



УДК 681.51

© 2016 г. **Е.Л. Еремин**, д-р техн. наук  
(Амурский государственный университет, Благовещенск),  
**Е.А. Шеленок**, канд. техн. наук  
(Тихоокеанский государственный университет, Хабаровск)

## АДАПТИВНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ОДНОКАНАЛЬНЫМ ОБЪЕКТОМ В СХЕМЕ С ДИНАМИЧЕСКИМИ КОРРЕКТОРАМИ И УЧЕТОМ НАСЫЩЕНИЯ УПРАВЛЯЮЩЕГО СИГНАЛА

Статья посвящена управлению минимально-фазовым объектом с насыщением по входу, функционирующему в условиях априорной неопределенности при действии неконтролируемых ограниченных помех и измерении только регулируемого выхода. В предлагаемой адаптивной системе достижение поставленной цели управления обеспечивается за счет алгоритмов, использующих динамическое переключение режимов самонастройки коэффициентов регулятора. Представлены результаты моделирования, демонстрирующие работоспособность рассматриваемой системы адаптации.

**Ключевые слова:** одноканальный объект, насыщение управляющего сигнала, априорная неопределенность, задающий и выходной корректоры, адаптивный регулятор, контур самонастройки с динамическим переключателем, гиперустойчивость,  $L$ -диссипативность.

DOI: 10.22250/isu.2016.50.94-102

### Введение

Существуют различные способы построения адаптивных систем управления динамическими объектами, функционирующими в условиях априорной неопределенности [1 – 10]. Однако если при синтезе системы не учтены условия возможного насыщения управляющего сигнала [1], то такая система управления не является эффективной, поскольку игнорирование входных ограничений может привести как к ухудшению качества работы системы управления, так и к потере ее работоспособности.

Известно [11 – 21], что для априорно неопределенных динамических объектов с насыщением по входу разработан ряд способов построения адаптивных систем управления. В частности, в работе [22] предложена система с динамической коррекцией процесса самонастройки коэффициентов адаптивного регулятора для одноканальных объектов с насыщением управляющего сигнала. При этом одной из проблем, требующих решения, остается задача построения относительно про-

стных систем адаптации для объектов с ограничениями по входу, работоспособных в условиях априорной неопределенности и действия возмущений. Решению указанной проблемы и посвящена данная статья.

В качестве прототипа разрабатываемой адаптивной системы управления выбрана система с минимальным числом настраиваемых коэффициентов регулятора и динамическим корректором на входе объекта управления, синтезированная на основе критерия гиперустойчивости и условий  $L$ -диссипативности [23]. Отметим, что в прототипе на этапе синтеза системы управления используется линейная модель последовательного соединения одноканального объекта и динамического корректора. Но в случае, когда у объекта присутствует насыщение по входу, указанное соединение теряет линейные свойства в силу появления нелинейности типа "насыщение" между корректором и объектом. Поэтому в разрабатываемой системе управления используются два динамического корректора – задающий (расположенный вне обратной связи) и выходной (подключенный к выходу объекта).

### Постановка задачи

Рассматривается одноканальный объект управлению ( $OY$ ) с насыщением по входу, имеющий относительный порядок  $\rho = (n - m) > 1$  и описываемый в пространстве состояний уравнениями

$$\frac{dx(t)}{dt} = Ax(t) + B(\sigma(u(t)) + \varphi(y(t)) + f(t)), \quad x(0) = x_0, \quad y(t) = L^T x(t), \quad (1)$$

