



УДК 681.51

© *Е. Л. Еремин, 2013*

## **АДАПТИВНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ОБЪЕКТАМИ С НЕСКОЛЬКИМИ ЗАПАЗДЫВАНИЯМИ В МОДИФИЦИРОВАННОЙ СХЕМЕ С ДИНАМИЧЕСКИМ КОРРЕКТОРОМ**

*Еремин Е. Л.* – д.-р. техн. наук, профессор кафедры «Информационные и управляющие системы», e-mail: ereminel@mail.ru (АмГУ)

Рассматриваются адаптивные алгоритмы модифицированной системы управления с динамическим корректором, разработанные для объектов с запаздываниями по состоянию, имеющих передаточные функции с относительным порядком больше единицы.

It is consider adaptive algorithms modified control system with dynamic corrector designed for objects with delays as having a transfer function with relative order more than one.

*Ключевые слова:* динамический корректор, структурная эквивалентность, гиперустойчивость,  $L$ -диссипативность, квазигиперустойчивость.

### **Введение**

Для динамических объектов, передаточные функции которых имеют относительный порядок больше единицы, в работе [1] предложен весьма эффективный способ построения систем управления, где в основной контур включено стабилизирующее устройство, а обратная связь имеет большой коэффициент усиления. Применяя данный способ организации основного контура системы управления, совместно с известными методами проектирования систем управления априорно неопределенными объектами [2 – 8], в том числе использующими критерий гиперустойчивости [9 – 15], в статье [16] была решена задача адаптивного управления объектами с запаздываниями по состоянию в схеме с динамическим корректором (*ДК*). Однако, практическое применение адаптивной системы, у которой *ДК* включен на вход объекта управления (*ОУ*), как это выполнено в [16], в ряде случаев оказывается ограниченным. Действительно, если в системе управления на входе *ДК* появляются значительные по величине и скорости изменения ошибки рассогласования, то на выходе *ДК*, являющегося форсирующим устройством, будут возникать большие по амплитуде сигналы управления, техническая реализация которых может быть затруднена или невозможна. Для устранения отмеченно-

го недостатка, как показано в [17], достаточно модифицировать основной контур системы управления, в частности, – подключить ДК не на вход ОУ, а на его выход.

В настоящей работе исследуется работоспособность адаптивной системы с модифицированным основным контуром управления для объектов с несколькими запаздываниями по состоянию [18], имеющими передаточные функции с относительным порядком  $\rho = n - m > 1$ , описываемые следующим образом:

$$\begin{aligned} z(s) &= W_{OY}(s)u(s) = \frac{\alpha(s)}{\beta(s)}u(s) = \\ &= \frac{\alpha_0 s^m + \alpha_1 s^{m-1} + \dots + \alpha_{m-1} s + \alpha_m}{s^n + \beta_{11} s^{n-1} + \dots + \beta_{n1} + \sum_{q=2}^{\theta} (\beta_{1q} s^{n-1} + \dots + \beta_{nq}) e^{-sh_q}} u(s), \end{aligned} \quad (1)$$

где  $W_{OY}(s)$  – передаточная функция ОУ;  $z(s)$  и  $u(s)$  – изображения соответственно регулируемого выхода ОУ и управляющего воздействия;  $s$  – комплексная переменная;  $\alpha(s)$  – гурвицев полином;  $\beta(s)$  – квазиполином с произвольным расположением корней;  $\alpha_j = \alpha_j(\xi)$ ,  $\beta_{iq} = \beta_{iq}(\xi)$  – постоянные числа  $j = 0, 1, \dots, m$ ,  $i = 1, 2, \dots, n$ ,  $q = 1, 2, \dots, \theta$ ;  $h_q = h_q(\xi) > 0$  – постоянные запаздывания;  $\xi$  – набор неизвестных параметров принадлежащих некоторому известному множеству  $\Xi$ .

Пусть, аналогично [17], ДК подключен на выход ОУ и состоит из последовательного соединения  $k$ -форсирующих звеньев

$$\begin{aligned} z_{OK}(s) &= W_{DK}(s)z(s) = \frac{\delta(s)}{\gamma(s)}z(s) = \left( \frac{Ts + 1}{T_0 s + 1} \right)^k z(s), \\ k &= \rho - 1 = n - m - 1, \end{aligned} \quad (2)$$

где  $z_{OK}(s)$  – изображение выхода основного контура управления;  $W_{DK}(s)$  – передаточная функция ДК;  $\delta(s)$ ,  $\gamma(s)$  – соответствующие гурвицевы многочлены;  $T$ ,  $T_0$  – постоянные времени, причем  $T_0$  достаточно мала.

