



УДК 684.511

© 2015 г. **Б.Н. Лебянов**, канд. техн. наук,
Е.А. Шеленок, канд. техн. наук
(Тихоокеанский государственный университет, Хабаровск)

АДАПТИВНО-ПЕРИОДИЧЕСКАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ НЕЛИНЕЙНЫМ ОБЪЕКТОМ С САМОНАСТРОЙКОЙ ДИНАМИЧЕСКОГО КОРРЕКТОРА

В работе рассматривается задача построения системы адаптивного управления нелинейным априорно неопределенным динамическим объектом с относительным порядком передаточной функции, превышающем единицу. В качестве метода решения используются критерий гиперустойчивости и блок быстродействующей коррекции с самонастраиваемым параметром.

Ключевые слова: адаптивное управление, комбинированный регулятор, критерий гиперустойчивости, динамический корректор, интегральный алгоритм.

Введение

В ряде случаев при разработке автоматических систем управления различными динамическими объектами, функционирующими в условиях априорной параметрической неопределенности при наличии нелинейных параметров, возникают задачи проектирования контуров регулирования, в которых не используются измерения производных выходного сигнала (внутренних состояний объекта). Для решения подобных задач в работах [1 – 3] был предложен аналитический метод построения систем управления объектами с относительным порядком передаточной функции, превышающим единицу, заключающийся в использовании последовательного динамического корректора, подключаемого к входу объекта. С помощью данного подхода в работе [4] была синтезирована адаптивная система управления априорно неопределенным динамическим объектом и предложен алгоритм самонастройки параметра динамического корректора, позволяющий повысить эффективность работы системы. Однако предложенный подход к синтезу имеет недостаток: выходной сигнал блока коррекции, соответствующий управляющему воздействию, как правило, содержит большие амплитудные колебания, что затрудняет или делает невозможным его техническую реализацию. Для устранения указанного недостатка в [5, 6] было предложено размещать динамический корректор не на входе управляемого объекта, а на его выходе. В данном случае стало возможным осуществлять синтез систем адаптивного и робастного

управления [6] с технически реализуемым сигналом управления.

В статье с использованием результатов [5, 7 – 11] рассматривается задача построения комбинированной адаптивной системы управления априорно неопределенным динамическим объектом с относительным порядком больше единицы и содержащим периодически изменяющийся нелинейный параметр.

Описание исходной и видоизмененной систем управления

Пусть движение нелинейного объекта управления (ОУ) с относительным порядком, превышающим единицу, задано уравнениями

$$\frac{dx(t)}{dt} = Ax(t) + d(t)y^k(t) + bu(t), \quad y(t) = L^T x(t), \quad (1)$$

$$x(t) \in R^n, \quad y(t) \in R, \quad u(t) \in R,$$

где $x(t)$ – вектор переменных состояния; $y(t)$ – скалярный выходной сигнал объекта; $u(t)$ – скалярное управляющее воздействие (вход объекта управления); A – некоторая стационарная матрица; $d(t) = b_0 d_n(t) = [0, \dots, 0, d_n(t)]^T$, $|d_n(t)| = |d_n(t+T)| \leq d_0 = \text{const} > 0$ – периодически нестационарная векторная функция; k – показатель степени сигнала $y(t)$; $b = b_0 = [0, \dots, 0, 1]^T$ – стационарный вектор; L^T – вектор, формирующий выходной сигнал объекта управления, которому соответствует передаточная функция

$$W_{OY}(s) = \frac{y(s)}{\bar{u}(s)} = L^T (sE - A)^{-1} b_0 = \frac{l(s)}{a(s)} = \frac{l_{m+1}s^m + l_m s^{m-1} + \dots + l_2 s + l_1}{s^n + a_n s^{n-1} + \dots + a_2 s + a_1}, \quad n - m = \rho > 1, \quad (2)$$

где $y(s)$, $\bar{u}(s)$ – изображения по Лапласу выходного сигнала $y(t)$ и входного сигнала $\bar{u}(t) = u(t) + d_n(t)y^k(t)$; E – единичная матрица соответствующего размера $l(s)$ – гурвицев полином; $a(s)$ – полином с произвольным расположением корней. Функционирование рассматриваемого объекта (1), (2) протекает в условиях априорной параметрической неопределенности, описываемой соотношениями

$$A = A(\xi); \quad L = L(\xi); \quad d(t) = d(t, \xi); \quad k = k(\xi); \quad (3)$$

$$l_i = l_i(\xi); \quad a_j = a_j(\xi); \quad i = 1, 2, \dots, m + 1; \quad j = 1, 2, \dots, n,$$

где ξ – набор неизвестных параметров, удовлетворяющих гипотезе квазистационарности и входящих в состав известного конечного числового множества Ξ .

