



УДК 684.511

© 2009 г. **Е.Л. Еремин**, д-р техн. наук,  
**Д.А. Теличенко**, канд. техн. наук,  
**Е.А. Шеленок**

(Амурский государственный университет, Благовещенск)

## **КОМБИНИРОВАННЫЕ АЛГОРИТМЫ СИСТЕМЫ РОБАСТНО-ПЕРИОДИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ НЕЛИНЕЙНЫМ ОБЪЕКТОМ С ЗАПАЗДЫВАНИЕМ<sup>1</sup>**

Рассматривается синтез робастно-периодического закона управления для нелинейно-нестационарного параметрически неопределенного скалярного объекта с запаздыванием по состоянию, подверженного действию постоянных периодических и непериодических помех.

**Ключевые слова:** параметрическая нелинейно-нестационарная априорная неопределенность, критерий гиперустойчивости, комбинированный алгоритм управления.

### **Введение**

Системы управления циклического действия, или периодические системы управления (ПСУ) являются весьма распространенным классом автоматических систем управления объектами, к которым относятся, например, механические системы типа промышленных роботов, металлообрабатывающие станки с программным управлением, производящие серию одинаковых деталей, и др.

Отличительной особенностью функционирования большинства ПСУ является присутствие на каждом цикле их работы периодических как задающих, так и возмущающих воздействий.

Существуют различные способы построения ПСУ [1 – 4]. Один из них, рассмотренный в [1], основан на использовании регулятора в виде замкнутого контура с положительной обратной связью и блоком запаздывания, с помощью которого обеспечивается приспособление системы к периодическим задающим и возмущающим воздействиям. Аналогичное решение задачи представлено и в работе [2], где использовалась схема управления, содержащая дополнительный контур в виде генератора периодических сигналов. Кроме этого (см. работу [3]), для управления периодическими режимами можно применять и так называемый двухрелейный регулятор, позволяющий сформировать на выходе системы сигнал

---

<sup>1</sup> Работа выполнена при финансовой поддержке АБЦП "Развитие научного потенциала высшей школы" в рамках проекта «Адаптивные и робастные системы управления сложными динамическими объектами с запаздыванием» (регистрационный номер: 2.1.2/373).

желаемой амплитуды и частоты. В работе [4] за счет использования адаптивно-робастного алгоритма управления решена задача формирования периодического режима на выходе параметрически неопределенного линейного объекта.

Однако управление сложными динамическими объектами, как правило, происходит в условиях существенной априорной неопределенности, которая зачастую связана с нелинейным и/или нестационарным характером изменения параметров объекта управления, а также может осложняться наличием запаздывания и действием на объект постоянных возмущений (в том числе и непериодических). Вследствие указанных обстоятельств в такой системе управления показатели качества процесса функционирования объекта могут существенно ухудшиться или в системе произойти потеря устойчивости.

Известно [5], что проектирование систем управления периодическими режимами априорно неопределенных динамических объектов может осуществляться в рамках применения критерия гиперустойчивости В.М. Попова, позволяющего синтезировать, в частности, комбинированные адаптивно-периодические алгоритмы.

В данной статье для системы управления с неявной эталонной моделью, используя результаты работ [5 – 8], решается задача построения комбинированного робастно-периодического закона для нелинейно-нестационарного объекта с запаздыванием по состоянию.

### Исходное матописание системы управления

Рассматривается скалярный нелинейно-нестационарный объект управления, описываемый уравнениями:

$$\begin{cases} \frac{dx(t)}{dt} = A(t+T, x) + c(t+T)y^2(t) + d(t+T)y^3(t-\tau) + b(t+T)u(t) + f(t), \\ y(q) = \varphi(q), \quad q \in [-\tau, 0], \\ y(t) = L^T x(t), \end{cases} \quad (1)$$

