



Электронное научное издание
«Ученые заметки ТОГУ»
2012, Том 3, № 2, С. 27 – 36

Свидетельство
Эл № ФС 77-39676 от 05.05.2010
<http://ejournal.khstu.ru/>
ejournal@khstu.ru

УДК 684.511

© 2012 г. **Е. Л. Еремин**, д-р техн. наук

(Тихоокеанский государственный университет, Хабаровск),

М. С. Капитонова

(Благовещенский государственный педагогический университет),

Е. А. Шеленок, канд. техн. наук

(Тихоокеанский государственный университет, Хабаровск)

ДИСКРЕТНО-НЕПРЕРЫВНАЯ АДАПТИВНАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ НЕЛИНЕЙНЫМ ПЕРИОДИЧЕСКИМ SISO-ОБЪЕКТОМ

Рассматривается задача построения дискретно-непрерывной системы адаптивного управления априорно неопределенным динамическим скалярным объектом, параметры которого являются нелинейными периодическими функциями времени. Метод решения задачи опирается на использование критерия гиперустойчивости.

Ключевые слова: нелинейный динамический объект, априорная неопределенность, адаптивное управление, критерий гиперустойчивости, периодическая настройка, дискретный алгоритм управления.

E. L. Eremin, M. S. Kapitonova, E. A. Shelenok

DISCRETE-CONTINUOUS ADAPTIVE CONTROL SYSTEM FOR NONLINEAR PERIODIC SISO-PLANT

The problem construction of discrete-continuous adaptive control system with priori uncertain dynamic SISO-plant whose parameters are non-linear periodic functions of time is considered. The method of solution is based on the use of hyperstability

Keywords: nonlinear dynamic object, priori uncertainty, adaptive control, hyperstability criterion, discrete control algorithm.

Введение

Решение проблем разработки систем автоматического управления техническими объектами, для которых характерен периодический характер задающих и возмущающих воздействий, а также внутренних параметров системы, остается весьма актуальным. Например, в работах [1-6] рассматриваются подобные задачи управления в периодических режимах. В частности, в работах [2-4] приводится решение задачи синтеза адаптивной системы для нелинейных периодических объектов. Отличительной особенностью закона управления предложенных систем управления является использование генератора периодических сигналов в контуре самонастройки адаптивного регулятора [2,6]. Это позволяет сохранить работоспособность систем при наличии априорной неопределенности, нелинейности и нестационарности в объекте управления.

При разработке современных систем управления необходимо учитывать, что в большинстве случаев практическая реализация основных и дополнительных контуров управления производится с помощью средств электронной вычислительной техники. Поэтому задача построения гибридных систем управления непрерывными объектами также является востребованной. Одним из методов синтеза дискретных алгоритмов систем управления является метод непрерывных моделей, в соответствии с которым сначала синтезируется непрерывная система, а затем производится переход от непрерывных алгоритмов управления к их дискретным аналогам.

В данной работе приводится решение задачи синтеза дискретно-непрерывной системы управления скалярным априорно неопределенным нестационарным объектом, параметры которого являются нелинейными T -периодическими функциями времени, функционирующим в условиях постоянно действующих периодических возмущений. Процедура построения гибридной системы управления основана на использовании критерия гиперустойчивости [7] и метод непрерывных моделей [8].

Математическое описание системы

Рассматривается нелинейный скалярный объект, динамика которого описывается уравнениями

$$\frac{dx(t)}{dt} = A(t, x)x(t) + B(t)u(t) + f(t), \quad (1)$$

$$y(t) = g^T x(t),$$

где $x(t) \in R^n$ – вектор состояний; $u(t) \in R$ – управление; $y(t) \in R$ – скалярный выход, образованный вектором $g^T = (g_1, g_2, \dots, g_n)$; $f^T(t) = f^T(t + T) = (0, \dots, 0, f_n(t))$ – вектор возмущений, $|f_n(t)| \leq \text{const}$; $A(t, x)$ – нелинейная нестационарная матрица; $B(t) = B(t + T)$ – нестационарный T -периодический вектор вида

$$B(t) = B_*(1 + \rho(t)) = B_*(1 + \rho(t + T)), \quad |\rho(t)| < 1, \quad T = \text{const} > 0, \quad (2)$$

где $B_*^T = (0, \dots, 0, 1)$; $\rho(t) = \rho(t + T)$ – скалярная функция.