где  $x(t) = [x_1(t), \dots, x_n(t)]^T \in R^n$  – вектор состояния;  $x_0$  – начальные условия;  $u(t)$  и  $y(t)$  – скалярные управление и выход;  $B = [0, \dots, 0, 1]^T$  и  $L^T = [l_0, l_1, \dots, l_m, 0, \dots, 0]$  – векторы  $n$ -го порядка;  $A$  – матрица в форме Фробениуса;  $f(t) \in R$  и  $\varphi(y(t)) \in R$  – неконтролируемые возмущения (внешнее и внутреннее);  $|f(t)| \leq f_0$ ,  $|\varphi(y(t))| \leq \varphi_0$ ;  $\sigma(u(t))$  – функция насыщения управляющего сигнала вида

$$\sigma(u(t)) = \sigma(t) = \begin{cases} \sigma_0, & u(t) \geq \sigma_0, \\ u(t), & |u(t)| < \sigma_0, \\ -\sigma_0, & u(t) \leq -\sigma_0, \end{cases} \quad (2)$$

$\sigma_0$  – известная величина. Модель  $OY$  (1) в изображениях Лапласа (без учета возмущений) можно описать выражением

$$y(s) = W_{OY}(s)\sigma(s) = \frac{L^T (sE - A)^+ B}{\det(sE - A)} \sigma(s) = \frac{l(s)}{a(s)} \sigma(s), \quad (3)$$

где  $W_{OY}(s)$  – передаточная функция;  $s$  – комплексная переменная;  $(\cdot)^+$  – обозначение присоединенной матрицы;  $a(s) = s^n + a_{n-1}s^{n-1} + \dots + a_1s + a_0$  – полином с произвольным расположением корней;  $l(s) = l_ms^m + \dots + l_1s + l_0$  – гурвицев полином с положительными коэффициентами. Значения числовых параметров  $a_{n-1} = a_{n-1}(\xi)$ ,  $a_{n-2} = a_{n-2}(\xi)$ , ...,  $a_1 = a_1(\xi)$ ,  $a_0 = a_0(\xi)$ ,  $l_m = l_m(\xi)$ , ...,  $l_1 = l_1(\xi)$ ,  $l_0 = l_0(\xi)$ ,  $f_0 = f_0(\xi)$ ,  $\varphi_0 = \varphi_0(\xi)$  априорно не определены, где  $\xi \in \Xi$  – набор неизвестных параметров;  $\Xi$  – известное множество.

С целью уменьшения относительного порядка  $OY$  (1) до величины  $\rho = 1$  к его выходу подключен *выходной корректор* ( $BK$ ), описываемый уравнением

$$\tilde{y}(s) = W_{BK}(s)y(s) = \frac{q(s)}{(Ts + 1)^{\rho-1}} y(s), \quad (4)$$

где  $\tilde{y}(s)$  – выход  $BK$ ;  $W_{BK}(s)$  – передаточная функция  $BK$ ;  $q(s) = q_{\rho-1}s^{\rho-1} + \dots + q_2s^2 + q_1s + 1$  – гурвицев полином. В этом случае, подобно [23 – 28], математическую модель соединения  $OY$  (3) и  $BK$  (4), образующих основной контур управления ( $OKY$ ), причем за счет выбора достаточно малой постоянной времени  $T$ , можно представить выражением

$$\tilde{y}(s) = W_{BK}(s)W_{OY}(s)\sigma(s) = W_{OKY}(s)\sigma(s) \cong \frac{l(s)q(s)}{a(s)}\sigma(s) = \frac{g(s)}{a(s)}\sigma(s), \quad (5)$$

или (с учетом возмущений) описать уравнениями в пространстве состояний

$$\frac{dx(t)}{dt} = Ax(t) + B(\sigma(u(t)) + \varphi(y(t)) + f(t)), \quad x(0) = x_0, \quad \tilde{y}(t) = g^T x(t), \quad (6)$$

где  $g^T = [g_0, g_1, \dots, g_{n-1}]$  – вектор, формирующий гурвицев полином с положительными коэффициентами  $g(s) = l(s)q(s) = g_{n-1}s^{n-1} + \dots + g_1s + g_0$ .