Используя очевидное тождество

$$\begin{aligned} z_{OK}(s) &= W_{OY}(s) \cdot W_{DK}(s)u(s) = \frac{\alpha(s)}{\beta(s)} \cdot \frac{\delta(s)}{\gamma(s)}u(s) = \\ &= \frac{\alpha(s)\delta(s)}{\beta(s)} \cdot \frac{1}{\gamma(s)}u(s) = W_{BOY}(s) \cdot W_{ВДК}(s)u(s), \end{aligned} \quad (3)$$

соединение ОУ+ДК можно заменить эквивалентным, состоящим из видоизмененных объекта управления (БОУ) и динамического корректора (ВДК), описываемых с помощью передаточных функций в виде

$$\tilde{z}(s) = W_{BOY}(s)u(s) = \frac{\alpha(s)\delta(s)}{\beta(s)}u(s) =$$



$$= \frac{(\alpha_0 s^m + \alpha_1 s^{m-1} + \dots + \alpha_{m-1} s + \alpha_m)(Ts + 1)^{n-m-1}}{s^n + \beta_{11} s^{n-1} + \dots + \beta_{(n-1)1} s + \beta_{n1} + \sum_{q=2}^{\theta} (\beta_{1q} s^{n-1} + \dots + \beta_{nq}) e^{-sh_q}} u(s), \quad (4)$$

$$z_{OK}(s) = W_{ВДК}(s) \tilde{z}(s) = \frac{1}{\gamma(s)} \tilde{z}(s) = \frac{1}{(T_0 s + 1)^{n-m-1}} \tilde{z}(s), \quad (5)$$

где  $\tilde{z}(s)$  – выход  $BOU$ .

Заметим, что если в работе [16], выходы блоков  $ДК+OU$  и  $ВДК+BOU$  совпадали с выходами основного контура управления и  $OU$ , то в рассматриваемом случае, выходы основного контура управления и  $OU$  различны, поскольку выходом блоков  $OU+ДК$  или  $BOU+ВДК$  служит выход корректора. Данное обстоятельство позволяет, подобно [17], сформировать желаемое поведение  $OU$  и требуемую динамику основного контура управления – независимо друг от друга.

Будем считать  $ВДК$  блоком структурного возмущения. Тогда, следуя [16], при построении системы управления  $BOU$  целесообразно: *во-первых*, при отсутствии структурного возмущения – синтезировать алгоритмы самонастройки системы управления на основе критерия гиперустойчивости; *во-вторых*, при наличии структурного возмущения в адаптивной системе управления – определить условия, доставляющие этой системе управления свойство  $L$ -диссипативности [19] и гарантирующие, что с течением времени все траектории адаптивной системы попадут в некоторое ограниченное множество и останутся там при  $t \rightarrow \infty$ .

### Математическая модель упрощенной системы управления

Для удобства изложения систему управления без блока  $ВДК$  будем называть упрощенной системой. Эту систему будем описывать уравнением  $BOU$  (4), уравнением адаптивного регулятора

$$u(t) = c(t)r(t) - \chi(t)\tilde{z}(t) \quad (6)$$

и уравнениями контура самонастройки

$$\frac{dc(t)}{dt} = F_r(\tilde{z}, r, t), \quad \frac{d\chi(t)}{dt} = F_z(\tilde{z}, r, t), \quad (7)$$

где  $r(t)$  – скалярное задающее воздействие с известной максимальной скоростью изменения; контура самонастройки;  $c(t)$  и  $\chi(t)$  – скалярные коэффициенты, явный вид алгоритма настройки которых подлежит определению в ходе решения соответствующей задачи синтеза.

Переходя к векторно-матричной форме записи, для  $BOU$  (4) имеем:

$$\frac{dx(t)}{dt} = Ax(t) + \sum_{q=2}^{\theta} B_q x(t-h) + bu(t); \quad \tilde{z}(t) = g^T x(t),$$

$$h_q = const > 0, \quad x_q(v) = \phi_q(v), \quad v \in [-h_q; 0], \quad q = 2, \dots, \theta,$$

$$A = \begin{pmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ -\beta_{n1} & -\beta_{(n-1)1} & \dots & -\beta_{11} \end{pmatrix}, \quad B_q = \begin{pmatrix} 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots \\ -\beta_{nq} & \dots & -\beta_{1q} \end{pmatrix}, \quad b = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \dots \\ 1 \end{pmatrix}, \quad (8)$$

$$g^T = (g_{n-1} \quad g_{n-2} \quad \dots \quad g_1),$$

где  $x(t) \in R^n$  – вектор состояния;  $x_q(t)$  – набор соответствующих начальных функций;  $A$  и  $B_q$  матрицы состояния;  $b$  – вектор управления;  $g$  – вектор, значения коэффициентов которого удовлетворяют соотношению

$$\begin{aligned} (g_1 s^{n-1} + \dots + g_{n-2} s + g_{n-1}) &= \alpha(s) \delta(s) = \\ &= (\alpha_0 s^m + \alpha_1 s^{m-1} + \dots + \alpha_{m-1} s + \alpha_m) (Ts + 1)^{n-m-1}. \end{aligned} \quad (9)$$

С учетом (4), (8), получаем передаточную функцию  $BOV$  в виде

$$W_{BOV}(s) = g^T \left( sE - A - \sum_{q=2}^{\theta} B_q e^{-sh_q} \right)^{-1} b = \frac{g^T \left( sE - A - \sum_{q=2}^{\theta} B_q e^{-sh_q} \right)^+ b}{\det \left( sE - A - \sum_{q=2}^{\theta} B_q e^{-sh_q} \right)}, \quad (10)$$

где  $(\cdot)^{-1}$  – обратная матрица;  $(\cdot)^+$  – присоединенная матрица;  $E$  – единичная матрица размера  $(n \times n)$ .