Предполагается, что матрица $A(t, x)$ представима следующим образом:

$$\begin{aligned} A(t, x) &= A_* + \tilde{A}(t, x), \quad A_* = A_0 + \chi_0 B_* g^T, \quad \tilde{A}(t, x) = B_* \mathcal{G}^T(t, x), \\ \mathcal{G}^T(t, x) &= (\mathcal{G}_1(t, x_1(t), \dots, x_n(t)), \dots, \mathcal{G}_n(t, x_1(t), \dots, x_n(t))), \\ |\mathcal{G}_i(t)| &\leq \mathcal{G}_{0i}^2 = \text{const}, \quad i = \overline{1, n}, \end{aligned} \quad (3)$$

где A_* – стационарная матрица; A_0 – гурвицева матрица; $\chi_0 = \text{const} < 0$ – скалярная ве-

личина.

Это позволяет исходный объект эквивалентно преобразовать к виду

$$\frac{dx(t)}{dt} = A_0 x(t) + B_* \left((1 + \rho(t))u(t) + (1 + \rho(t))(\chi_0 g^T + \tilde{\mathcal{G}}^T(t, x))x(t) + f_n(t) \right),$$

$$\tilde{\mathcal{G}}(t, x) = \frac{\mathcal{G}(t, x) - \chi_0 g \rho(t)}{1 + \rho(t)}, \quad y(t) = g^T x(t). \quad (4)$$

Объект функционирует в условиях априорной неопределенности:

$$A_* = (A_*)_{\xi}, \quad g = g_{\xi}, \quad \rho(t) = \rho_{\xi}(t), \quad \mathcal{G}(t, x) = \mathcal{G}_{\xi}(t, x), \quad f(t) = f_{\xi}(t), \quad \xi \in \Xi, \quad (5)$$

где ξ – набор всех неизвестных параметров; Ξ – известное множество возможных значений ξ .

Желаемая динамика в системе задается уравнениями строго минимально фазовой неявной эталонной модели

$$\frac{dx_*(t)}{dt} = A_0 x_*(t) + B_* k v_*(t) + f(t),$$

$$y_*(t) = g^T x_*(t) = r(t) = r(t + T),$$

$$v_*(t) = v_*(t + T).$$
(6)

Можно показать, что за счет изменения базиса пространства состояний, аналогично [9], для объекта (1) можно всегда построить фильтр переменных состояния в виде:

$$\bar{W}_{\phi}(s) = \frac{\gamma(s)}{\gamma(s)} = 1, \quad \gamma(s) = G^T (sE - \bar{A})^+ \bar{B},$$

где G – произвольно выбранный числовой вектор с положительными коэффициентами, причем такой, что многочлен $\gamma(s)$ степени $(n - 1)$ гурвицев; \bar{A}, \bar{B} – соответствующие матрица и вектор линейно связанные с A и B соотношениями:

$$\bar{A} = Q^{-1} A Q, \quad \bar{B} = Q^{-1} B,$$

где Q – диагональная матрица, удовлетворяющая условиям:

$$G = QL, \quad G^T = L^T Q, \quad \det Q \neq 0, \quad Q = Q^T > 0.$$

Таким образом, в силу существования тождеств

$$W_0(s) = W_1(s),$$

$$W_1(s) = W_0(s) \bar{W}_{\phi}(s), \quad (7)$$

математические формы описания объекта управления с помощью передаточных функций $W_0(s)$ и $W_1(s)$ можно считать эквивалентными.