где  $x(t) \in R^n$  – вектор состояния;  $y(t) \in R$  – выход;  $L^T = (l_1, \dots, l_n)$  – некоторый вектор, такой что полином  $l(s) = l_n s^{n-1} + \dots + l_2 s + l_1$  – гурвицев с положительными коэффициентами;  $A(t+T, x) = Ax(t) + b_* \mathcal{G}(t+T)y(t)$  – нелинейно-нестационарный вектор;  $A$  – некоторая стационарная матрица;  $b_*^T = (0, \dots, 0, 1)$ ;  $c(t+T) = b_* \delta(t+T)$ ,  $d(t+T) = b_* \sigma(t+T)$ ,  $b(t+T) = b_*(1 + \alpha(t+T))$  – нестационарные векторы;  $\alpha(t+T) > 0$ ,  $\mathcal{G}(t+T)$ ,  $\delta(t+T)$ ,  $\sigma(t+T)$  – неизвестные  $T$ -периодические функции, соответственно изменяющиеся в известных пределах  $\alpha_0^2$ ,  $\mathcal{G}_0^2$ ,  $\delta_0^2$ , и  $\sigma_0^2$ ;  $\tau = const$  – известное запаздывание;  $\varphi(q)$  – ограниченная начальная функция;  $f^T(t) = (0, \dots, 0, f_n(t))$  – вектор внешних возмущений (помех) со свойствами:

$$f_n(t) = f_{nep}(t) + f_{ненеп}(t), \quad |f_n(t)| < f_0 = const; \quad (2)$$

$f_{nep}(t)$  и  $f_{ненеп}(t)$  – соответственно периодическая и непериодическая состав-

ляющие помехи;  $f_0$  – некоторое число;  $u(t) \in R$  – управляющее воздействие.

Функционирование объекта управления (1), (2) протекает в условиях априорной неопределенности

$$\begin{aligned} A &= A(\xi), \quad L = L(\xi), \\ f(t) &= f_\xi(t), \quad \alpha(t) = \alpha_\xi(t), \quad \vartheta(t) = \vartheta_\xi(t), \quad \delta(t) = \delta_\xi(t), \quad \sigma(t) = \sigma_\xi(t), \end{aligned} \quad (3)$$

где  $\xi$  – набор неизвестных параметров, принадлежащих некоторому известному множеству  $\Xi$ .

Структура регулятора задана в виде

$$\begin{aligned} u(t) &= k(u_{неп}(t) + u_{роб}(t)), \\ u_{неп}(t) &= v_1(t) + v_2(t)y(t) + v_3(t)y^2(t) + v_4(t)y^3(t - \tau), \end{aligned} \quad (4)$$

где  $k = const > 0$ ;  $u_{неп}(t)$  и  $u_{роб}(t)$  – соответственно периодическая и робастная составляющие алгоритма управления, явный вид которых подлежит определению в ходе решения задач синтеза;  $v_i(t)$ ,  $i = \overline{1,4}$  – параметры настройки составляющей  $u_{неп}(t)$ .

Желаемая динамика качества переходных процессов в системе управления (1), (2), (4), аналогично [5], формируется неявно в виде некоторой эталонной модели:

$$\begin{cases} \frac{dx_*(t)}{dt} = A_0 x_*(t) + b_* v_*(t), \\ y_*(t) = L^T x_*(t) = r(t + T), \\ v_*(t) = v_*(t + T), \\ A_0 = A - \chi_0 b_* L^T, \end{cases} \quad (5)$$

где  $x_*(t) \in R^n$  – желаемое поведение;  $y_*(t) \in R$  – выход неявного эталона, который фактически совпадает с сигналом  $r(t + T)$  – задающим воздействием;  $\theta_*(t)$  – некоторый неявный  $T$ -периодический сигнал;  $A_0$  – гурвицаева матрица;  $\chi_0 > 0$  – некоторая константа.

### Постановка задачи и синтез алгоритмов управления

Для системы управления (1), (2), (4), (5), функционирующей в условиях априорной неопределенности (3), требуется синтезировать алгоритмы регулятора (4) таким образом, чтобы при любых начальных условиях  $x(0)$  и функциях  $\varphi(q)$ ,  $q \in [-\tau, 0]$ , при действии на объект постоянных внешних возмущений  $f(t)$ , а также произвольном изменении в известных пределах функций  $\vartheta(t + T)$ ,  $\delta(t + T)$ ,  $\sigma(t + T)$  и  $\alpha(t + T)$  имело бы место выполнение целевых условий:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \| y_*(t) - y(t) \| \leq \delta = const > 0, \quad (6)$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} v_i(t) = v_i^*(t) = v_i(t + T), \quad i = \overline{1,4}. \quad (7)$$

Построение алгоритмов управления выполним на основе критерия гиперустойчивости с использованием типовых этапов синтеза и применением модифицированного интегрального неравенства В.М. Попова.