Предположим, что в системе управления (6) – (8), по завершению процесса самонастройки коэффициентов адаптивного регулятора, возникает желаемый установившийся режим  $\tilde{z}_0(t)$ , т.е. с учетом управляющего воздействия

$$u_0(t) = c_0 r(t) - \chi_0 \tilde{z}_0(t), \quad (11)$$

основной контур замкнутой системы управления (8), (11) можно описать следующим образом:

$$\begin{aligned} \tilde{z}_0(s) &= \frac{c_0 g(s)}{\beta_0(s)} r(s) = \frac{c_0 g(s)}{\beta(s) + \chi_0 g(s)} r(s) = \\ &= \frac{c_0 (g_1 s^{n-1} + \dots + g_n)}{s^n + \beta_{11} s^{n-1} + \dots + \beta_{n1} + \sum_{q=2}^{\theta} (\beta_{1q} s^{n-1} + \dots + \beta_{nq}) e^{-sh_q} + \chi_0 (g_1 s^{n-1} + \dots + g_n)} r(s). \end{aligned}$$

При этом, согласно [10, 18], всегда найдутся достаточно большие значения коэффициентов  $\chi_0 \cong c_0 = const > 0$ , такие, что для квазиполинома  $\beta_0(s)$  будет выполнено соотношение

$$\begin{aligned} s^n + \beta_{11} s^{n-1} + \dots + \beta_{n1} + \sum_{q=2}^{\theta} (\beta_{1q} s^{n-1} + \dots + \beta_{nq}) e^{-sh_q} + \\ + \chi_0 (g_1 s^{n-1} + \dots + g_n) \cong (s + c_0) (g_1 s^{n-1} + \dots + g_n). \end{aligned}$$

Таким образом, уравнение эталонной модели основного контура управления, записанное с помощью передаточной функции и в пространстве состоя-



ний, имеет соответственно следующий вид:

$$\tilde{z}_0(s) \cong \frac{c_0(g_1 s^{n-1} + \dots + g_n)}{(s + c_0)(g_1 s^{n-1} + \dots + g_n)} r(s) = \frac{g^T (sE - A_0)^+ b}{\det(sE - A_0)}, \quad A_0 = A - \chi_0 b g^T, \quad (12)$$

$$\frac{dx_0(t)}{dt} = A_0 x_0(t) + b_0 r(t), \quad \tilde{z}_0(t) = g^T x_0(t), \quad (13)$$

где  $x_0(t) \in R^n$  – вектор состояния некоторого виртуального эталона.

Кроме того, учитывая явный вид выражений (2), (9), опираясь на соотношение (12) получаем, что эталонная модель для ОУ формируется в виде

$$z_0(s) \cong \frac{c_0(\alpha_0 s^m + \alpha_1 s^{m-1} + \dots + \alpha_m)}{(s + c_0)(g_1 s^{n-1} + \dots + g_n)} r(s) = \frac{c_0}{(s + c_0)(Ts + 1)^{n-m-1}} r(s). \quad (14)$$

### Постановка задачи и алгоритмы адаптации

Требуется, для упрощенной системы управления (6) – (8), (13), функционирующей в условиях априорной неопределенности заданного класса  $\forall \xi \in \Xi$ , синтезировать явный вид алгоритмов адаптации (8) так, чтобы при любых начальных условиях  $x(0)$ ,  $c(0)$ ,  $\chi(0)$  и функциях  $x_i(v)$  было обеспечено достижение целевых условий:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |\tilde{z}_0(t) - \tilde{z}(t)| \cong \lim_{t \rightarrow \infty} |r(t) - \tilde{z}(t)| \leq \Delta_0, \quad \Delta_0 = const > 0, \quad (15)$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |c(t)| \leq \Delta_c, \quad \Delta_c = const > 0, \quad \lim_{t \rightarrow \infty} |\chi(t)| \leq \Delta_\chi, \quad \Delta_\chi = const > 0. \quad (16)$$

Зададим вектор рассогласования переменных состояния следующим образом:  $\varepsilon(t) = x_0(t) - x(t)$ , тогда эквивалентную математическую модель в отклонениях основного контура упрощенной системы можно описать уравнениями

$$\begin{aligned} \frac{d\varepsilon(t)}{dt} &= A_0 \varepsilon(t) + b \mu(t), \\ \nu(t) &= g^T \varepsilon(t) = \tilde{z}_0(t) - \tilde{z}(t), \\ \mu(t) &= -(c(t) - c_0)r(t) - (\chi(t) - \chi_0)\tilde{z}(t), \end{aligned} \quad (17)$$

где  $\nu(t)$  – видоизмененный выход;  $\mu(t)$  – видоизмененное управление.