При этом в векторно-матричной форме записи, описанию объекта с передаточной функцией (7) будет соответствовать система уравнений вида (1) с уравнениями фильтра:

$$\frac{d\bar{x}_{\phi}(t)}{dt} = M \bar{x}_{\phi}(t) + Ny(t),$$

$$y_{\phi}(t) = C^T \bar{x}_{\phi}(t) + Dy(t), \quad (8)$$

$$\bar{x}(t) \cong \bar{x}_{\phi}(t),$$

$$\bar{x}(t) = Q^{-1} x(t)$$

где матрица M , векторы N, C и скаляр D удовлетворяют соотношению:

$$\gamma(s) = C^T (sE - M)^+ N + D \det(sE - M).$$

Отметим, что переменные $x(t)$, недоступные измерению, заменены оценками $\bar{x}_{\phi}(t)$, что позволяет применять эквивалентное матописание объекта управления (1) в

виде следующих уравнений:

$$\begin{aligned} \frac{dx(t)}{dt} &= A(t, x)x(t) + B(t)u(t) + f(t), \\ y(t) &= L^T x(t), \\ x(t) &= Q \bar{x}_\phi(t). \end{aligned} \quad (9)$$

Структуру адаптивного регулятора можно задать уравнениями

$$\begin{aligned} u(t) &= k v(t) - \chi^T(t) x_\phi(t), \\ \chi(t) &= \chi_{инт}(t)g + \chi_{неп}(t), \end{aligned} \quad (10)$$

где $k = const > 0$ – скалярная величина; $\chi(t) \in R^n$ – вектор коэффициентов настройки контура адаптации; $\chi_{инт}(t) \in R$ и $\chi_{неп}(t) \in R^n$ – соответственно интегральная и периодическая составляющие; $v(t)$ – выход генератора периодических сигналов вида

$$\begin{aligned} v(t) &= v(t - T) + z(t), \\ z(t) &= r(t) - y(t), \end{aligned} \quad (11)$$

где $r(t) = r(t + T) \in R$ – задающее воздействие.

Постановка задачи

Для замкнутой системы управления (4) – (6), (8) – (12) требуется определить явный вид алгоритмов настройки $\chi_{инт}(t)$ и $\chi_{неп}(t)$ таким образом, чтобы при любых начальных условиях $x(0)$, $\chi_{неп}(0)$, $\chi_{инт}(0) = 0$, обеспечивалось выполнение целевых условий

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (r(t) - y(t)) = \lim_{t \rightarrow \infty} (y_*(t) - y(t)) = 0, \quad (13)$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \chi_{инт}(t) = \chi_{инт}^* = const, \quad (14)$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \chi_{неп}(t) = \chi_{неп}^*(t) = \chi_{неп}^*(t + T). \quad (15)$$

Метод решения

Синтез алгоритмов адаптации системы управления проведем аналогично методике, изложенной в работах [3, 7].

На *первом этапе*, если ввести в рассмотрение вектор рассогласования состояний объекта управления и эталонной модели $e(t) = x_*(t) - x(t)$, то в результате соответствующих преобразований уравнений (4), (6), (9) – (12), можно получить эквивалентное математическое описание системы в виде

$$\frac{de(t)}{dt} = A_0 e(t) + B_* \mu(t), \quad z(t) = y_*(t) - y(t) = g^T e(t), \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \mu(t) &= -k((1 + \rho(t))v(t) - v_*(t)) + \\ &+ (1 + \rho(t))(\chi_{неп}(t) - \tilde{g}(t, x))^T x_\phi(t) + (1 + \rho(t))(\chi_{инт}(t) - \chi_0)y_\phi(t), \end{aligned} \quad (17)$$

где $z(t)$ – эквивалентный выход, $\mu(t)$ – видоизмененное управление.

В полученной форме записи соотношения (16) описывают ЛСЧ исследуемой системы, а выражение (17) – ее ННЧ.

На *втором этапе* требуется решить проблему вещественности и строгой положительности ЛСЧ системы, рассматриваемую относительно ее передаточной функции

$$W_{ЛСЧ}(s) = kg^T (sE - A_0)^{-1} B_* = \frac{kg^T (sE - A_0)^+ B_*}{\det(sE - A_0)},$$

где $(sE - A_0)^+$ – присоединенная матрица матрицы $(sE - A_0)$.

Известно [4, 5], что $W_{ЛСЧ}(s)$ обладает свойствами положительности и вещественности, т.е. удовлетворяет частотному условию

$$\operatorname{Re} W_{ЛСЧ}(j\omega) > 0, \forall \omega \geq 0,$$

в частности, тогда, когда при достаточно большом значении модуля $|\chi_0|$, существует такой вектор g , что числитель передаточной функции ЛСЧ, т.е. полином $g^T(sE - A_0)^+ B_*$ – гурвицев степени $(n - 1)$ с положительными коэффициентами. Будем полагать, что для объекта (1) вектор g удовлетворяет указанным условиям, и поскольку, как будет показано далее, в процессе самонастройки всегда найдется требуемое значение скалярной величины χ_0 , то можно считать требования положительности и вещественности $W_{ЛСЧ}(s)$ выполненными.