*Первый этап синтеза* предполагает получение эквивалентного математического описания системы управления, которое должно быть записано относительно ошибки рассогласования  $e(t) = x_*(t) - x(t)$ . В результате типовых преобразований (см. например, [5]) имеем:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{de(t)}{dt} = A_0 e(t) + b_* \mu(t), \\ z(t) = L^T e(t) = r(t+T) - y(t), \\ \mu(t) = -k(1 + \alpha(t+T))(v_1(t) - \tilde{v}(t+T)) - \\ \quad -k(1 + \alpha(t+T))(v_2(t) - \tilde{g}(t+T))y(t) - \\ \quad -k(1 + \alpha(t+T))(v_3(t) - \tilde{\delta}(t+T))y^2(t) - \\ \quad -k(1 + \alpha(t+T))(v_4(t) - \tilde{\sigma}(t+T))y^3(t - \tau) - \\ \quad -\chi_0 y(t) - f_{непер}(t) - k(1 + \alpha(t+T))u_{роб}(t), \end{array} \right. \quad (8)$$

где  $\tilde{v}(t+T) = \frac{\tilde{v}_*(t+T)}{k(1 + \alpha(t+T))};$

$$\tilde{v}_*(t+T) = v_*(t+T) + f_{непер}(t);$$

$$\tilde{g}(t+T) = \frac{g(t+T)}{(1 + \alpha(t+T))};$$

$$\tilde{\delta}(t+T) = \frac{\delta(t+T)}{(1 + \alpha(t+T))};$$

$$\tilde{\sigma}(t+T) = \frac{\sigma(t+T)}{(1 + \alpha(t+T))}.$$

*Второй этап синтеза* связан с обеспечением вещественности и строгой положительности линейной части синтезируемой системы. Для этого необходимо и достаточно [5], чтобы передаточная функция линейной части системы (8), имеющая вид

$$W_{ЛСЧ}(\lambda) = L^T (\lambda E - A_0)^{-1} b_* = \frac{L^T (\lambda E - A_0)^+ b_*}{\det(\lambda E - A_0)} = \frac{\alpha(\lambda)}{\beta(\lambda)},$$

удовлетворяла бы частотному неравенству:

$$\begin{array}{l} \operatorname{Re}(W_{ЛСЧ}(j\omega)) > 0, \\ \forall \omega \in (-\infty; \infty). \end{array} \quad (9)$$

Выполнение данного условия, как можно показать, например, следуя [5], для системы (8), достигается за счет гурвицевости полинома  $l(s)$  и существования

достаточно большого числа  $\chi_0 > 0$ , благодаря которым собственные значения матрицы  $A_0$  смещаются далеко влево, и, как следствие, в результате имеет место соотношение

$$W_{ЛСЧ}(\lambda) = \frac{\alpha(\lambda)}{\beta(\lambda)} = \frac{\alpha(\lambda)}{\beta(\lambda) + \chi_0 \alpha(\lambda)} \cong \frac{1}{\lambda + \chi_0},$$

из которого выполнение частного условия (9) очевидно.

*Третий этап синтеза* заключается в обеспечении существования так называемого интегрального неравенства В.М. Попова

$$\eta(0, t) = -\int_0^t \mu(s)z(s)ds \geq -\gamma_0^2 = const, \quad \forall t > 0, \quad (10)$$

в данном случае – за счет формирования функции  $\mu(t)$ , т.е. синтеза явного вида составляющих алгоритма управления (4); следуя [6], воспользуемся модифицированным интегральным неравенством

$$\eta^*(0, t) = \sum_i \eta_i^*(0, t) = -\sum_i \int_0^t \mu_i(s)z(s)Q_i(z(s))ds \geq -\lambda_0^2 = const, \quad \forall t > 0, \quad (11)$$

где  $\eta_i^*(0, t)$  – видоизмененные интегральные слагаемые;  $Q_i(z(s))$  – некоторые положительно-определенные функции

$$\begin{cases} Q_i(z(s)) > 0, \quad \forall z(s) \neq 0, \\ Q_i(z(s)) = 0, \quad z(s) = 0, \\ i = 1, 2, \dots, \rho, \\ \rho = const > 1. \end{cases}$$

В частности, задавая:

$$\begin{aligned} Q_1(z(s)) &= Q_2(z(s)) = Q_3(z(s)) = Q_4(z(s)) = Q_7(z(s)) = 1; \\ Q_5(z(s)) &= k\chi_0^{-1} |z(s)|, \\ Q_6(z(s)) &= k f_0^{-1} |z(s)|, \end{aligned}$$