Известно [6, 10], что при отсутствии помех явный вид алгоритмов адаптации (8) может быть синтезирован, например, на основе критерия гиперустойчивости, в виде

$$\begin{aligned} \frac{dc(t)}{dt} &= h_c (\tilde{z}_0(t) - \tilde{z}(t))r(t), \\ \frac{d\chi(t)}{dt} &= h_\chi (\tilde{z}_0(t) - \tilde{z}(t))\tilde{z}(t), \\ h_c, h_\chi &= const > 0, \end{aligned} \quad (18)$$

а при постоянно действующих возмущениях, за счет регуляризации этих алгоритмов, в частности, – с помощью зоны нечувствительности, алгоритмы

(18) можно представить следующем образом:

$$\begin{aligned} \frac{dc(t)}{dt} &= \begin{cases} h_c(\tilde{z}_0(t) - \tilde{z}(t))r(t), & \forall |\tilde{z}_0(t) - \tilde{z}(t)| > \Delta, \\ 0, & \forall |\tilde{z}_0(t) - \tilde{z}(t)| < \Delta, \end{cases} \\ \frac{d\chi(t)}{dt} &= \begin{cases} h_\chi(\tilde{z}_0(t) - \tilde{z}(t))\tilde{z}(t), & \forall |\tilde{z}_0(t) - \tilde{z}(t)| > \Delta, \\ 0, & \forall |\tilde{z}_0(t) - \tilde{z}(t)| < \Delta, \end{cases} \end{aligned} \quad (19)$$

где  $h_c = const > 0$ ,  $h_\chi = const > 0$ ,  $\Delta = const > 0$  – некоторые числа.

Поскольку передаточная функция эталона, согласно (12), соответствует быстродействующему апериодическому звену первого порядка

$$W_0(s) \cong \frac{c_0}{s + c_0} = \frac{1}{T_*s + 1}, \quad T_* = \frac{1}{c_0},$$

где  $T_*$  – достаточно малая величина, то, следуя работе [9], описание явно-неявной эталонной модели динамики основного контура управления

$$T_* \frac{d\tilde{z}_0(t)}{dt} + \tilde{z}_0(t) = r(t),$$

можно заменить на более простое – уравнение неявной эталонной модели

$$\tilde{z}_0(t) \cong r(t), \quad (20)$$

что позволяет алгоритмы (1) реализовать следующим образом:

$$\begin{aligned} \frac{dc(t)}{dt} &= \begin{cases} h_c(r(t) - \tilde{z}(t))r(t), & \forall |r(t) - \tilde{z}(t)| > \Delta, \\ 0, & \forall |r(t) - \tilde{z}(t)| < \Delta, \end{cases} \\ \frac{d\chi(t)}{dt} &= \begin{cases} h_\chi(r(t) - \tilde{z}(t))\tilde{z}(t), & \forall |r(t) - \tilde{z}(t)| > \Delta, \\ 0, & \forall |r(t) - \tilde{z}(t)| < \Delta, \end{cases} \end{aligned} \quad (21)$$

Отметим, что уравнение эталонной модели ОУ вида (14), с учетом выражения (20), также станет более простым:

$$z_0(s) = \frac{1}{(T_s + 1)^{n-m-1}} r(s). \quad (22)$$

Таким образом, в упрощенных системах адаптивного управления как (6), (8), (13), (20), так и (6), (8), (19), (20), обеспечивается достижение целевых условия (15) и (16), т.е. динамика выхода  $BOU$  будет стремиться к желаемой траектории с высокой степенью точности.

#### Условия $L$ -диссипативности системы управления (1) – (3), (6), (20), (20)

Подвергая систему (6), (8), (20), (21) структурному возмущению с помощью ВДК, что соответствует замене  $BOU$  на последовательное соединение  $BOU+ВДК$  или эквивалентное ему –  $OU+ДК$ , можно утверждать следующее:

*если система управления (3) – (5), (6), (20), (21) будет  $L$ -диссипативна, то из этого будет следовать и  $L$ -диссипативность системы управления (1)*



– (3), (6), (20), (21).

Отметим, что в законе управления (6) и алгоритмах адаптации (21), следует выполнить замену сигнала  $\tilde{z}(t)$  на  $z_{OK}(t)$ , поскольку вместо *ВОУ* теперь рассматривается соединение *ВОУ+ВДК*. В этом случае имитационная модель адаптивной системы управления получает вид представленный на рис. 1, где введены обозначения:  $e_{OY}(t) = z_M(t) - z(t)$ ;  $e_{OK}(t) = r(t) - z_{OK}(t)$ ; *ЯНЭМ* – явно-неявная эталонная модель.