На *третьем этапе* необходимо выполнить ИНП, общий вид которого можно описать соотношением

$$\eta(0, t) = -\int_0^t \mu(s)z(s)ds \geq -\gamma^2, \gamma^2 = \text{const}, \forall t > 0 \quad (18)$$

Опираясь на эквивалентную систему (16), (17), приведем интеграл в левой части ИНП (18) к следующему виду:

$$\begin{aligned} \eta(0, t) &= -\int_0^t \mu(s)z(s)ds = \eta_1(0, t) + \eta_2(0, t) + \eta_3(0, t) = \\ &= k \int_0^t (1 + \rho(s))(v(s) - \tilde{v}(s))z(s)ds - \\ &- \int_0^t (1 + \rho(s))(\chi_{неп}(s) - \tilde{\mathcal{G}}(s, x))^T x_\phi(s)z(s)ds - \\ &- \int_0^t (1 + \rho(s))(\chi_{umm}(s) - \chi_0)y_\phi(s)z(s)ds, \end{aligned} \quad (19)$$

где $\tilde{v}(t) = \tilde{v}(t + T)$ – некоторая периодическая функция вида $\tilde{v}(t) = \frac{v_*(t)}{1 + \rho(t)}$.

Чтобы оценить слагаемые $\eta_1(0, t)$ и $\eta_2(0, t)$, воспользуемся утверждением:

Если динамический контур задать уравнением $v(t) = v(t - T) + \psi(t)$, $v(s) = 0$, $s \in [-T, 0]$, то для интегральной связи между его входом $\psi(t)$ и выходом $v(t)$ будет справедлива следующая оценка: $\eta_0(0, t) = \int_0^t \varphi(s)(v(s) - v_0(s))\psi(s)ds \geq -\gamma_0^2 = \text{const}, \forall t > 0$,

где $\varphi(t) > 0$ и $v_0(t) = v_0(t - T)$ – некоторые скалярные T -периодические функции. Доказательство аналогично, приведенному в [3].

Таким образом, синтезируя алгоритмы настройки параметров $\chi(t)$ и $v(t)$ в виде

$$v(t) = v(t - T) + z(t), \quad (20)$$

$$\chi_{инеп}(t) = \chi_{инеп}(t - T) - \beta_{2i}x_{\phi_i}(t)z(t), \quad (21)$$

$$\frac{d\chi_{umm}(t)}{dt} = -\beta_1 y_\phi(t)z(t), \quad (22)$$

где $\beta_1, \beta_{2i} = \text{const} > 0$, $v(s) = 0$, $\chi_{инеп}(s) = 0$, $s \in [-T, 0]$, $i = \overline{1, n}$, для $\eta_1(0, t)$ и $\eta_2(0, t)$ можно записать следующие неравенства:

$$\begin{aligned} \eta_1(0, t) &= k \int_0^t (1 + \rho(s))z(s) \left(\int_0^s \omega_0(s-h)r(h)z(h)dh - \tilde{v}(s) \right) ds \geq \\ &\geq -\gamma_0^2 = \text{const}, \forall t > 0, \end{aligned} \quad (23)$$

$$\eta_2(0, t) = \sum_{i=1}^n \beta_{1i} \int_0^t (1 + \rho(s)) x_{\phi_i}(s) z(s) \left(\int_0^s \omega_0(s-h) x_{\phi_i}(h) z(h) dh - \tilde{g}(s, x) \right) ds \geq \geq -\sum_{i=1}^n \gamma_{1i}^2 = -\gamma_1^2 = const, \forall t > 0. \quad (24)$$

Причем, с учетом (15), слагаемое $\eta_3(0, t)$ можно преобразовать к виду

$$\eta_3(0, t) = \frac{1}{2} \beta_2^{-1} (1 + \rho(t)) ((\chi_{um}(t) - \chi_0)^2 - (\chi_{um}(0) - \chi_0)^2) \geq \geq -\frac{1}{2} \beta_2^{-1} (\chi_{um}(0) - \chi_0)^2 = -\gamma_2^2 = const, \forall t > 0. \quad (25)$$

где $\gamma_0^2 + \gamma_1^2 + \gamma_2^2 = \gamma^2 = const$.