Учитывая особенности объекта управления и следуя работам [5, 6], подключим к его выходу динамический корректор (ДК), состоящий из $f = (\rho - 1)$ последовательно соединенных форсирующих звеньев, передаточная функция которого имеет вид

$$W_{ДК}(s) = \frac{y_{ок}(s)}{y(s)} = \frac{\delta(s)}{\gamma(s)} = \frac{(T_1 s + 1)^{\rho-1}}{(T_0 s + 1)^{\rho-1}}, \quad (4)$$

где $y_{ок}(s)$ – изображение выхода корректора; $\delta(s)$, $\gamma(s)$ – гурвицевы полиномы; $T_1 = \text{const} > 0$, $T_0 = \text{const} > 0$ – постоянные времени корректора, причем T_0 имеет

малое значение.

Рассматривая последовательное соединение объекта управления (1), (2) и корректора (4), можно считать, что их реальному соединению

$$W_{OY}(s) \cdot W_{ДК}(s)$$

соответствует эквивалентное соединение видоизмененных объекта управления (ВОУ) и динамического корректора (ВДК):

$$W_{BOY}(s) \cdot W_{ВДК}(s),$$

в котором передаточные функции ВОУ и ВДК примут вид

$$W_{BOY}(s) = \frac{\bar{y}(s)}{\bar{u}(s)} = \frac{l(s)\delta(s)}{a(s)} = \frac{(l_{m+1}s^m + l_ms^{m-1} + \dots + l_2s + l_1) \cdot (T_1s + 1)^{\rho-1}}{s^n + a_ns^{n-1} + \dots + a_2s + a_1}, \quad (5)$$

$$W_{ВДК}(s) = \frac{y_{кор}(s)}{\bar{y}(s)} = \frac{1}{(T_0s + 1)^{\rho-1}}. \quad (6)$$

В этом случае построение системы управления рассматриваемым объектом можно провести следующим образом: *во-первых*, считая ВДК блоком структурного возмущения (6), с помощью критерия гиперустойчивости получить явный вид регулятора упрощенной системы; *во-вторых*, при наличии структурного возмущения обеспечить свойство L -диссипативности синтезированной гиперустойчивой системе [1 – 4].

Рассмотрим упрощенную систему управления, исключив из рассмотрения блок ВДК. Динамика ВОУ (5) в векторно-матричной форме записи будет описываться следующими соотношениями:

$$\frac{dx(t)}{dt} = Ax(t) + d(t)\bar{y}^k(t) + b_0u(t), \quad \bar{y}(t) = g^T x(t), \quad (7)$$

$$A = \begin{pmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ -a_1 & -a_2 & \dots & -a_n \end{pmatrix}; b_0 = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \dots \\ 1 \end{pmatrix}; g = \begin{pmatrix} g_1 \\ g_2 \\ \dots \\ g_n \end{pmatrix}; d(t) = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \dots \\ d_n(t) \end{pmatrix}; \quad (8)$$

где значения элементов g_i , $i = 1, 2, \dots, n$ вектора g однозначно определяются из равенства

$$g(s) = (g_ns^{n-1} + g_{n-1}s^{n-2} + \dots + g_2s + g_1) = (l_{m+1}s^m + l_ms^{m-1} + \dots + l_2s + l_1) \cdot (T_1s + 1)^{\rho-1} \quad (9)$$

и соответствуют гурвицевому полиному $g(s)$.

Структуру адаптивного управляющего устройства зададим в следующем комбинированном виде:

$$u(t) = h(t)r(t) + \chi(t)\bar{y}(t) + \theta(t)\bar{y}^k(t), \quad (10)$$

где $h(t)$, $\chi(t)$, $\theta(t)$ – настраиваемые коэффициенты регулятора, явный вид которых определяется в процессе синтеза системы управления.

Желаемое поведение BOY опишем с помощью эталонной модели

$$\begin{aligned} \frac{dx_0(t)}{dt} &= A_0 x_0(t) + b_0 h_0 r(t), \quad y_0(t) = g^T x_0(t), \\ A_0 &= A + \chi_0 b_0 g^T, \end{aligned} \quad (11)$$

где $x_0(t) \in R^n$ – вектор эталонных переменных состояния; $r(t) \in R$ – скалярное задающее воздействие; A_0 – гурвицаева матрица; $h_0 = const > 0$; $\chi_0 = const < 0$, которую в случае задания достаточно большого значения параметра h_0 можно преобразовать к эквивалентному виду

$$\frac{dz_0(t)}{dt} = -h_0 z_0(t) + h_0 r(t), \quad y_0(t) = z_0(t), \quad (12)$$

где $z_0(t) \in R$ – эталонная переменная.

Постановка задачи и алгоритмы адаптации упрощенной системы

Постановка задачи. Для упрощенной системы управления (7) – (11) при любом уровне априорной неопределенности $\xi \in \Xi$, любых начальных условиях $x_0(t) = x(0)$, любых ограниченных функциях $d_n(t)$ определить явный вид алгоритмов самонастройки коэффициентов $h(t)$, $\chi(t)$, $\theta(t)$ комбинированного адаптивного регулятора (10), обеспечивающих выполнение предельных целевых условий

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} |y_0(t) - \bar{y}(t)| &\leq \Delta_0, \quad \Delta_0 = const > 0; \\ \lim_{t \rightarrow \infty} |h(t)| &\leq \Delta_h, \quad \lim_{t \rightarrow \infty} |\chi(t)| \leq \Delta_\chi, \quad \Delta_h = const > 0, \quad \Delta_\chi = const > 0, \\ \lim_{t \rightarrow \infty} \theta(t) &= \theta(t + T) = \theta_0(t), \end{aligned} \quad (13)$$

где Δ_h, Δ_χ – относительно малые числа; $\theta_0(t)$ – некоторый периодический сигнал.