При этом, задавая желаемую динамику регулируемого выхода  $OY$  (1) с помощью сигнала  $r(t)$ , подаваемого на вход *задающего корректора* ( $ЗК$ ), описываемого уравнениями

$$\tilde{r}(s) = W_{ЗК}(s)r(s) = \frac{q(s)}{(Ts + 1)^{\rho-1}} r(s), \quad (7)$$

где  $W_{ЗК}(s)$  – передаточная функция  $ЗК$ , будет формироваться и сигнал  $\tilde{r}(t)$ , определяющий желаемое поведение сигнала на выходе  $BK$  (или  $OKY$ ).

Поскольку, в силу эквивалентности математических моделей  $BK$  (5) и  $ЗК$  (7), из равенства  $\tilde{y}(t) = \tilde{r}(t)$  будет следовать выполнение условия  $y(t) = r(t)$  и наоборот, структуру адаптивного регулятора целесообразно задать следующим образом:

$$u(t) = c(t)\tilde{r}(t) + \chi(t)\tilde{y}(t), \quad (8)$$

где  $c(t)$  и  $\chi(t)$  – коэффициенты регулятора с алгоритмами самонастройки

$$\frac{dc(t)}{dt} = F_c(\tilde{y}(t), \tilde{r}(t)), \quad \frac{d\chi(t)}{dt} = F_\chi(\tilde{y}(t), \tilde{r}(t)), \quad (9)$$

у которых функции  $F_c(\tilde{y}(t), \tilde{r}(t))$ ,  $F_\chi(\tilde{y}(t), \tilde{r}(t))$  подлежат определению в ходе решения соответствующих задач синтеза.

Для системы управления (1), (2), (4), (7) – (9) или системы (2), (6) – (9) *требуется* определить явный вид функций  $F_c(\tilde{y}(t), \tilde{r}(t))$ ,  $F_\chi(\tilde{y}(t), \tilde{r}(t))$  таким образом, чтобы независимо от начальных условий  $x_0$ , действующих возмущений  $f(t)$  и набора неизвестных параметров  $\xi \in \Xi$ , были бы выполнены целевые условия

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |\tilde{r}(t) - \tilde{y}(t)| \leq \Delta_{\tilde{r}}, \quad \Delta_{\tilde{r}} = const > 0, \quad (10)$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |c(t)| \leq \Delta_c, \quad \Delta_c = const > 0, \quad \lim_{t \rightarrow \infty} |\chi(t)| \leq \Delta_\chi, \quad \Delta_\chi = const > 0. \quad (11)$$

где  $\Delta_{\tilde{r}}$  – малое число по отношению к  $\max|\tilde{r}(t)|$ ;  $\Delta_c, \Delta_\chi$  – некоторые величины.

*Замечание.* Учитывая эквивалентность математического описания корректоров (5) и (7), очевидно, что при выполнении целевого условия (10), как следствие, будет иметь место и предельное соотношение

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |r(t) - y(t)| \leq \Delta_r,$$

где  $\Delta_r \cong \Delta_{\tilde{r}}$  – точность отработки задающего воздействия на выходе ОУ (1).

### Модификация матописания системы управления (2), (6) – (9)

Предположим, в условиях отсутствия помех, что на выходе системы управления (2), (6) (9) устанавливается процесс  $\tilde{y}_0(t)$ , соответствующий желаемому режиму работы ОКУ. Иначе говоря, по завершении самонастройки коэффициентов адаптивного регулятора (8), (9) и под действием управления

$$u_0(t) = c_0 \tilde{r}(t) + \chi_0 \tilde{y}_0(t), \quad |u_0(t)| \leq \sigma_0 \quad (12)$$

на выходе ОКУ имеем требуемую динамику. При этом, используя передаточную функцию замкнутой системы, установившийся режим можно описать уравнением

$$\begin{aligned} \tilde{y}_0(s) &= \frac{c_0 g(s)}{a_0(s)} \tilde{r}(s) = \frac{c_0 g(s)}{a(s) - \chi_0 g(s)} \tilde{r}(s) = \\ &= \frac{c_0 (g_{n-1} s^{n-1} + \dots + g_1 + g_0)}{s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 + a_0 - \chi_0 (g_{n-1} s^{n-1} + \dots + g_1 + g_0)} \tilde{r}(s). \end{aligned} \quad (13)$$