Очевидно, что справедливость соотношений (23) – (25) подтверждает справедливость ИНП вида (18).

На четвертом этапе, в условиях априорной неопределенности (5), требуется проверить достижимость в системе (16), (17), (20) – (22) целевых условий вида (13) – (15).

Поскольку требования критерия гиперустойчивости на втором и третьем этапах синтеза системы управления были выполнены, то, аналогично [4], это означает асимптотическую гиперустойчивость системы (16), (17), (20) – (22). Таким образом, имеет место существование предельного соотношения

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} (x_*(t) - x(t)) = 0,$$

и, как следствие, достижимость цели управления (13) в системе (16), (17), (20) – (22).

При этом, учитывая существование целевого условия (13), становится очевидным и выполнение целей адаптации (14), (15). Действительно, в условиях (13), согласно выражениям (12), (16), (21), будет выполнено предельное соотношение (15), а, учитывая выражения (12), (16), (22) и очевидное предельное соотношение

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \frac{d\chi_{um}(t)}{dt} = 0,$$

будет достижима и цель адаптации (14).

Следует отметить, что по окончании процесса самонастройки коэффициента $\chi_{um}(t)$ всегда найдется такое значение χ_0 , что его модуль будет таким большим, как этого требует второй этап синтеза.

Для построения контура самонастройки, работоспособного в условиях постоянного действия помех обычно проводят огрубление алгоритмов настройки. Регуляризация интегральных алгоритмов адаптации проведем с использованием зоны нечувствительности.

$$\frac{d\chi_{um}(t)}{dt} = \begin{cases} \beta_1 y_{\phi}(t) z(t), \forall |z(t)| < \varphi, \\ 0, \forall |z(t)| > \varphi, \end{cases} \quad (26)$$

где $\varphi = const > 0$.

Переход к дискретно-непрерывной системе управления

Рассмотрим процедуру перехода от непрерывной модели системы управления () к гибриднему аналогу путем дискретизации ее непрерывных контуров регулирования, где непрерывные и дискретные сигналы находятся в соответствии с тождествами:

$$\left\{ \begin{array}{l} y(t) = y(t_k) = y_k, \quad y_*(t) = y_*(t_k) = y_{k*}, \\ y_{\phi}(t) = y_{\phi}(t_k) = y_{k\phi}, \\ x_{\phi}(t) = x_{\phi}(t_k) = x_{k\phi}, \\ r(t+T) = r(t_k+T) = r_{k+T}, \\ z(t) = z(t_k) = z_k = y_{k*} - y_k, \\ u(t) = u(t_k) = u_k, \\ v(t) = v(t_k) = v_k, \\ \chi(t) = \chi(t_k) = \chi_k, \\ \chi_{nep}(t) = \chi_{nep}(t_k) = \chi_{k nep}, \\ \chi_{инт}(t) = \chi_{инт}(t_k) = \chi_{k инт}, \end{array} \right. \quad \text{при } t_k \leq t \leq t_{k+1}, \quad (27)$$

где $t_k = k\gamma$ – дискретный аналог непрерывного времени; $\gamma = const > 0$ – шаг дискретизации; $k = 0, 1, 2, \dots$ – номер шага.

Исходя из выражений (27), дискретный регулятор непрерывной системы управления (9) – (11), (20), (21), (26) примет следующее математическое описание

$$\begin{aligned} u_k &= kv_k - \chi_k^T x_{k\phi}, \\ \chi_k &= \chi_{k инт} g + \chi_{k nep}, \\ v_k &= v_{k-T} + z_k, \\ z_k &= r_k - y_k, \\ \chi_{k nep_i} &= \chi_{k-T nep_i} - \beta_{2i} x_{k\phi_i} z_k, \\ \chi_{k+1 инт} &= \chi_{k инт} - \beta_1 y_{k\phi} z_k \end{aligned} \quad (28)$$

где $k, \beta_1, \beta_{2i} = const > 0$.