Алгоритмы контура управления упрощенной системы. Воспользуемся критерием гиперустойчивости для синтеза алгоритмов контура управления упрощенной системы (7) – (12), эквивалентное математическое описание которой примет вид

$$\frac{d\varepsilon(t)}{dt} = A_0 \varepsilon(t) + b_0 \mu(t), \quad v(t) = g^T \varepsilon(t) = y_0(t) - \bar{y}(t), \quad (14)$$

$$\mu(t) = -[h(t) - h_0]r(t) - [\chi(t) - \chi_0]\bar{y}(t) - [\theta(t) - d_n(t)]\bar{y}^k(t),$$

где $\varepsilon(t)$ – вектор рассогласования состояний эталона и объекта.

Для вещественной части частотной передаточной функции линейной стационарной части системы (14) выполнение условия строгой положительности в данном случае является очевидным, поскольку имеет место справедливое неравенство

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}[W_{ЛСЧ}(j\omega)] &= \operatorname{Re} \left[\frac{g^T (j\omega E - A_0)^+ b_0}{\det(j\omega - A_0)} \right] \\ &= \frac{h_0}{\sqrt{\omega^2 + h_0^2}} > 0, \quad \forall \omega \in (-\infty; \infty). \end{aligned} \quad (15)$$

Опираясь на результаты работ [7 – 10], можно показать, что справедливость интегрального неравенства В.М. Попова

$$\eta(0, t) = -\int_0^t \mu(\zeta) \nu(\zeta) d\zeta = -\int_0^t \mu(\zeta) [y_0(\zeta) - \bar{y}(\zeta)] d\zeta \geq -\gamma_0^2 = const, \forall t > 0, \quad (16)$$

которое в соответствии с нелинейной нестационарной частью эквивалентной системы (14) примет вид

$$\begin{aligned} \eta(0, t) = & \int_0^t [h(\zeta) - h_0] r(\zeta) [y_0(\zeta) - \bar{y}(\zeta)] d\zeta + \int_0^t [\chi(\zeta) - \chi_0] \bar{y}(\zeta) [y_0(\zeta) - y(\zeta)] d\zeta + \\ & + \int_0^t [\theta(\zeta) - d_n(\zeta)] \bar{y}^k(\zeta) [y_0(\zeta) - \bar{y}(\zeta)] d\zeta \geq \gamma_0^2 = const, \forall t > 0, \end{aligned}$$

будет обеспечена за счет определения алгоритмов настройки коэффициентов регулятора следующим образом:

$$h(t) = \alpha_1 \int_0^t r(\zeta) [y_0(\zeta) - \bar{y}(\zeta)] d\zeta, \quad (17)$$

$$\chi(t) = \alpha_2 \int_0^t \bar{y}(\zeta) [y_0(\zeta) - \bar{y}(\zeta)] d\zeta, \quad (18)$$

$$\theta(t) = \theta(t - T) + \alpha_3 \bar{y}^k(t) [y_0(t) - \bar{y}(\zeta)], \quad (19)$$

где $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ – произвольные положительные константы.

В этом случае, в силу выполнения частотного условия (15) и существования справедливого интегрального неравенства (16), эквивалентная система (14), (17) – (19) а, следовательно, и исходная упрощенная система (7) – (11), (17) – (19) будет гиперустойчивой в заданном классе априорной неопределенности $\xi \in \Xi$, и для нее с течением времени будут выполнены цели (13).

***L*-диссипативность исходной системы управления и самонастройка блока коррекции**

Вернемся к рассмотрению видоизмененной структурно возмущенной (5), (6) и исходной (1) – (4) систем управления. Известно, что *L*-диссипативность и устойчивость последней зависят от условий устойчивости упрощенной системы (7) – (11), (17) – (19). При этом устойчивость замкнутой структурно возмущенной видоизмененной системы будет определяться гурвицевостью полинома

$$(T_0 s + 1)^{\rho-1} (s^n + a_n s^{n-1} + \dots + a_2 s + a_1) + h_0 (g_n s^{n-1} + g_{n-1} s^{n-2} + \dots + g_2 s + g_1),$$

соответствующего ее характеристическому уравнению в некотором установившемся режиме.