Допуская, что существуют достаточно большие числа  $-\chi_0 \cong c_0 = const > 0$  – такие, что будет выполнено соотношение

$$(s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_0) - \chi_0 (g_{n-1} s^{n-1} + \dots + g_0) \cong (s + c_0) (g_{n-1} s^{n-1} + \dots + g_0),$$

где  $a_0(s)$  – гурвицев полином, можно утверждать, подобно [23], что уравнение (13) является описанием некоторого виртуального эталона, для которого в пространстве состояний имеется следующее представление:

$$\frac{dx_0(t)}{dt} = A_0 x_0(t) + B c_0 \tilde{r}(t), \quad \tilde{y}_0(t) = g^T x_0(t), \quad (14)$$

где  $x_0(t) \in R^n$  – вектор состояния;  $A_0 = A + \chi_0 B g^T$  – гурвицева матрица. Следует отметить, учитывая вид уравнения

$$\tilde{y}_0(s) = \frac{g^T (sE - A_0)^+ B c_0}{\det(sE - A_0)} \tilde{r}(s) = \frac{c_0}{s + c_0} \tilde{r}(s), \quad (15)$$

что при достаточно большом  $c_0$  будет иметь место соотношение

$$\tilde{y}_0(t) \cong \tilde{r}(t). \quad (16)$$

Если же ввести в рассмотрение вектор отклонения  $e(t) = x_0(t) - \tilde{x}(t)$ , то уравнения (6), (8), (14), (16) можно переписать в виде

$$\frac{de(t)}{dt} = A_0 e(t) + B \mu(t), \quad v(t) = \tilde{r}(t) - \tilde{y}(t) = g^T e(t), \quad (17)$$

$$\mu(t) = c_0 \tilde{r}(t) - \{ -\chi_0 \tilde{y}(t) + c(t) \tilde{r}(t) + \chi(t) \tilde{y}(t) + \sigma(u(t)) - u(t) + \varphi(y(t)) + f(t) \}, \quad (18)$$

где  $\mu(t)$  – видоизмененное управление;  $\nu(t)$  – рассогласование по выходу  $OKY$ , что позволяет описание системы управления (2), (6) – (9) заменить эквивалентными уравнениями – (2), (9), (17), (18).

### Синтез явного вида алгоритмов (9)

Построение алгоритмов адаптивной системы управления (2), (8), (9), (17), (18), аналогично [23, 28, 29], осуществим с помощью критерия гиперустойчивости, согласно которому для этой системы требуется обеспечить выполнение частотного и интегрального неравенств

$$\operatorname{Re}W_{OKY}(j\omega) > 0, \quad \forall \omega, \quad (19)$$

$$\eta(0, t) = -\int_0^t \nu(\theta)\mu(\theta)d\theta > -h_0 = \text{const}, \quad \forall t > 0. \quad (20)$$

Учитывая, что линейная часть (17) в изображениях Лапласа имеет вид

$$\nu(s) = W_{OKY}(s)\mu(s) = g^T (sE - A_0)^{-1} Bc_0\mu(s) = \frac{c_0}{s + c_0} \mu(s), \quad (21)$$

где  $W_{OKY}(s)$  – передаточная функция основного контура управления, выполнение частотного условия (14) – очевидно. Следовательно, определение явного вида функций  $F_c(\tilde{y}(t), \tilde{r}(t))$ ,  $F_\chi(\tilde{y}(t), \tilde{r}(t))$  зависит лишь от разрешения интегрального неравенства (20).