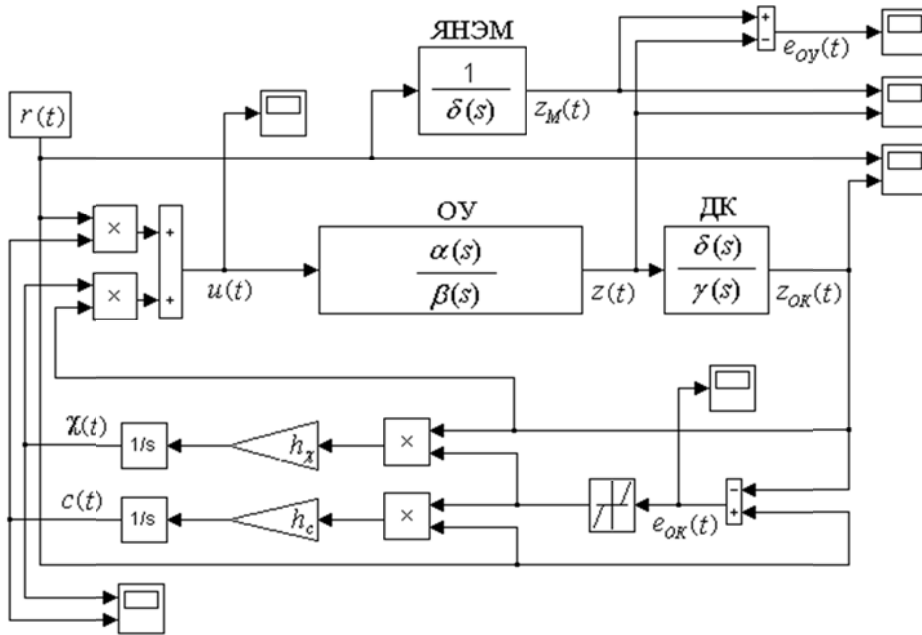


Рис. 1. Имитационная модель адаптивной системы управления.

При этом, установившийся режим работы замкнутой структурно возмущенной системы управления (8), (11) опишется с помощью передаточной функции:

$$z_0(s) = c_0 \frac{g(s)}{1 + \frac{\chi_0 g(s)}{\gamma(s)\beta(s)}} r(s) = \frac{c_0 g(s)}{\gamma(s)\beta(s) + \chi_0 g(s)} r(s),$$

характеристическое уравнение которой, с учетом соотношения (4), получит вид

$$\begin{aligned} \gamma(s)\beta(s) + \chi_0 g(s) &= (T_0 s + 1)^k (s^n + \beta_{11} s^{n-1} + \dots + \beta_{n1}) + \\ &+ \sum_{q=2}^{\theta} (\beta_{1q} s^{n-1} + \dots + \beta_{nq}) e^{-sh_q} + c_0 (g_1 s^{n-1} + \dots + g_n) = 0. \end{aligned} \quad (23)$$

Можно показать, аналогично работе [14], что данный полином гурвицев, следовательно, будет обеспечиваться устойчивость рассматриваемой струк-

турно возмущенной системы управления. Действительно, с учетом следующего выражения

$$(T_0 s + 1)^k = T_0^k s^k + \sum_{i=1}^{k-1} \theta_i T_0^{k-i} s^{k-i} + 1,$$

где  $\theta_i$  – коэффициенты, значение которых определяется соответствующим числом сочетаний, полином (23) преобразуется к виду

$$\begin{aligned} & \left( T_*^k s^k + \sum_{i=1}^{k-1} \theta_i T_*^{k-i} s^{k-i} \right) \left( s^n + \beta_1 s^{n-1} + \dots + \beta_{n-1} s + \beta_n \right) + \\ & s^n + \left( c_0 g_1 + \beta_{11} + \sum_{q=2}^{\theta} \beta_{1q} e^{-sh_q} \right) s^{n-1} + \dots + \left( c_0 g_1 + \beta_{(n-1)1} + \sum_{q=2}^{\theta} \beta_{(n-1)q} e^{-sh_q} \right) s + \\ & + \left( c_0 g_1 + \beta_{n1} + \sum_{q=2}^{\theta} \beta_{nq} e^{-sh_q} \right) \cong 0. \end{aligned} \quad (24)$$

Тогда, при  $k = n - m - 1$  и достаточно больших числах  $-\chi_0 \cong c_0 = const > 0$ , следуя [13, 18], получим полином

$$\begin{aligned} & T_0^{n-m-1} s^{2n-m-1} + T_0^{n-m-2} \theta_1 s^{2n-m-2} + \dots + T_0^2 \theta_{n-m-3} s^{n+2} + T_0 \theta_{n-m-2} s^{n+1} + \\ & + s^n + c_0 (g_1 s^{n-1} + g_2 s^{n-2} + \dots + g_{n-1} s + g_n) \cong 0, \end{aligned} \quad (25)$$

гурвицевость которого будет иметь место, согласно [12], за счет существования достаточно малого значения параметра  $T_0$ , верхнюю оценку которого можно найти аналитически, см. [14], но поскольку явный вид указанной оценки зависит от заранее неизвестного значения  $c_0$ , величину постоянной времени  $T_0$  целесообразно подобрать в ходе имитационного моделирования адаптивной системы управления (1) – (3), (6), (19), (20).