Очевидно, что условие гурвицевости для указанного выражения будет выполнено за счет соответствующего задания коэффициента T_0 , входящего в блок структурного возмущения (*ВДК*). При этом выбор значения T_0 можно осуществить исходя из специальных условий, позволяющих определить его оценку сверху (T_0^+). Однако при реализации системы управления значение T_0^+ не имеет практической значимости, поскольку для обеспечения достаточно малой ошибки ре-

гулирования необходимо выполнить условие

$$0 < T_0 \ll T_0^+.$$

В этом случае, как указано в работе [4], целесообразно осуществлять не выбор конкретного значения параметра T_0 , а его самонастройку по алгоритму

$$T_0(t) = \frac{1}{\psi_0 + \psi_1 |h(t)|}, \quad (20)$$

где $\psi_0 = const > 1$, $\psi_1 = const > 1$.

Таким образом, за счет настройки параметра динамического корректора исходная система управления (1) – (4) с алгоритмами регулятора (17) – (19) будет устойчивой и диссипативной в установившемся режиме.

Модификация интегральных алгоритмов управления

Поскольку в построенной системе управления (1) – (4) присутствует постоянное структурное возмущение, для технической реализации контура управления необходимо выполнить регуляризацию интегральных настроек (17), (18), – например, с помощью зоны нечувствительности.

Кроме того, при синтезе алгоритмов использовался некоторый виртуальный сигнал $\bar{y}(t)$, соответствующий выходу BOY и выполняющий роль выхода основного контура системы. При рассмотрении исходной (1) – (4) системы выход основного контура системы будет соответствовать выходному сигналу корректора (4). В результате технически реализуемые алгоритмы контура адаптации примут вид

$$h(t) = \begin{cases} \alpha_1 \int_0^t r(\zeta) [y_0(\zeta) - y_{кор}(\zeta)] d\zeta, & \forall |y_0(\zeta) - y_{кор}(\zeta)| > \varphi, \\ 0, & \forall |y_0(\zeta) - y_{кор}(\zeta)| < \varphi, \end{cases} \quad (21)$$

$$\chi(t) = \begin{cases} \alpha_2 \int_0^t \bar{y}(\zeta) [y_0(\zeta) - y_{кор}(\zeta)] d\zeta, & \forall |y_0(\zeta) - y_{кор}(\zeta)| > \varphi, \\ 0, & \forall |y_0(\zeta) - y_{кор}(\zeta)| < \varphi, \end{cases} \quad (22)$$

$$\theta(t) = \theta(t - T) + \alpha_3 y_{кор}^k(t) [y_0(t) - y_{кор}(\zeta)]. \quad (23)$$

Также необходимо отметить, что требуемое движение объекта управления будет задаваться отличной от (11), (12) эталонной моделью

$$\tilde{y}_0(s) = \frac{h_0}{s + h_0} \cdot \frac{1}{(T_1 s + 1)^{\rho-1}} r(t) \cong \frac{1}{(T_1 s + 1)^{\rho-1}} r(t), \quad (24)$$

формируемой неявно за счет выбора коэффициента T_1 числителя ДК [5, 11].

Пример работы системы

В качестве примера работы системы рассмотрим задачу управления нелинейным объектом (1), (2) при следующих исходных данных:

$$A = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -2 & -4 & 3 & 1 \end{pmatrix}; b = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}; d(t) = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ d_4(t) \end{pmatrix}; L = \begin{pmatrix} 5 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}; \quad (25)$$

$$d_4(t) = d_4(t + T) = \sin 6t; k = 2.$$

Рассмотрим два случая работы системы – с периодическим и кусочно-постоянным задающим воздействием.

Эксперимент 1: периодическое задающее воздействие.

Определим командный сигнал в виде периодической функции

$$r(t) = r(t + T) = \sin 4t \cdot \cos 0,8t, \quad (26)$$

и выполним имитационное моделирование системы управления с параметрами (25). В ходе проведения вычислительного эксперимента были выбраны следующие параметры комбинированного адаптивного контура управления: $\alpha_1 = 1500$; $\alpha_2 = 2500$; $\alpha_2 = 1$; $T = 2$; $\varphi = 0,02$, также были подобраны параметр T_1 и коэффициенты алгоритма настройки (20) параметра T_0 ДК (4), $T_1 = 1,1$; $\psi_0 = 110$; $\psi_1 = 165$.

Результаты моделирования представлены на рис. 1 – 5.

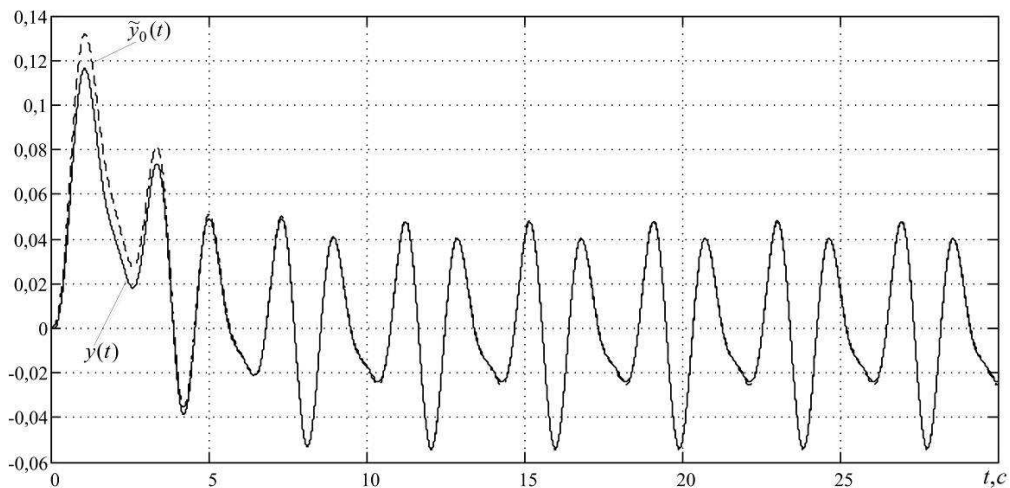


Рис. 1. Сигналы выходов эталона (24) и объекта управления (1).

