \eta_1(0, t) + \eta_2(0, t) + \eta_3(0, t); \\ \eta_1(0, t) &= \int_0^t (u_1(s) - C_0^T x(s)) v(s) ds = \int_0^t \left(u_1(s) - \sum_{i=1}^n c_{0i} x_i(s) \right) v(s) ds; \\ \eta_2(0, t) &= \int_0^t (u_2(s) + [K_0 f_1(x(s), u(s-h)) - 1] u(s-h)) v(s) ds; \\ \eta_3(0, t) &= \int_0^t (u_3(s) + K_0 f_2(x(s), u(s-h)) + K_0 \varphi(s)) v(s) ds. \end{aligned}$$

Если составляющую $u_1(t)$ синтезировать в виде

$$u_1(t) = \sum_{i=1}^n h_i x_i(t) \int_0^t x_i(s) v(s) ds, \quad h_i = \text{const} > 0, \quad (12)$$

то для интеграла $\eta_1(0,t)$ можно получить оценку

$$\begin{aligned} \eta_1(0,t) &= \int_0^t \left(u_1(s) - \sum_{i=1}^n c_{0i} x_i(s) \right) v(s) ds = \\ &= \sum_{i=1}^n h_i \int_0^t x_i(s) v(s) \int_0^s x_i(\mathcal{G}) v(\mathcal{G}) d\mathcal{G} ds - \sum_{i=1}^n c_{0i} \int_0^t x_i(s) v(s) ds \pm \sum_{i=1}^n \frac{c_{0i}^2}{2h_i} = \\ &= \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \left\{ h_i \left(\int_0^t x_i(s) v(s) ds \right)^2 - 2c_{0i} \int_0^t x_i(s) v(s) ds + \frac{c_{0i}^2}{h_i} \right\} - \sum_{i=1}^n \frac{c_{0i}^2}{2h_i} \geq \\ &\geq - \sum_{i=1}^n \frac{c_{0i}^2}{2h_i} = -\eta_{01} = \text{const} < 0, \quad \forall t > 0. \end{aligned} \quad (13)$$

Полагая, что составляющая $u_2(t)$ определена уравнением

$$\begin{aligned} u_2(t) &= \tilde{h}_2 u(t-h) \int_0^t u(s-h) v(s) ds, \\ \tilde{h}_2 &= 2\hat{h}_1^2 \hat{h}_2, \quad \hat{h}_1 = \max |K_0 f_1(x(s), u(s-h)) - 1|, \quad \hat{h}_2 = \text{const} > 0, \end{aligned} \quad (14)$$

в результате преобразования интеграла $\eta_2(0,t)$ будет справедлива оценка

$$\begin{aligned} \eta_2(0,t) &= \int_0^t \left(u_2(s) + [K_0 f_1(x(s), u(s-h)) - 1] u(s-h) \right) v(s) ds \pm \\ &\pm \hat{h}_1^2 \hat{h}_2 \left(\int_0^t u(s-h) v(s) ds \right)^2 \pm \frac{1}{4\hat{h}_2} \geq \\ &\geq \int_0^t \left(u_2(s) - 2\hat{h}_1^2 \hat{h}_2 u(s-h) \int_0^s u(\mathcal{G}-h) v(\mathcal{G}) d\mathcal{G} \right) v(s) ds + \\ &+ \left\{ \hat{h}_2 \left(\int_0^t [K_0 f_1(x(s), u(s-h)) - 1] u(s-h) v(s) ds \right)^2 + \right. \\ &\left. + \int_0^t [K_0 f_1(x(s), u(s-h)) - 1] u(s-h) v(s) ds + \frac{1}{4\hat{h}_2} \right\} - \frac{1}{4\hat{h}_2} \geq \\ &\geq - \frac{1}{4\hat{h}_2} = -\eta_{02} = \text{const} < 0, \quad \forall t > 0. \end{aligned} \quad (15)$$