Тогда общее описание гибридной системы управления непрерывным объектом преобразуется к виду (9), (28). При этом для построенной системы должны быть выполнены целевые условия

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} |y_{k*} - y_k| &\leq \alpha_k = const > 0, \\ \lim_{t \rightarrow \infty} \chi_{k инт} &= \chi_{k инт}^* = const, \\ \lim_{t \rightarrow \infty} \chi_{k nep} &= \chi_{k nep}^* = \chi_{k+T nep}^*, \end{aligned}$$

где α_k – некоторое относительно малое число; $\chi_{k+T nep}^*$ – дискретный периодический сигнал.

Пример работы системы

В качестве примера рассмотрим задачу управления системой (1), (6), (10) – (12), (20) – (22) со следующими исходными данными:

$$A(t, x) = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ a_{31}(t, x) & a_{32}(t, x) & a_{33}(t, x) \end{pmatrix}; \quad B(t) = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ b_3(t) \end{pmatrix}; \quad f(t) = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ f_3(t) \end{pmatrix},$$

где $a_{31}(t, x) = a_1 + 300x_1^3x_2x_3 \cdot 26\sin 0.5t$, $a_{32}(t, x) = a_2 + 300x_1x_2x_3 \cdot 10\sin 0.5t$, $a_{33}(t, x) = a_3 + 300x_1x_2x_3^2 \cdot 19\sin 0.5t$,

$$a_1 = 6, a_2 = -9, a_3 = -11,$$

$$b_3(t) = 1 + 0.5 \sin 0.5\pi t; f_3(t) = -0.15 |\sin (0.25\pi t)|;$$

$$g^T = (1 \ 2 \ 1).$$

Вектор G выбран желаемым образом: $G^T = (2 \ 5 \ 1)$.

Задающее воздействие $r(t)$ формировалось в виде функции:

$$r(t) = 0.2(e^{0.5(1 - \sin \pi t)} - 1) - 0.25;$$

Имитационное моделирование проводилось при следующих значениях числовых параметров:

$$\beta_{11} = 1200; \beta_{12} = 10000; \beta_{13} = 2000; \beta_2 = 10000; k = 1100; \gamma = 0.01; \varphi = 0.005.$$

Динамические характеристики процессов в исследуемой системе показаны на рисунках 1 – 4.

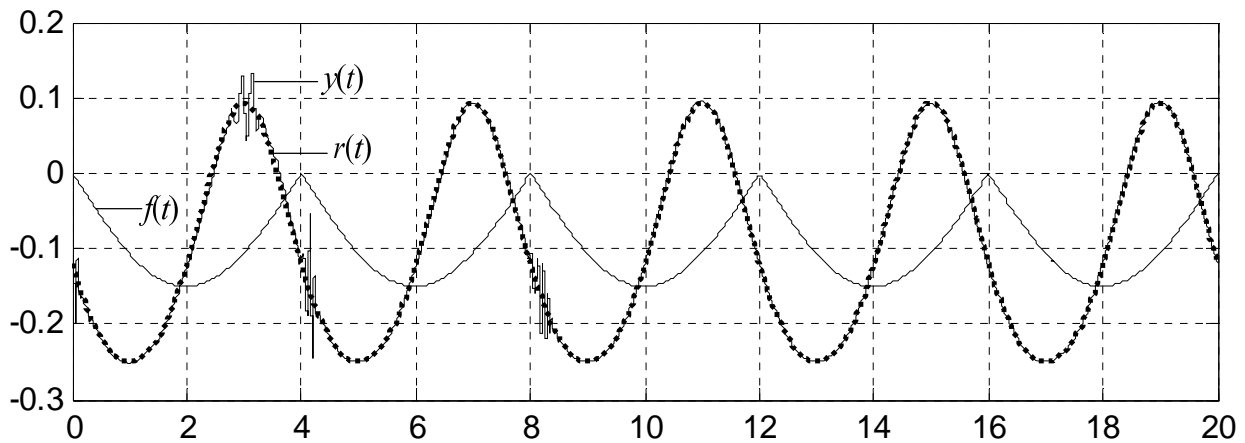


Рис. 1. Выход объекта управления $y(t)$, задающее воздействие $r(t)$ и действующее возмущение $f(t)$