Кроме этого, можно показать, аналогично [14], что синтезированная система сохраняет свои свойства и при наличии постоянно действующих ограниченных помех.

### Моделирование системы управления (1) – (3), (6), (19), (20)

Рассмотрим пример имитационного моделирования адаптивной системы управления, где

$$\begin{aligned} & z(s) = W_{OY}(s) \cdot W_{DK}(s) u(s); \\ & W_{OY}(s) = \frac{\alpha_0 s + \alpha_1}{s^4 + \beta_{11} s^3 + \beta_{12} s^2 + \beta_{13} s + \beta_{14} + \beta_{23} s e^{-sh_2} + \beta_{31} e^{-sh_3}}, \\ & z_q(v) = \varphi_q(v) = 0, \quad v \in [-h_q; 0], \quad q = 2, 3, \quad h_3 > h_2 > 0; \\ & W_{DK}(s) = \left( \frac{0.2s + 1}{0.001s + 1} \right)^2; \\ & u(t) = c(t)r(t) - \chi(t)z_{OK}(t); \\ & r(t) = \left( 0.75 + 0.45 \sin 0.5t + (0.45 \sin 0.75t)^2 \right)^2. \end{aligned} \quad (26)$$





$$\frac{dc(t)}{dt} = \begin{cases} 5000(r(t) - z_{OK}(t))r(t), & \forall |r(t) - z_{OK}(t)| > 0.002, \\ 0, & \forall |r(t) - z_{OK}(t)| < 0.002, \end{cases}$$

$$\frac{d\chi(t)}{dt} = \begin{cases} 8000(r(t) - z(t))z_{OK}(t), & \forall |r(t) - z_{OK}(t)| > 0.002, \\ 0, & \forall |r(t) - z_{OK}(t)| < 0.002; \end{cases}$$

Для системы управления (26) один из вычислительных экспериментов был проведен при следующем наборе значений неопределенных параметров ОУ:

$$\alpha_0 = 2; \alpha_1 = 2.5; \beta_{11} = -2; \beta_{12} = 2; \beta_{13} = -4; \beta_{14} = 3; \beta_{23} = -3; \beta_{31} = 1; h_2 = 0.5; h_3 = 1.5. \quad (27)$$

Оценивая результаты имитационного моделирования адаптивной системы (25), (26), представленные на графиках рис. 2 – 4, отметим высокое качество функционирования системы управления. Действительно, при достаточном хорошем быстродействии системы управления максимальное относительное значение ошибки регулирования  $e_{OY}(t)$  не превышает 8%, а по завершению в системе процессов адаптации составляет  $\approx 0.2\%$ . При этом относительное значение максимума ошибки рассогласования  $e_{OK}(t)$  основного контура управления достаточно большое – 39% (рис. 3в,г), но в установившемся режиме она не превышает 0.2% (рис. 3в). Отметим, что в первоначальные моменты времени (на этапе адаптации системы) динамика  $z_{OK}(t)$  имеет явно выраженный колебательный характер (рис. 3б).

Процессы самонастройки коэффициентов адаптивного регулятора завершаются достаточно быстро (рис. 4а,б), поскольку регулятор уже через несколько секунд формирует управление  $u(t)$  (рис. 4в,г), обеспечивающие номинальный режим функционирования ОУ.

Отметим, что максимальное значение амплитуды сигнала  $u(t)$  в системе управления использующей соединение ОУ+ДК (см. рис. 4г), приблизительно в 50 раз меньше максимума амплитуды сигнала  $u(t)$  системы управления, где применяется соединение ДК+ОУ, динамика такого  $u(t)$  показана на рис. 5.

### Заключение

Рассмотренный способ построения адаптивных систем управления линейными динамическими объектами с запаздыванием по состоянию, имеющими передаточную функцию с относительным порядком больше единицы, позволяет выполнить аналитический синтез адаптивных алгоритмов основного контура управления на основе использования модифицированной схемы включения динамического корректора, обеспечивая системе управления требуемое качество функционирования. При этом решение задачи синтеза алгоритмов адаптации, опирающегося на выполнение условий гиперустойчивости основного контура системы управления, не зависит от вида ЯНЭМ, задающей желаемую динамику ОУ.