Если составляющую $u_3(t)$ синтезировать следующим образом:

$$u_3(t) = \tilde{h}_3 \int_0^t v(s) ds + \tilde{h}_4 v(t), \quad (16)$$

то для интеграла $\eta_3(0,t)$ будет иметь место оценка

$$\begin{aligned}
\eta_3(0, t) &= \int_0^t (u_3(s) + K_0[f_2(x(s), u(s-h)) + \varphi(s)])v(s)ds \pm \\
&\pm \tilde{h}_4 \int_0^t v^2(s)ds \pm \hat{h}_3(\varepsilon_3 + \varepsilon_4)^2 \left(\int_0^t v(s)ds \right)^2 \pm \frac{K_0^2}{4\hat{h}_3} \geq \\
&\geq \int_0^t \left(u_3(s) - \tilde{h}_4 v(s) - 2\hat{h}_3(\varepsilon_3 + \varepsilon_4)^2 \int_0^s v(\varrho)d\varrho \right) v(s)ds + \\
&+ \left(\int_0^t K_0[f_2(x(s), u(s-h)) + \varphi(s)]v(s)ds \right)^2 + \\
&+ \left. \int_0^t K_0[f_2(x(s), u(s-h)) + \varphi(s)]v(s)ds + \frac{K_0^2}{4\hat{h}_3} \right\} - \frac{K_0^2}{4\hat{h}_3} \geq \\
&\geq -\frac{K_0^2}{4\hat{h}_3} = -\eta_{03} = \text{const} < 0, \quad \forall t > 0,
\end{aligned} \tag{17}$$

где $\tilde{h}_3 = 2\hat{h}_3(\varepsilon_3 + \varepsilon_4)^2$; $\hat{h}_3, \tilde{h}_4 = \text{const} > 0$.

Таким образом, учитывая оценки (13), (15), (17), получаем соотношение $\eta(0, t) \geq -\eta_{01} - \eta_{02} - \eta_{03} = \text{const} < 0, \quad \forall t > 0$,

означающее интегральное выполнение неравенства В.М. Попова.

При этом явный вид закона управления (6), учитывая соотношения (12) (14), (16), будет описываться уравнением

$$\begin{aligned}
u(t) &= r(t) + \sum_{i=1}^n h_i x_i(t) \int_0^t x_i(s) (z_m(s) - g^T x(s) - z_k(s)) ds + \\
&+ \tilde{h}_2 u(t-h) \int_0^t u(s-h) (z_m(s) - g^T x(s) - z_k(s)) ds + \\
&+ \tilde{h}_3 \int_0^t (z_m(s) - g^T x(s) - z_k(s)) ds + \tilde{h}_4 (z_m(t) - g^T x(t) - z_k(t)).
\end{aligned} \tag{18}$$

В-третьих, линейная часть системы (9) должна удовлетворять неравенству $\text{Re}W(j\omega) > 0, \quad \forall \omega > 0$. (19)

Очевидно, что для системы управления (9) можно всегда за счет выбора значений элементов вектора g обеспечить существование тождества

$$\text{Re}W(j\omega) = \text{Re} g^T (j\omega E - A_m)^{-1} B_m = \text{Re} \frac{K_0}{a_{m0} + j\omega} = \frac{K_0}{a_{m0}^2 + \omega^2}, \tag{20}$$

гарантирующего выполнение частотного условия (19).

Согласно критерию гиперустойчивости и в силу выполнения неравенств (10) и (19) система управления (1), (3), (5), (8), (18) будет L -диссипативной, в которой достижимо предельное условие

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |v(t)| \leq \sigma_1 = \text{const} > 0, \quad (21)$$

и, как следствие, – цель управления (7).

Технически реализуемый комбинированный регулятор

Закон управления (18) был синтезирован в предположении измеримости переменных состояния объекта (1). Однако в реальности измерению доступен только выход объекта $y(t)$. Поэтому для практической реализуемости синтезированного закона (2) нужны оценки недоступных прямым измерениям переменных состояния объекта управления (1), которые можно получить с использованием фильтр-корректора (2). При этом значения параметров фильтр-корректора (2) можно выбрать аналогично соображениям, изложенным в работах [20, 21].