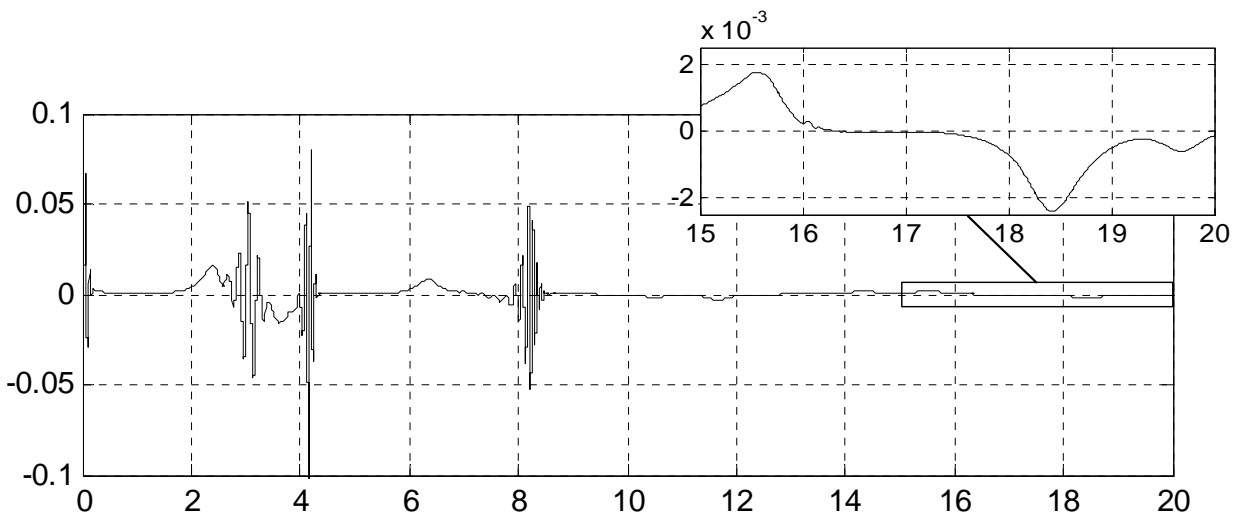


Рис. 2. Динамика ошибки между выходом эталонной модели и объекта управления

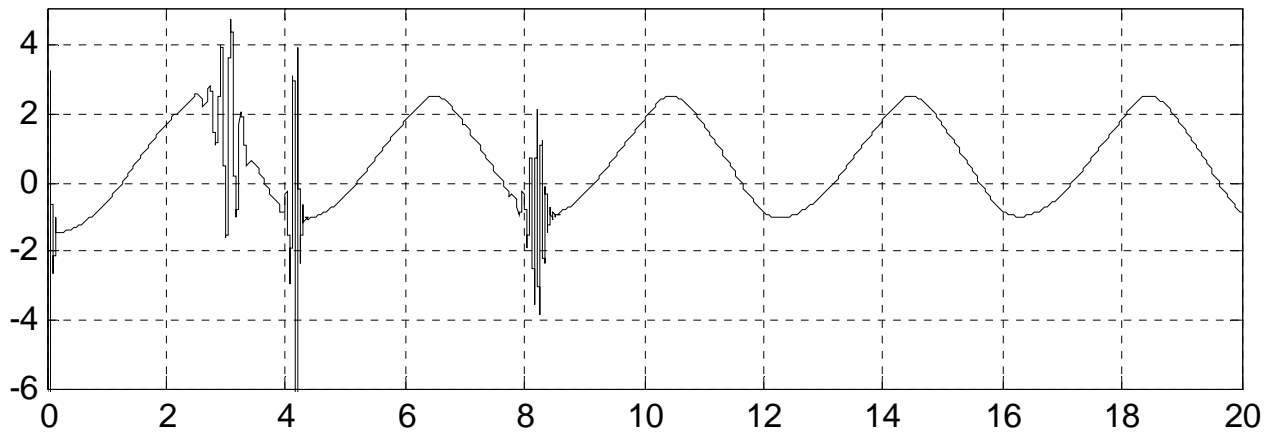
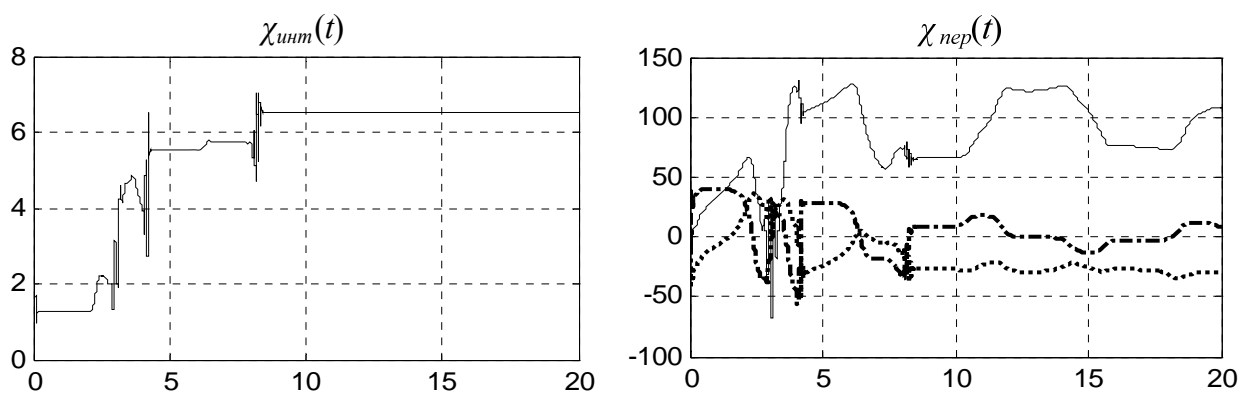
Рис. 3. Управление $u(t)$ 