Можно показать, следуя [22, 23], что синтез алгоритмов (9) и их регуляризация (учет действия ограниченных помех) в виде уравнений

$$\frac{dc(t)}{dt} = \begin{cases} h_0 \tilde{r}(t)\nu(t)\tilde{\delta}(t), & \forall |\nu(t)| > \nu_0, \\ 0, & \forall |\nu(t)| \leq \nu_0, \end{cases} \quad (22)$$

$$h_0 = \text{const} > 0, \quad \nu_0 = \text{const} > 0, \quad c(0) = 0,$$

$$\frac{d\chi(t)}{dt} = \begin{cases} h_1 \tilde{y}(t)\nu(t)\tilde{\delta}(t), & \forall |\nu(t)| > \nu_0, \\ 0, & \forall |\nu(t)| \leq \nu_0, \end{cases} \quad (23)$$

$$h_1 = \text{const} > 0, \quad \chi(0) = 0,$$

где  $\tilde{\delta}(t)$  – выход переключателя, динамика которого описывается уравнениями

$$\tau \frac{d\tilde{\delta}(t)}{dt} + \tilde{\delta}(t) = \delta(t), \quad \tilde{\delta}(0) = 0, \quad (24)$$

$$\delta(t) = \begin{cases} 1, & \forall [\sigma(u(t)) - u(t)]\nu(t) \geq 0, \\ \delta_0, & \forall [\sigma(u(t)) - u(t)]\nu(t) < 0, \end{cases} \quad (25)$$

$$0 < \delta_0 = \text{const} < 1;$$

$\tau$  – заданная постоянная времени;  $\delta(t)$  – функция переключения;  $\delta_0$  – малое число, позволяют левую часть интегрального неравенства (20), с учетом уравнения (18), преобразовать следующим образом:

$$\begin{aligned} \eta(0,t) = & -\int_0^t \nu(\theta) \mu(\theta) d\theta = \int_0^t \nu(\theta) (\sigma(u(\theta)) - u(t)) d\theta + \int_0^t (c(\theta) - c_0) \tilde{r}(\theta) \nu(\theta) d\theta + \\ & + \int_0^t (\chi(\theta) - \chi_0) \tilde{y}(\theta) \nu(\theta) d\theta \geq \int_0^t \nu(\theta) (\sigma(u(\theta)) - u(t)) d\theta - \frac{c_0^2}{2h_0\delta_0} - \frac{\chi_0^2}{2h_1\delta_0}, \quad \forall t > 0. \end{aligned} \quad (26)$$

Если же интеграл в правой части данного неравенства записать в виде

$$\begin{aligned} \int_0^t \nu(\theta) (\sigma(u(\theta)) - u(t)) d\theta = & \int_0^{t_*} \nu(\theta) (\sigma(u(\theta)) - u(t)) \Big|_{|u(t)| \geq \sigma_0, \text{ при } \sigma(u(\theta)) - u(\theta) < 0} d\theta + \\ & + \int_0^{t_*} \nu(\theta) (\sigma(u(\theta)) - u(t)) \Big|_{|u(t)| \geq \sigma_0, \text{ при } \sigma(u(\theta)) - u(\theta) \geq 0} d\theta + \\ & + \int_0^t \nu(\theta) (\sigma(u(\theta)) - u(t)) \Big|_{|u(t)| < \sigma_0, \text{ при } \sigma(u(\theta)) - u(\theta) = 0} d\theta, \end{aligned} \quad (27)$$

где  $t_*$  – момент времени, начиная с которого ограничение  $|u(t)| \leq \sigma_0$  больше не нарушается, то справедливыми будут равенство

$$\left| \int_0^{t_*} \nu(\theta) (\sigma(u(\theta)) - u(t)) \Big|_{|u(t)| \geq \sigma_0, \text{ при } \sigma(u(\theta)) - u(\theta) < 0} d\theta \right| = \eta_0^2 = \text{const} > 0, \quad \forall t \in [0, t_*], \quad (28)$$