Таким образом, если в адаптивно-робастном законе управления (18) переменные состояния $x(t)$ объекта управления (1) заменить его оценками $x_f(t)$, представляя его в виде

$$\begin{aligned} u(t) = & r(t) + \sum_{i=1}^n h_i x_{fi}(t) \int_0^t x_{fi}(s) (z_m(s) - g^T x_f(s) - z_k(s)) ds + \\ & + \tilde{h}_2 u(t-h) \int_0^t u(s-h) (z_m(s) - g^T x_f(s) - z_k(s)) ds + \\ & + \tilde{h}_3 \int_0^t (z_m(s) - g^T x(s) - z_k(s)) ds + \tilde{h}_4 (z_m(t) - g^T x_f(t) - z_k(t)), \end{aligned} \quad (22)$$

то система (1) – (3), (5), (8), (22), как и система (1), (3), (5), (8), (18), будет L -диссипативной в заданном классе, а регулятор, синтезированный на основе критерия гиперустойчивости, окажется технически реализуемым.

Вычислительный эксперимент

В качестве имитационной модели объекта управления (1) использовались следующий вариант исходных данных:

$$A = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ a_1 & a_2 & a_3 \end{pmatrix}, \quad B = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ b_3 \end{pmatrix}; \quad f_1(x(t), u(t-h)) = 1 + \frac{d_0}{1 + |u(t-h)|}, \quad (23)$$

$$f_2(x(t), u(t)) = 0.2 \cdot \sin|u(t-h)|, \quad \varphi(t) = \varphi_0 \sin(0.005t); \quad h = 0.5 \text{ с.}$$

Уровень априорной неопределенности был определен условиями:

$$-0.2 \leq a_1 < 0; \quad 1 \leq a_2 < 2; \quad 2 \leq a_3 < 7; \quad 1 \leq b_3 < 2; \quad 1.2 \leq d_0 \leq 2.2; \quad 0 < \varphi_0 \leq 0.15. \quad (24)$$

При этом фильтр-корректор (2) имел следующие параметры:

$$A_f = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -10^6 & -2 \cdot 10^3 \end{pmatrix}, \quad B_f^T = (0 \quad 10^6), \quad C_f^T = (g_1 \quad 1), \quad D_f = g_2, \quad (25)$$

а элементы вектора g были выбраны со значениями $g_1 = 2, g_2 = 1$.

Задающее воздействие формировалось в виде

$$r(t) = 1.15 \cdot \sin(0.0075t) \cdot \sin^2(0.005t). \quad (26)$$

Параметры эталонной модели (3) и упредитель-компенсатора (5) были заданы следующими матрицей и вектором:

$$A_m = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -20 & -41 & -22 \end{pmatrix}, B_m = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 20 \end{pmatrix}. \quad (27)$$

Отметим, учитывая значения элементов вектора $g^T = [1, 2, 1]$, что передаточная функция эталонной модели (3), записанная относительно вспомогательного выхода, будет соответствовать инерционному звену первого порядка.

В ходе вычислительных экспериментов были подобраны следующие значения коэффициентов комбинированного закона управления (22):

$$h_1 = 400; h_2 = 300; h_3 = 200; \tilde{h}_2 = 100; \tilde{h}_3 = 500; \tilde{h}_4 = 80. \quad (28)$$

При имитационном моделировании системы управления (1) – (3), (5), (8), (22) – (28), где для примера взят следующий набор числовых параметров неустойчивого объекта: $a_1 = -0.1; a_2 = 2; a_3 = 6; b_3 = 1.8; d_0 = 2; \alpha_0 = 0.2; \varphi_0 = 0.15$, были построены графики, отражающие качество работы системы управления.

В частности, ошибка рассогласования по основному выходу ($y_m(t) - y(t)$) является достаточно малой величиной, которая в установившемся режиме не превышает 0.2% (рис. 1), очевидно, что при этом графики эталона и выхода объекта управления $y_m(t), y(t)$ практически не различаются между собой (рис. 2).