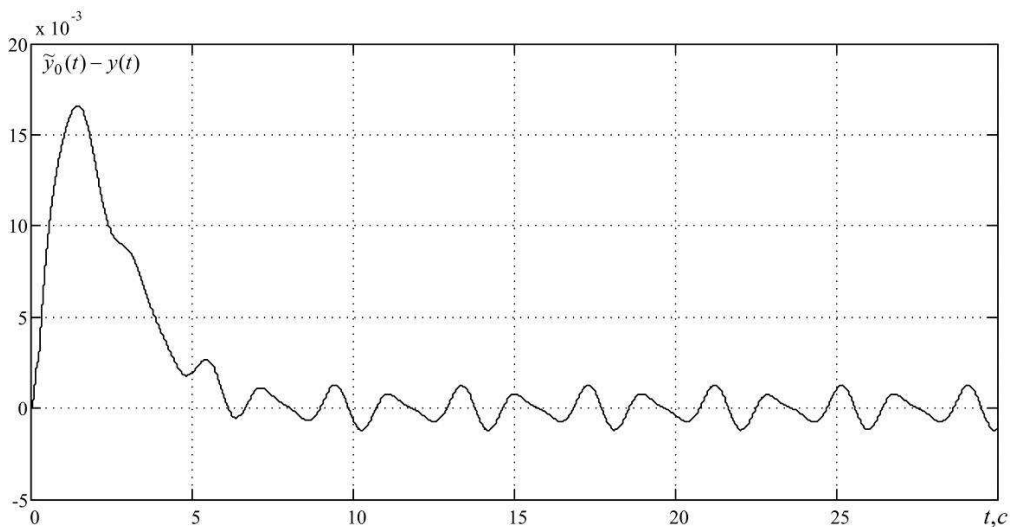


Рис. 2. Динамика рассогласования выходов эталона и объекта управления.

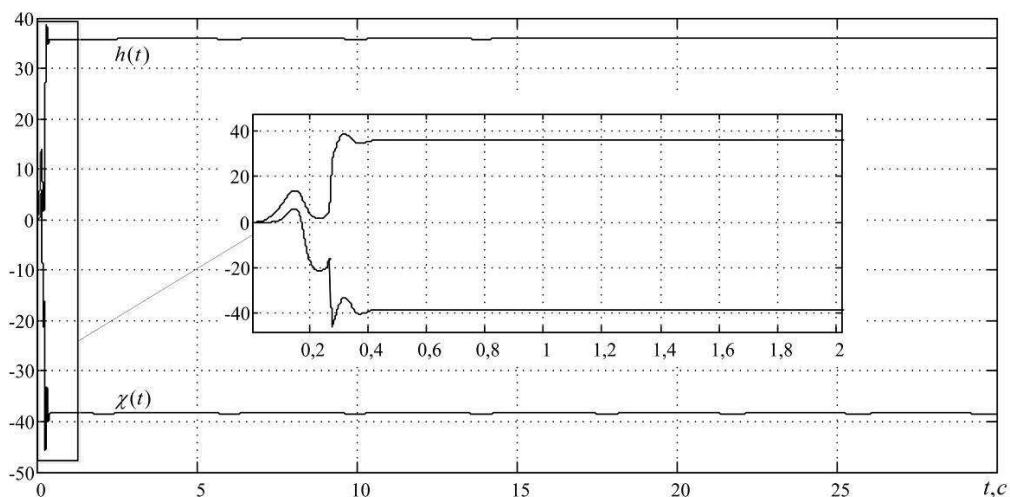


Рис. 3. Процесс настройки параметров $h(t)$ и $\chi(t)$.