Рис. 4. Настройка параметров адаптивного регулятора

Заключение

В работе рассмотрен способ построения гибридной системы управления нелинейными скалярными объектами. Результаты моделирования показывают высокую эффективность применения фильтра переменных состояния минимального порядка в системах управления скалярными периодическими объектами и достаточно хорошее качество функционирования системы при использовании предлагаемых цифровых алгоритмов управления, содержащего периодические и интегрирующие блоки настройки.

Список литературы

- [1] Shinji Hara, Yutaka Yamamoto, Tohru Omata, Micho Nakato. Repetitive Control System: A New Type Servo System for Periodic Exogenous Signals // IEEE Transactions on automatic control. – 1988. – Vol. 33, N 7. – P. 659 – 668.
- [2] Еремин Е.Л. Новый тип алгоритмов параметрической настройки адаптивных регуляторов для систем управления нестационарными T-периодическими объектами // Информатика и системы управления. – 2003. – № 2. – С. 100 – 110.

- [3] Еремин Е.Л., Капитонова М.С. Адаптивная система управления Т-периодическими нелинейными объектами // Проблемы управления. – 2007. - №1. – С. 2-7.
- [4] Еремин Е.Л., Капитонова М.С., Чепак Л.В., Шеленок Е.А. Система адаптивно-периодического управления мехатронным модулем металлорежущих станков // Информатика и системы управления. – 2012. – №2. – С. 150 – 159.
- [5] Закс В.С. Об одной возможности повышения точности регулирования в следящих системах циклического действия // Автоматика и телемеханика. – 1981. – № 1. – С. 170 – 174.
- [6] Пат. 2265873 РФ. Адаптивная система управления для динамических объектов с периодическими коэффициентами / Е.Л. Еремин, М.С. Капитонова, Л.В. Чепак // Бюл. – 2005. – № 34. – С. 380.
- [7] Еремин Е.Л., Цыкунов А.М. Синтез адаптивных систем управления на основе критерия гиперустойчивости. – Бишкек: Илим, 1992. – 182 с.
- [8] Деревикий А.П., Фрадков А.Л. Прикладная теория дискретных адаптивных систем управления. – М.: Наука, 1981.
- [9] Еремин Е.Л. Алгоритмы адаптивной системы управления с явно-неявной эталонной моделью для строго минимально-фазового объекта // Информатика и системы управления. – 2004. – № 2. – С. 157 – 166.

Статья представлена к публикации членом редколлегии С. В. Шалобановым

E-mail:

Еремин Е.Л. – ereminel@mail.ru

Капитонова М.С. – kapitonova_m@mail.ru

Шеленок Е.А. – cidorshell@rambler.ru