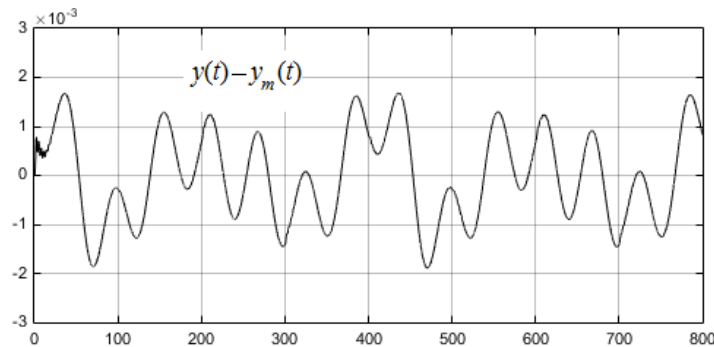


Рис. 1. Сигнал рассогласования выходов объекта управления (1) и эталонной модели (3).

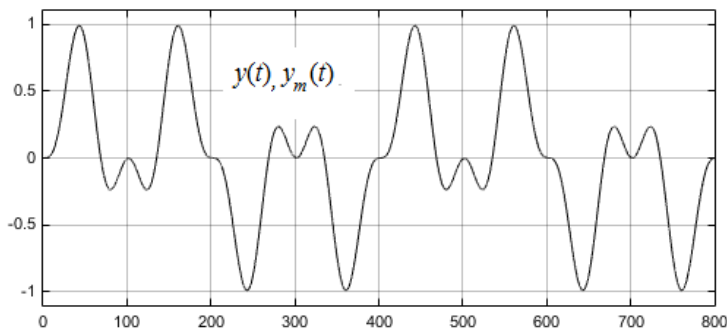


Рис. 2. Поведение выхода объекта управления и основного выхода эталона.

Динамика управляющего воздействия на выходе комбинированного регулятора (22) и характер изменения внешней помехи представлены на рис. 3.

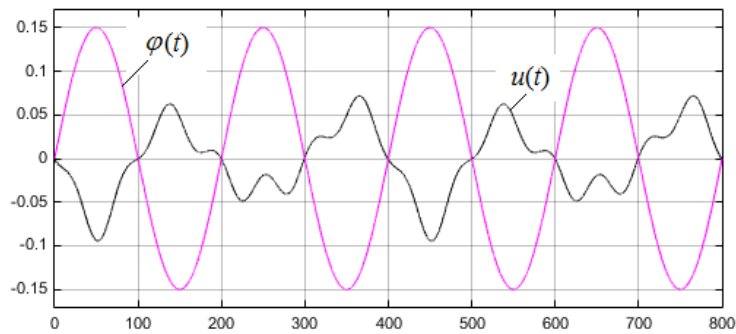


Рис. 3. Динамика управляющего воздействия и внешнего возмущения.

Заключение

Для рассматриваемого класса одноканальных объектов с неаффинностью и запаздыванием по управлению осуществлен синтез комбинированного регулятора, выполненный на основе критерия гиперустойчивости и в рамках подхода, предложенного в [18 – 20]. Поскольку прямым измерениям в объекте доступен только его выход, в основном контуре управления был применен фильтр-корректор. Результаты имитационного моделирования показали, что разработанная система удовлетворяет требуемым свойствам и обеспечивает желаемое качество функционирования.