интегральные слагаемые в правой части соотношения (11), с учетом (8), можно записать в виде

$$\begin{aligned} \eta_1^*(0, t) &= k \int_0^t (1 + \alpha(s+T))(v_1(s) - \tilde{v}(s+T))z(s)ds; \\ \eta_2^*(0, t) &= k \int_0^t (1 + \alpha(s+T))(v_2(s) - \tilde{g}(s+T))y(s)z(s)ds; \\ \eta_3^*(0, t) &= k \int_0^t (1 + \alpha(s+T))(v_3(s) - \tilde{\delta}(s+T))y^2(s)z(s)ds; \\ \eta_4^*(0, t) &= k \int_0^t (1 + \alpha(s+T))(v_4(s) - \tilde{\sigma}(s+T))y^3(s-\tau)z(s)ds; \\ \eta_5^*(0, t) &= k \int_0^t y(s)z(s) |z(s)| ds; \quad \eta_6^*(0, t) = k f_0^{-1} \int_0^t f_{ненер}(s)z(s) |z(s)| ds; \end{aligned}$$

$$\eta_7^*(0,t) = k \int_0^t (1 + \alpha(s+T)) u_{\text{po6}}(s) z(s) ds.$$

Если для формирования функций  $v_i(t)$  воспользоваться схемой генератора периодических сигналов и аналогично [7, 8] задать их алгоритмы настройки соотношениями:

$$\begin{aligned} v_1(t) &= v_1(t-T) + \beta_0 z(t); \\ \beta_0 &= 1; \\ v_2(t) &= v_2(t-T) + \beta_1 y(t) z(t); \\ v_3(t) &= v_3(t-T) + \beta_2 y^2(t) z(t); \\ v_4(t) &= v_4(t-T) + \beta_3 y^3(t-\tau) z(t); \\ \beta_j &> 0, j = \overline{1,3}, \end{aligned} \tag{12}$$

то для выражений  $\eta_1^*(0,t)$ ,  $\eta_2^*(0,t)$ ,  $\eta_3^*(0,t)$  и  $\eta_4^*(0,t)$  будут справедливы оценки:

$$\begin{aligned} \eta_1^*(0,t) &= k \int_0^t (1 + \alpha(s+T)) z(s) (v_1(s) - \tilde{v}(s+T)) ds \geq \\ &\geq -\gamma_{01}^2 = \text{const}, \quad \forall t > 0, \\ v_1(s) &= \int_0^{\Delta s} \omega_0(s-h) z(h) dh; \\ \eta_2^*(0,t) &= k \beta_1 \int_0^t (1 + \alpha(s+T)) y(s) z(s) (v_2(s) - \tilde{g}(s+T)) ds \geq \\ &\geq -\gamma_{02}^2 = \text{const}, \quad \forall t > 0, \\ v_2(s) &= \int_0^{\Delta s} \omega_0(s-h) y(h) z(h) dh; \\ \eta_3^*(0,t) &= k \beta_2 \int_0^t (1 + \alpha(s+T)) y^2(s) z(s) (v_3(s) - \tilde{\delta}(s+T)) ds \geq \\ &\geq -\gamma_{03}^2 = \text{const}, \quad \forall t > 0, \\ v_3(s) &= \int_0^{\Delta s} \omega_0(s-h) y^2(h) z(h) dh; \\ \eta_4^*(0,t) &= k \beta_3 \int_0^t (1 + \alpha(s+T)) y^3(s-\tau) z(s) (v_4(s) - \tilde{\sigma}(s+T)) ds \geq \\ &\geq -\gamma_{04}^2 = \text{const}, \quad \forall t > 0, \\ v_4(s) &= \int_0^{\Delta s} \omega_0(s-h) y^3(h-\tau) z(h) dh, \end{aligned} \tag{13}$$

где  $\omega_0$  – соответствующая весовая функция генератора периодических сигналов с передаточной функцией вида

$$W(\lambda) = \frac{\beta}{1 - e^{-\lambda T}},$$

$$\beta = \text{const} \geq 1.$$

Поскольку сумму выражений  $\eta_4^*(0,t)$ ,  $\eta_5^*(0,t)$  и  $\eta_6^*(0,t)$  при этом можно преобразовать следующим образом:

$$\begin{aligned} & \eta_5^*(0,t) + \eta_6^*(0,t) + \eta_7^*(0,t) = \\ & = k \int_0^t y(s)z(s) |z(s)| ds \pm k\gamma_1 \int_0^t (1 + \alpha(s+T)) |y(s)| |z(s)|^2 ds + \\ & + k f_0^{-1} \int_0^t f_{\text{непер}}(s)z(s) |z(s)| ds \pm k\gamma_2 \int_0^t (1 + \alpha(s+T)) |z(s)|^2 ds + \quad (14) \\ & + k \int_0^t (1 + \alpha(s+T)) u_{\text{роб}}(s) z(s) ds \geq \\ & \geq k \int_0^t (1 + \alpha(s+T)) |z(s)| (u_{\text{роб}}(s) \text{sgn } z(s) - \gamma_1 |y(s)| |z(s)| - \gamma_2 |z(s)|) ds, \end{aligned}$$

где  $\gamma_1, \gamma_2 = \text{const} \geq 1$  – некоторые числа;  $\text{sgn } z(s)$  – функция знака сигнала  $z(t)$ ; то, определив явный вид робастной составляющей алгоритма управления в виде:

$$u_{\text{роб}}(t) = [\gamma_1 |y(t)| + \gamma_2] z(s), \quad (15)$$

для выражения (14) будем иметь справедливую оценку

$$\eta_5^*(0,t) + \eta_6^*(0,t) + \eta_7^*(0,t) \geq 0, \quad \forall t > 0. \quad (16)$$

Очевидно, что из существования оценок (13), (16) следует выполнение интегрального неравенства (11), что и требовалось показать.

*Четвертый этап синтеза.* На данном этапе требуется в синтезированной эквивалентной системе управления (8), (12), (15), а значит, и в исходной системе – (1), (4), (5), (12), (15) обеспечить достижимость целевых условий (6), (7).

На втором и третьем этапах синтеза было показано, что для системы управления (8), (12), (15) при любых начальных условиях и функциях, а также для любых наборов  $\xi \in \Xi$ , неравенства (9), (11) справедливы. А поскольку из выполнения условий (9), (11) непосредственно следует и выполнение неравенств (9), (10), то синтезированная система является гиперустойчивой в заданном классе  $\Xi$  и в ней обеспечивается выполнение как целевой оценки (6), так и условия (7).

На этом аналитическое конструирование алгоритмов рассматриваемой системы можно считать завершенным.

### Иллюстративный пример

В качестве примера рассмотрим комбинированную систему робастно-периодического управления нелинейным объектом с запаздыванием по управлению вида (1), (4), (5), (12), (15) со следующими исходными данными:

$$A(t+T, x) = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ a_1 & a_2 & a_3 \end{pmatrix} x(t) + \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ a_{11}(t+T) & a_{12}(t+T) & a_{13}(t+T) \end{pmatrix} x(t);$$

$$a_1 = -5; \quad a_{11}(t+T) = l_1 \vartheta(t+T);$$

$$a_2 = 1; \quad a_{12}(t+T) = l_2 \vartheta(t+T);$$

$$a_3 = 3; \quad a_{13}(t+T) = l_3 \vartheta(t+T);$$

$$\vartheta(t+T) = 0.5 \sin 5t;$$

$$T = 2; \quad \tau = 3;$$

$$l_1 = 2; \quad l_2 = 3; \quad l_3 = 1;$$

$$c(t+T) = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ c_3(t+T) \end{pmatrix}; \quad c_3(t+T) = \delta(t+T) = 0.1 \sin 5t;$$

$$d(t+T) = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ d_3(t+T) \end{pmatrix}; \quad d_3(t+T) = \sigma(t+T) = 0.1 \sin 5t;$$

$$b(t+T) = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ b_3(t+T) \end{pmatrix}; \quad b_3(t+T) = b_3 + \alpha(t+T); \quad \alpha(t+T) = 0.1 |\sin 5t|; \quad b_3 = 1;$$

$$f(t) = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ f_{nep}(t+T) + f_{nenep}(t) \end{pmatrix};$$

$$f_{nep}(t) = 0.1 e^{\sin \pi t} - 0.3;$$

$$f_{nenep}(t) = 0.1 \sin(e^{-0.23t} \sin t - 1.5)t;$$

$$\frac{dr(t)}{dt} = r_0(r(t) - \tilde{r}(t)), \quad r_0 = -0.005,$$

$$\tilde{r}(t) = 0.5 e^{0.5(1-0.3 \cos \pi t - 0.5 \cos 4\pi t - 0.2 \cos \pi t) - 0.9} + 0.2.$$

В ходе имитационного моделирования были выбраны числовые значения следующих параметров контура управления (4), (12), (15):

$$\gamma_1 = 50;$$

$$\gamma_2 = 20;$$

$$k = 10;$$

$$\beta_1 = 80;$$

$$\beta_2 = 50;$$

$$\beta_3 = 40.$$



Некоторые результаты моделирования робастно-периодической системы управления (1), (4), (5), (12), (15) приведены на рис. 1 – 5.