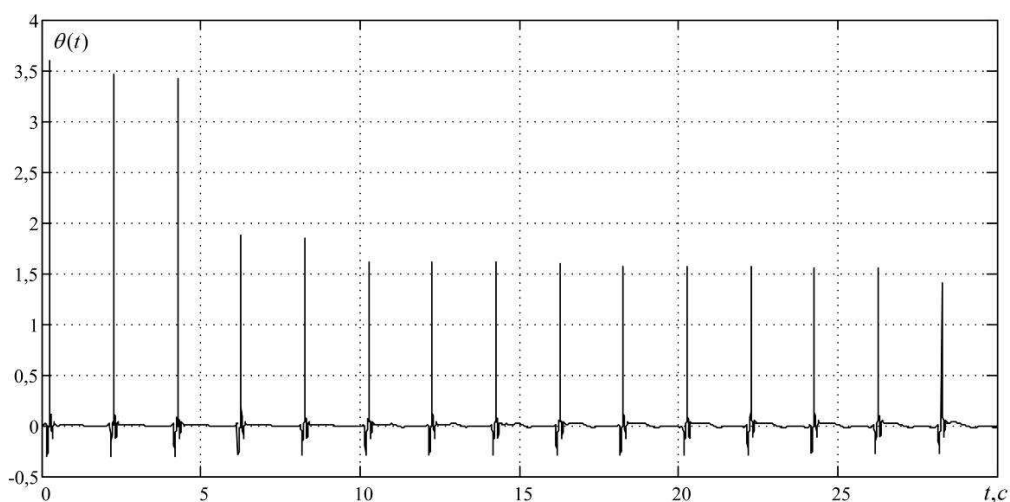


Рис. 4. Динамика периодической настройки $\theta(t)$.

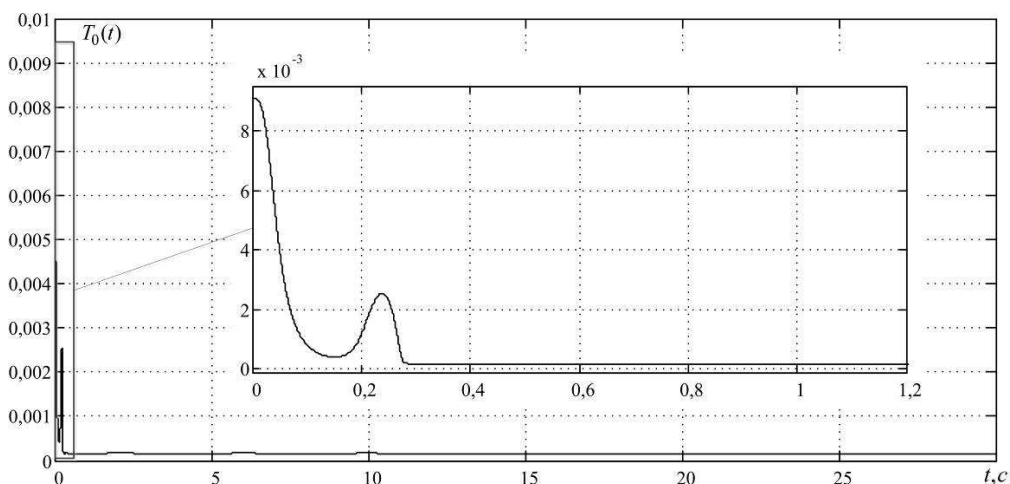


Рис. 5. Динамика настройки параметра ДК.

Эксперимент 2: кусочно-постоянное задающее воздействие.

Рассмотрим динамические характеристики системы управления при командном сигнале, имеющем вид кусочно-постоянной функции времени

$$r(t) = 1,02(1 - 2e^{-10t} + e^{-20t}) + 0,36(1 - 2e^{-10(t-20)} + e^{-20(t-20)}) - 0,27(1 - 2e^{-10(t-40)} + e^{-20(t-40)}). \quad (27)$$

При имитационном моделировании параметры контура управления и динамического корректора были выбраны со значениями:

$$\alpha_1 = 1500; \alpha_2 = 2500; \alpha_2 = 5;$$

$$T = 0,01; \varphi = 0,02;$$

$$T_1 = 1,1; \psi_0 = 110; \psi_1 = 165.$$

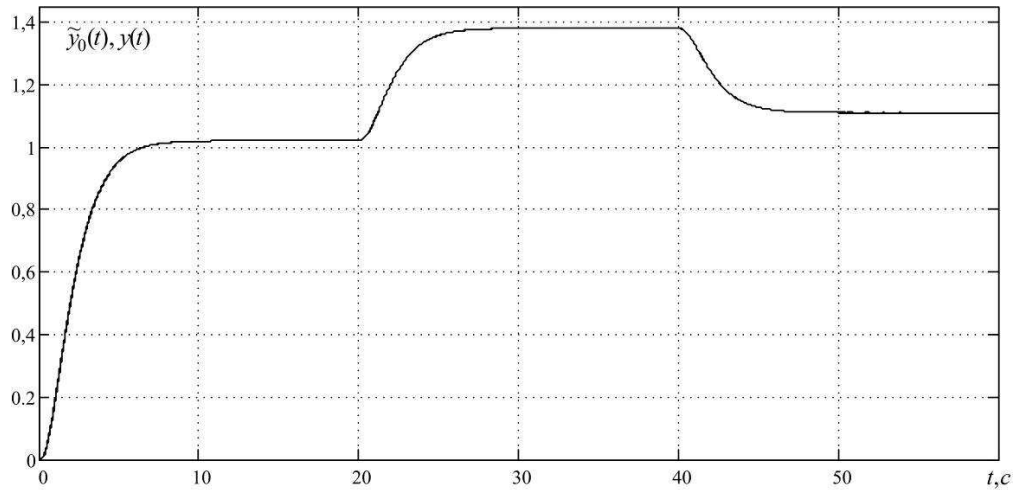


Рис. 6. Выходы эталона (24) и объекта (1).