ЛИТЕРАТУРА

1. Мееров М.В. Адаптивные компенсирующие регуляторы с предиктором Смита // Автоматика и телемеханика. – 2000. – № 10. – С.125-135.
2. Еремин Е.Л. Построение адаптивных систем с запаздыванием по управлению на основе эталонного упредителя // Информатика и системы управления. – 2005. – №1(9). – С.122-128.
3. Еремин Е.Л., Чепак Л.В., Теличенко Д.А. Синтез адаптивных систем для скалярных объектов с запаздыванием по управлению. – Благовещенск: АмГУ, 2006.
4. Еремин Е. Л., Теличенко Д. А. Адаптивная система управления с эталонным упредителем и стационарным наблюдателем для *siso*-объектов с запаздыванием по управлению // Информатика и системы управления. – 2007. – №1(13). – С.140-149.
5. Еремин Е.Л. Алгоритмы адаптивной системы для объекта с насыщением и запаздыванием управления // Информатика и системы управления. – 2017. – №2(52). – С.109-118.
6. Бобцов А.А., Колубин С.А., Пыркин А.А. Компенсация неизвестного мультигармонического возмущения для нелинейного объекта с запаздыванием по управлению // Автоматика и телемеханика. – 2010. – № 11. – С. 136-148.
7. Еремин Е.Л., Чепак Л.В. Нелинейно-робастная система с неявным эталоном для скалярного объекта с запаздыванием по управлению // Вестник Амурского государственного университета. – 2007. – № 37. – С. 37-40.
8. Поляк Б.Т., Щербаков П.С. Робастная устойчивость и управление. – М.: Наука, 2002.

9. *Pyrkin A.A., Bobtsov A.A., Chepinskiy S.A., Kapitanyuk Y.A.* Compensation of unknown multi-harmonic disturbance for nonlinear plant with delay in control // 8th IFAC Symposium on Nonlinear Control Systems. – Bologna, Italy, 2010.
10. *Ge S.S., Hang C.C., Tao Zhang.* Adaptive Neural Network Control of Nonlinear Systems by State and Output Feedback // IEEE Transactions on systems, man, and cybernetics. – Part B: cybernetics. – 1999. – Vol. 29, No. 6. – P.818-828.
11. *Zhang S. and Lin Y.* Adaptive control for a class of nonlinear time-delay systems preceded by unknown hysteresis // International Journal of Systems Science. – 2013. – Vol. 44, No. 8. – P.14681-482.
12. *Zhao Tong.* Adaptive Control for a Class of Non-affine Nonlinear Systems via Neural Networks, Adaptive Control / Edited by Kwanho You. – Shanghai: InTech. – 2009. – P.338-372.
13. *Zhang Y., Chong K.* Time-discretization of time delayed non-affine system via Taylor-Lie series using scaling and squaring technique // International Journal of Control, Automation, and Systems. – 2006. – Vol. 4, No. 3. – P. 293-301.
14. *Zhang Y.* Discretization of nonlinear non-affine time delay systems based on second-order hold // International Journal of Automation and Computing. – 2014. – № 11 (3). – P. 320-327.
15. *Еремин Е.Л.* Робастный регулятор для неаффинного по управлению нестационарного объекта // Информатика и системы управления. – 2016. – № 1(47). – С.106-116.
16. *Еремин Е.Л., Шеленок Е. А.* Система нелинейного робастного управления для неаффинного нестационарного динамического объекта с запаздыванием // Автометрия. – 2017. – № 2 (53). – С. 63 – 71.
17. *Еремин Е.Л., Шеленок Е. А.* Робастное управление для одного класса многосвязных динамических объектов // Автоматика и телемеханика. – 2017. – № 6. – С. 106 – 121.
18. *Еремин Е.Л.* L-диссипативность гиперустойчивой системы управления при структурном возмущении. I // Информатика и системы управления. – 2006. – № 2(12). – С. 94-101.
19. *Еремин Е.Л.* L-диссипативность гиперустойчивой системы управления при структурном возмущении. II // Информатика и системы управления. – 2007. – № 1(13). – С.130-139.
20. *Еремин Е.Л.* L-диссипативность гиперустойчивой системы управления при структурном возмущении. III // Информатика и системы управления. – 2007. – № 2(14). – С.153-165.
21. *Еремин Е.Л.* L-диссипативность гиперустойчивой системы управления при структурном возмущении. IV // Информатика и системы управления. – 2013. – № 2(36). – С.100-106.
22. *Еремин Е.Л., Чепак Л.В.* Робастная система управления аффинным объектом в схеме с двумя эталонными моделями // Информатика и системы управления. – 2014. – № 3(41). – С.121-129.

E-mail:

Еремин Евгений Леонидович – ereminel@mail.ru;

Чепак Лариса Владимировна – chepak@inbox.ru.