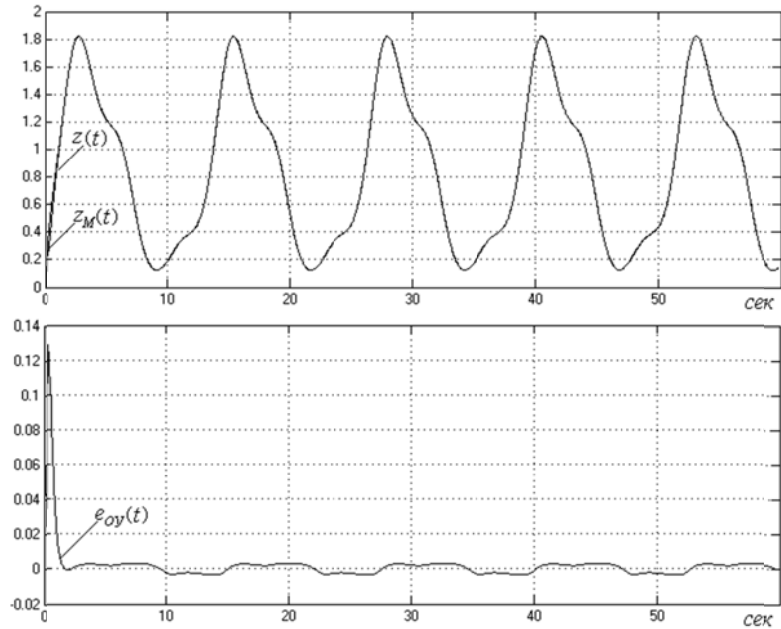


Рис. 2. Динамика выходов объекта  $z(t)$  и явно-неявного эталона  $z_M(t)$ , а также характер поведения ошибки  $e_{OY}(t) = z_M(t) - z(t)$ .

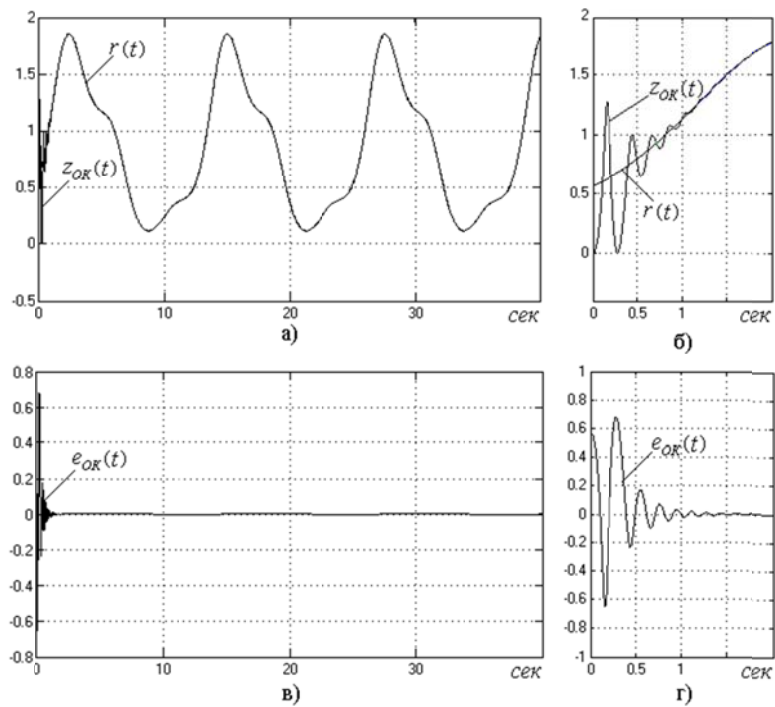


Рис. 3. Динамика выходов основного контура управления  $z_{OX}(t)$  и задающего воздействия  $r(t)$ , а также характер поведения ошибки  $e_{OX}(t) = r(t) - z_{OX}(t)$ .

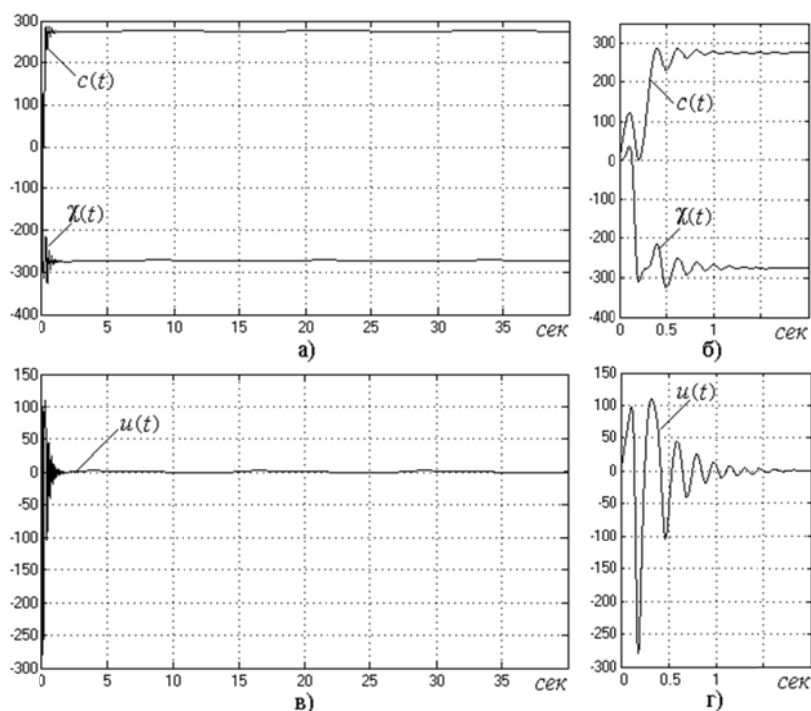


Рис. 4. Процессы самонастройки коэффициентов адаптивного регулятора и динамика управляющего воздействия.