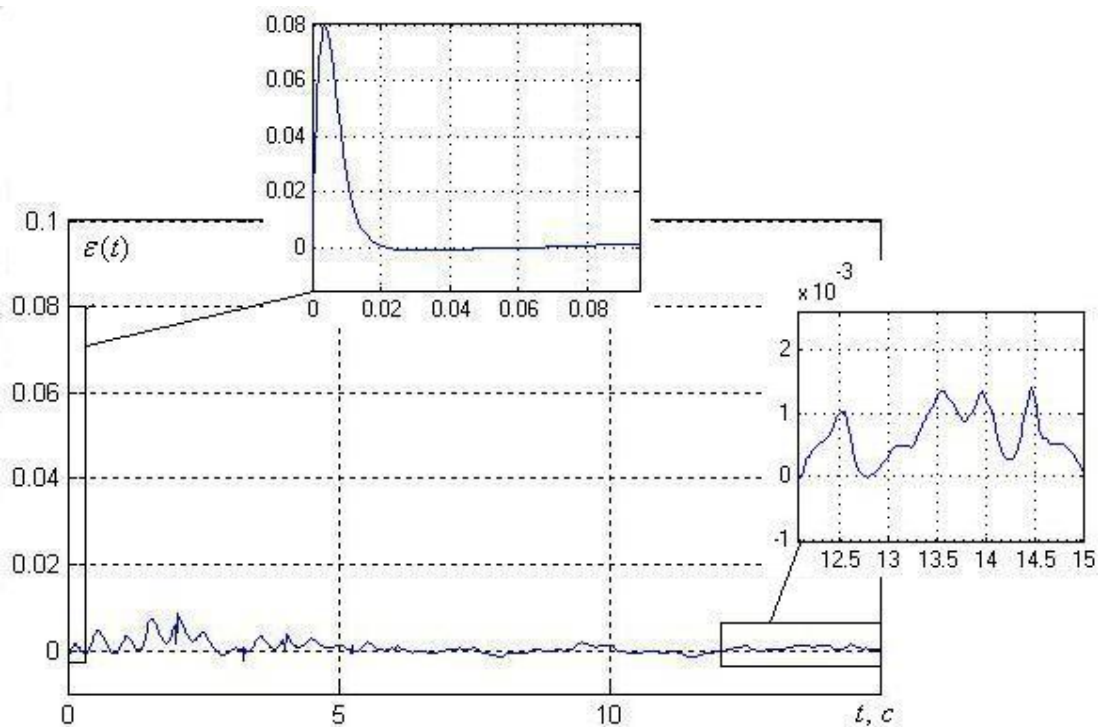


Рис. 1. Ошибка регулирования.