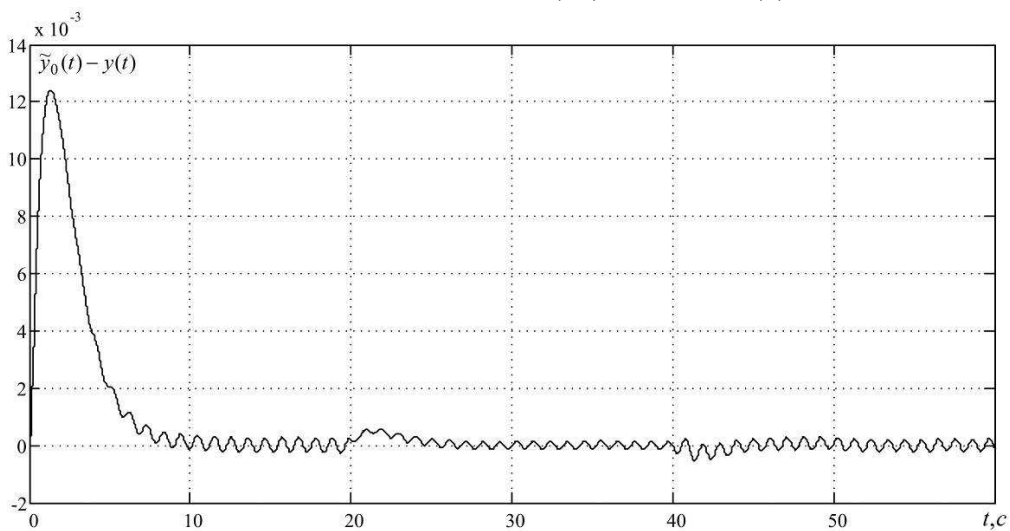


Рис. 7. Сигнал рассогласования выходов эталонной модели.

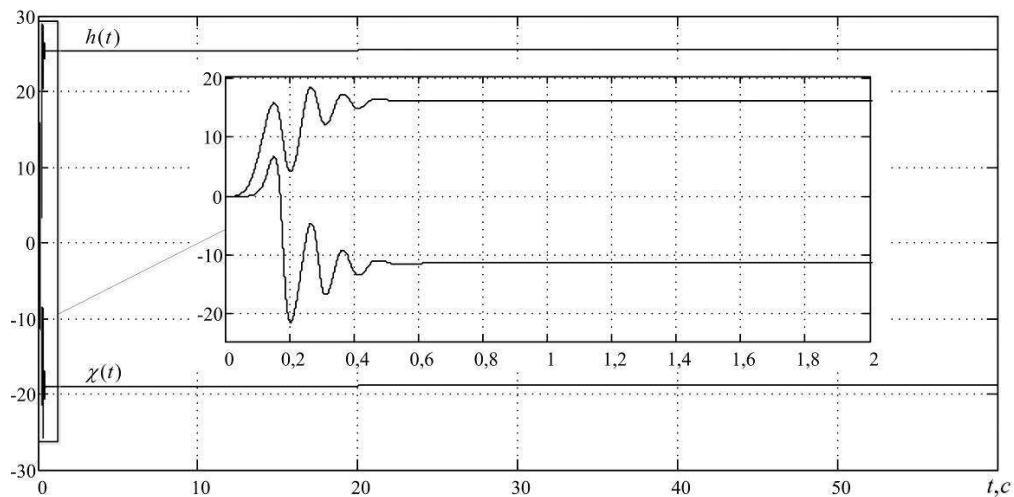


Рис. 8. Настройка параметров $h(t)$ и $\chi(t)$.

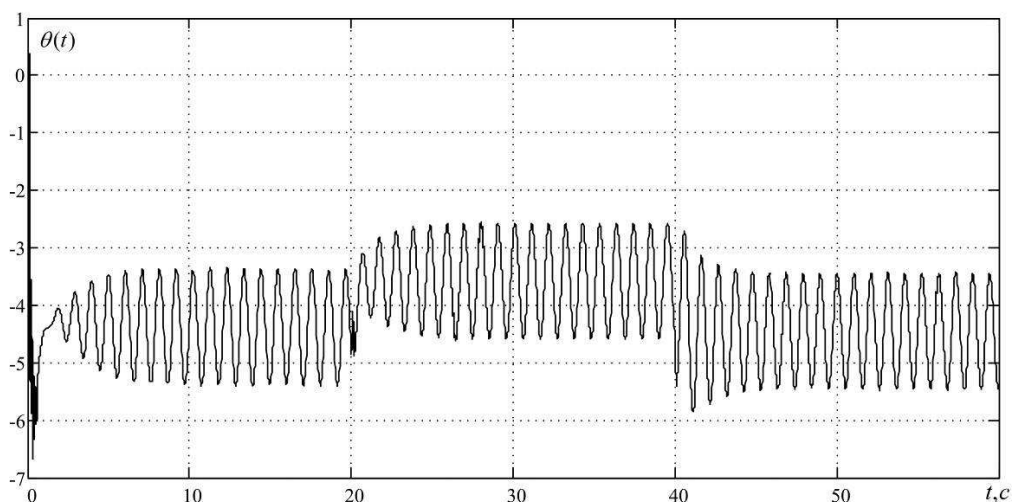


Рис. 9. Периодическая настройка $\theta(t)$.