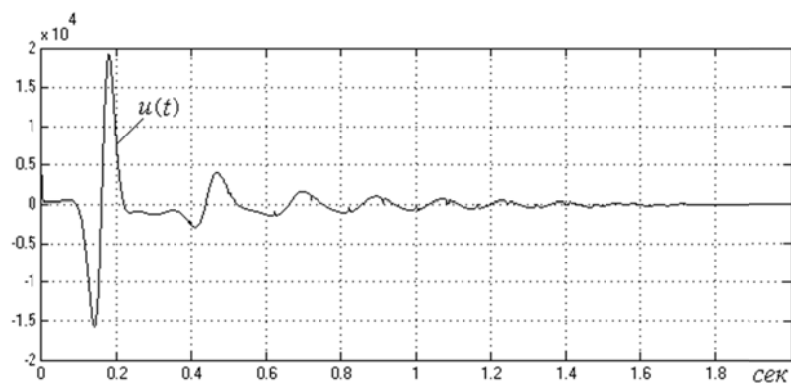


Рис. 5. Динамика управляющего воздействия в системе управления с соединением ДК+ОУ.

### Библиографические ссылки

1. Мееров М.В. Синтез структур систем автоматического регулирования высокой точности. – М.: Наука, 1967.
2. Цыпкин Я.З. Адаптация и обучение в автоматических системах. – М.: Наука, 1968.



3. Козлов Ю.М., Юсупов Р.М. Беспоисковые самонастраивающиеся системы. – М.: Наука, 1969.
4. Петров Б.Н., Рутковский В.Ю., Земляков С.Д. Принципы проектирования самонастраивающихся систем управления. – М.: Машиностроение, 1972.
5. Landau I.D. Adaptive control systems. The model reference approach. – N.Y.: Marsel Dekker, 1979.
6. Фрадков А.Л. Адаптивное управление в сложных системах. – М.: Наука, 1990.
7. Емельянов С.В., Коровин С.К. Новые типы обратной связи: Управление при неопределенности. – М.: Наука. Физматлит, 1997.
8. Мирошник И.В., Никифоров В.О., Фрадков А.Л. Нелинейное и адаптивное управление сложными динамическими системами. – СПб.: Наука, 2000.
9. Еремин Е.Л., Кван Н.В., Семичевская Н.П. Робастное управление нелинейными объектами с наблюдателем полного порядка и быстродействующей моделью. // Мехатроника, автоматизация и управление. – 2010. – № 5. – С.2-8.
10. Еремин Е.Л. Нелинейные преобразования алгоритмов прямого адаптивного управления непрерывными объектами: автореф. дис. ... д-ра техн. наук. – Владивосток: ИАПУ ДВО РАН, 1994.
11. Еремин Е.Л. L-диссипативность гиперустойчивой системы управления при структурном возмущении. I // Информатика и системы управления. – 2006. – № 2(12). – С.94-101.
12. Еремин Е.Л. L-диссипативность гиперустойчивой системы управления при структурном возмущении. II // Информатика и системы управления. – 2007. – № 1(13). – С.130-139.
13. Еремин Е.Л. L-диссипативность гиперустойчивой системы управления при структурном возмущении. III. // Информатика и системы управления. – 2007. – № 2(14). – С.153-164.
14. Еремин Е.Л. Адаптивная система управления с неявным эталоном и блоком быстродействующей коррекции // Информатика и системы управления. – 2012. – №1(31). – С.183-194.
15. Еремин Е.Л. Алгоритмы адаптивной системы управления с явно-неявной эталонной моделью для строго минимально-фазового объекта // Информатика и системы управления. – 2004. – №2(8). – С.157-167.
16. Еремин Е.Л. Адаптивное управление объектами с запаздываниями по состоянию в системах с динамическим корректором // Информатика и системы управления. – 2012. – №3(33). – С.169-178
17. Еремин Е.Л. L-диссипативность гиперустойчивой системы управления при структурном возмущении. IV // Информатика и системы управления. – 2013. – № 2(36). – С.100-106.
18. Эльсгольц Л.Э., Норкин С.Б. Введение в теорию дифференциальных уравнений с отклоняющимся аргументом. – М.: Наука, 1971.
19. Levinson N. Transformation theory of nonlinear differential equations of the second order // Ann. Math. – 1944. – Vol. 45. – №4. – P.723-737.