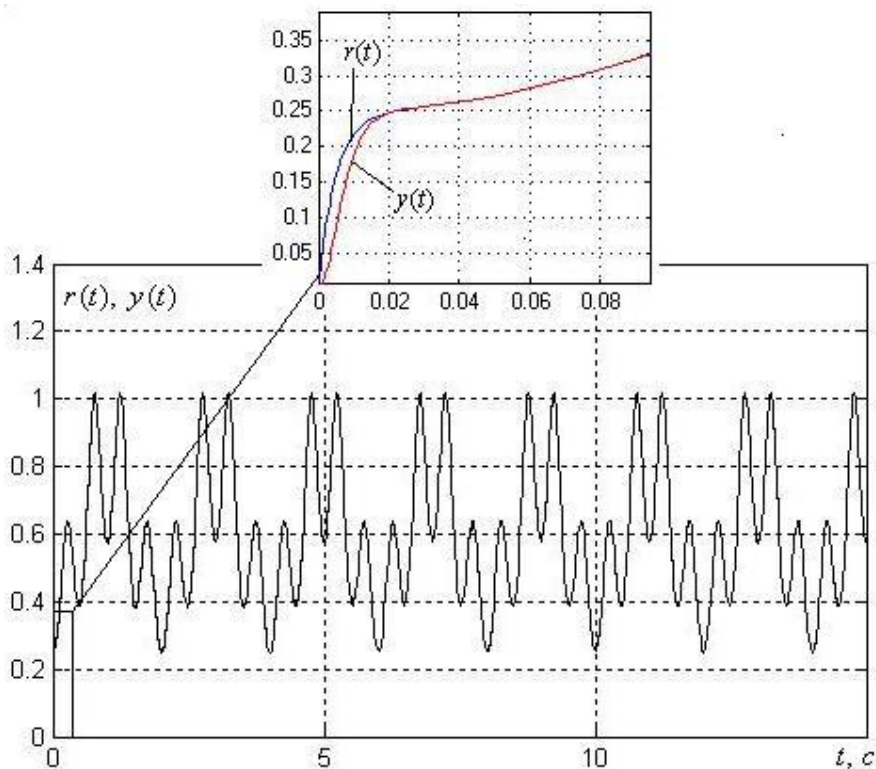


Рис. 2. Задающее воздействие и выход системы.

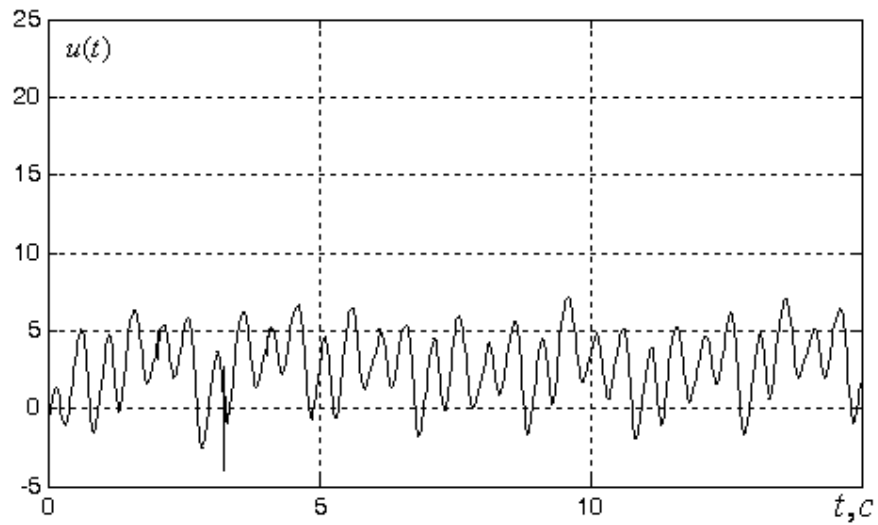


Рис. 3. Управляющее воздействие.

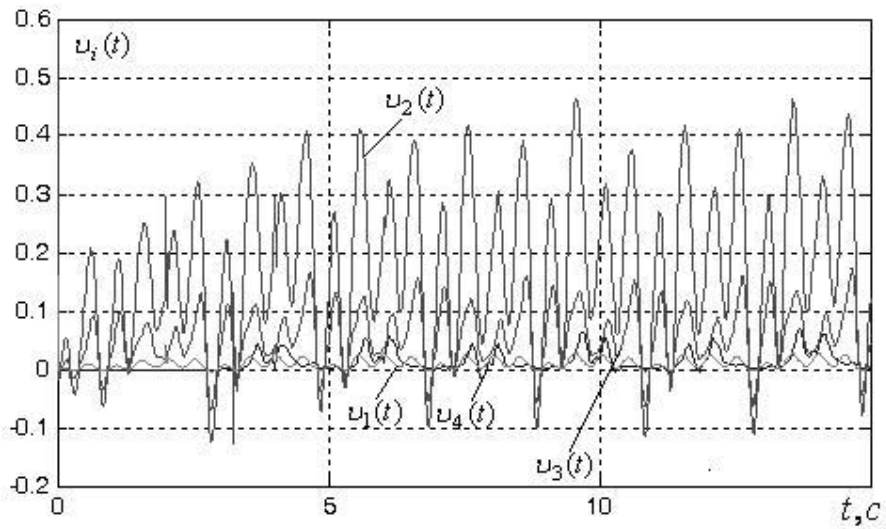


Рис. 4. Динамика настройки параметров  $v_i(t)$ ,  $i = 1, 2, 3, 4$ .