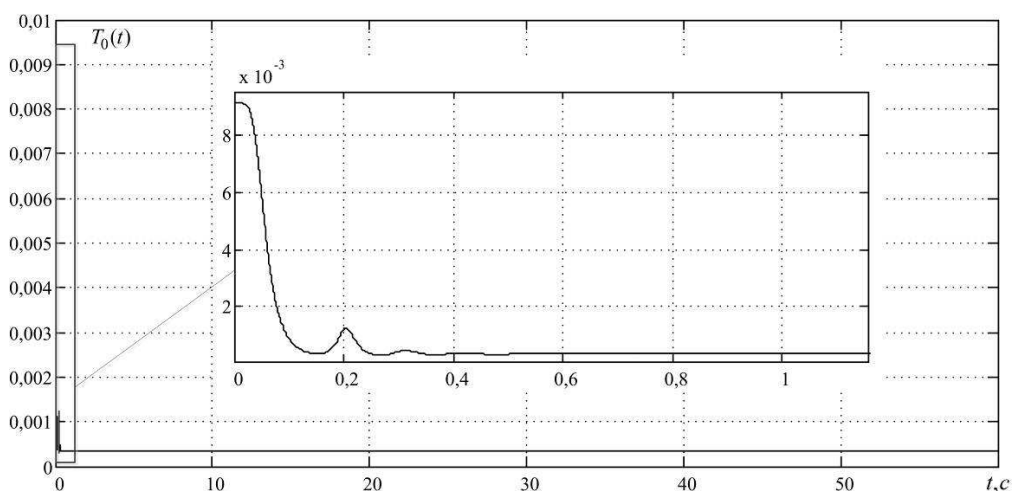


Рис. 10. Процесс настройки параметра ДК.

Представленные результаты позволяют сделать вывод, что при различных видах задающего воздействия (26), (27) в построенной системе комбинированного адаптивного управления за счет соответствующего подбора параметров контура управления (10), (21) – (23) и автоматической настройки коэффициента блока коррекции (рис. 5, 10), наряду с выполнением целевых условий работы (рис. 3, 4, 8, 9), обеспечивается достаточно точное слежение за командным сигналом (при периодическом $r(t)$ ошибка рассогласования в установившемся режиме (рис. 2) не превышает 2%, при кусочно-постоянном задании – 0,04% (рис. 7)).

Заключение

Предложена комбинированная адаптивная система управления нелинейным априорно неопределенным объектом, полученная с использованием критерия гиперустойчивости и самонастраивающегося блока коррекции. С помощью имитационного моделирования показано, что применение регулятора, содержащего блок генератора периодических сигналов, позволяет при различном задающем воздействии добиться достаточно высокого качества работы системы. Полученные результаты могут использоваться при построении комбинированных адаптивных систем управления нелинейными объектами с запаздыванием.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Еремин Е.Л.* *L*-диссипативность гиперустойчивой системы управления при структурном возмущении. I // Информатика и системы управления. – 2006. – № 2(12). – С.94-101.
2. *Еремин Е.Л.* *L*-диссипативность гиперустойчивой системы управления при структурном возмущении. II // Информатика и системы управления. – 2007. – № 1(13). – С.130-139.
3. *Еремин Е.Л.* *L*-диссипативность гиперустойчивой системы управления при структурном возмущении. III. // Информатика и системы управления. – 2007. – № 2(14). – С.153-164.
4. *Еремин Е.Л.* Адаптивная система управления с неявным эталоном и блоком быстродействующей коррекции // Информатика и системы управления. – 2012. – № 1(31). – С.183-194.
5. *Еремин Е.Л.* *L*-диссипативность гиперустойчивой системы управления при структурном возмущении. IV. // Информатика и системы управления. – 2013. – № 2(36). – С.100-106.
6. *Чепак Л.В.* Робастное управление аффинной системой по выходной переменной // Информатика и системы управления. – 2013. – № 4(38). – С.139-148.
7. *Еремин Е.Л., Капитонова М.С.* Адаптивная система управления *T*-периодическими нелинейными объектами // Проблемы управления. – 2007. – № 1. – С.2-7.
8. *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.
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. *Еремин Е.Л., Шеленок Е.А.* Система адаптивного виброгашения вынужденных колебаний // Датчики и системы. – 2014. – № 5. – С.16-22.
11. *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.

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

E-mail:

Лебянов Борис Николаевич – bnl@ais.khstu.ru;

Шеленок Евгений Анатольевич – cidshell@mail.ru.