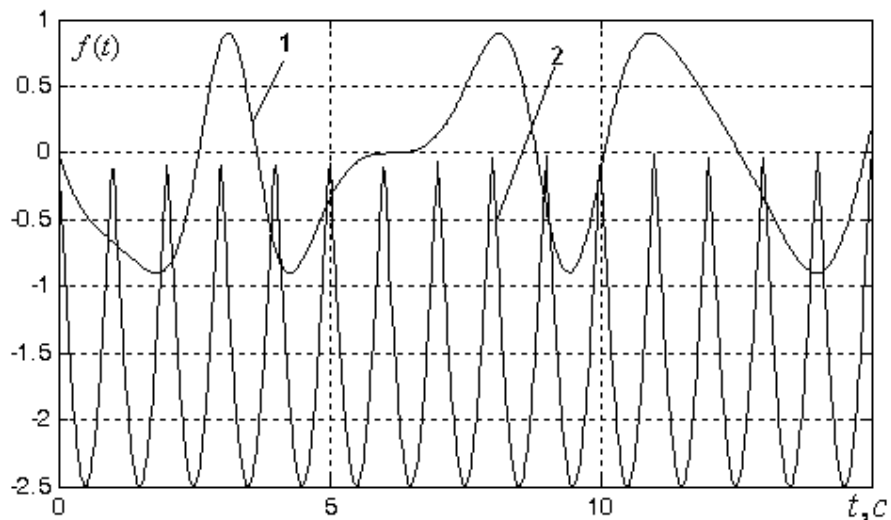


Рис. 5. Возмущающее воздействие (1 – неперiodическая часть; 2 – периодическая часть).

Имитационное моделирование показало, что применение робастно-периодического алгоритма управления нелинейным неустойчивым объектом с запаздыванием по состоянию обеспечивает выполнение целевых условий (6), (7), причем с высоким качеством, например, динамическая ошибка (практически с начала процесса управления объектом) достаточно мала, а в установившемся режиме не превышает 0,15 %.

### Заключение

Предложен оригинальный способ решения задачи управления периодическими режимами нелинейно-нестационарного динамического скалярного объекта с запаздыванием по состоянию, функционирующего в условиях параметрической неопределенности при наличии периодических и непериодических помех. С помощью критерия гиперустойчивости синтезирован новый тип комбинированного закона управления, обладающего достаточно эффективными возможностями при разработке регуляторов для управления сложными объектами.

### ЛИТЕРАТУРА

1. *Закс В.С.* Об одной возможности повышения точности регулирования в следящих системах циклического действия // Автоматика и телемеханика. – 1981. – №1. – С.170 – 174.
2. *Shinji Hara, Yutaka Yamamoto, Tohru Omara, Micho Nakato.* Repetitive Control System: A New Type Servo System for Periodic Exogenous Signals // IEEE Transactions on automatic control. – 1988. – Vol. 33, №7. – P. 659 – 668.
3. *Luis T. Aguilar, Igor Boiko, Leonid Fridman, Rafael Iriarte.* Generating Self-Excited Oscillations via Two-Relay Controller // IEEE Transactions on automatic control. – 2009. – Vol. 54, №2. – P.416 – 420.
4. *Zhen Zhang, Andrea Serrani.* Adaptive Robust Output Regulation of Uncertain Linear Periodic Systems // IEEE Transactions on automatic control. – 2009. – Vol. 54, №2. – P.266 – 278.
5. *Еремин Е.Л.* Нелинейные преобразования алгоритмов прямого адаптивного управления непрерывными объектами: Автореф. дис. ... д-ра техн. наук. – Владивосток: ИАПУ ДВО РАН, 1994.
6. *Галаган Т.А., Еремин Е.Л., Семичевская Н.П.* Нелинейное робастное управление нестационарными объектами. – Благовещенск: Изд-во АмГУ, 2006.
7. *Еремин Е.Л.* Новый тип алгоритмов параметрической настройки адаптивных регуляторов для систем управления нестационарными  $T$ -периодическими объектами. // Информатика и системы управления. – 2003. – №2 (6). – С.100-109.
8. *Еремин Е.Л., Капитонова М.С.* Адаптивная система управления  $T$ -периодическими нелинейными объектами // Проблемы управления. – 2007. – № 1. – С.2-7.

*E-mail:*

*Еремин Е.Л. – [ereminel@mail.ru](mailto:ereminel@mail.ru);*

*Теличенко Д.А. – [telichenko@yandex.ru](mailto:telichenko@yandex.ru);*

*Шеленок Е.А. – [cidorshell@rambler.ru](mailto:cidorshell@rambler.ru).*