в силу ограниченности функций на конечном интервале, а также соотношения

$$\begin{aligned} \int_0^{t_*} \nu(\theta) (\sigma(u(\theta)) - u(t)) \Big|_{|u(t)| \geq \sigma_0, \sigma(u(\theta)) - u(\theta) \geq 0} d\theta & \geq 0, \\ \int_0^t \nu(\theta) (\sigma(u(\theta)) - u(t)) \Big|_{|u(t)| < \sigma_0, \sigma(u(\theta)) - u(\theta) = 0} d\theta & = 0, \quad \forall t \geq 0. \end{aligned} \quad (29)$$

При этом окончательно, учитывая (27) – (29), выражение (26) получит вид

$$\eta(0,t) \geq -\frac{c_0^2}{2h_0\delta_0} - \frac{\chi_0^2}{2h_1\delta_0} - \eta_0^2 = \text{const} < 0, \quad \forall t > 0, \quad (30)$$

т.е. интегральное неравенство (20) будет выполнено.

Отметим, что разработанная система управления (2), (8), (17), (18), (22) – (25) эквивалентна исходной системе (1), (2), (4), (7), (8), (22) – (25). Кроме того, как можно показать, аналогично [22, 23], системы управления (1), (2), (4), (7), (8), (22) – (25) и (2), (8), (17), (18), (22) – (25) будут адаптивны и  $L$ -диссипативны в заданном классе  $\Xi$ .

Для иллюстрации полученных результатов рассмотрим пример.

### Имитационное моделирование системы (1), (2), (4), (7), (8), (22) – (25)

Пусть линейная часть  $OY$  (1) представлена соотношениями  $\det(sE - A) = s^4 + a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0$ ,  $B = [0, 0, 0, 1]^T$ ,  $L^T = [l_0, l_1]$ , а действующие возмущения описаны выражениями  $f(t) = -f_0 \sin(0.5t)$ ,  $\varphi(y(t)) = -\varphi_0 \cos(1 + y(t))$ .

Множество возможных значений неизвестных параметров  $\xi \in \Xi$  определены неравенствами:  $-4 \leq a_3 \leq -1$ ;  $1 \leq a_2 \leq 3.5$ ;  $2 \leq a_1 \leq 4$ ;  $5 \leq a_0 \leq 15$ ;  $1 \leq l_1 \leq 2$ ;  $0.5 \leq$

$\leq l_0 \leq 1.5$ ;  $0.5 \leq f_0 \leq 1.5$ ;  $0.5 \leq \varphi_0 \leq 1.5$ , согласно которым для моделирования были выбраны (произвольным образом) следующие числа:  $a_3 = -2$ ;  $a_2 = 2$ ;  $a_1 = 3$ ;  $a_0 = 10$ ;  $l_1 = 1.5$ ;  $l_0 = 1$ ;  $f_0 = \varphi_0 = 1$ .

Измерению доступен только выход  $y(t)$ , желаемая динамика которого формируется за счет сигнала  $r(t) = 0.65\sin(t) - 0.5\sin(0.5t)$ .

В соотношении (2) уровень насыщения управляющего сигнала  $\sigma_0 = 10$ .

Передаточные функции корректоров (4) и (7), при  $\rho = 2$ , заданы уравнением

$$W_{3K}(s) = W_{3K}(s) = \frac{q^2 s^2 + 2qs + 1}{T^2 s^2 + 2Ts + 1},$$

где  $q$  и  $T$  – постоянные времени, имеющие значения 0.6 и 0.0001 с.

Параметры контура самонастройки (22) – (25) коэффициентов адаптивного регулятора (8) определены набором следующих чисел:

$$h_0 = 5000; h_1 = 8000; \nu_0 = \delta_0 = 0.0001; \tau = 0.5 \text{ с}; c(0) = \chi(0) = 0.$$

На рис. 1 и 2 представлены графики динамических процессов, протекающих в адаптивной системе управления (1), (2), (4), (7), (8), (22) – (25), когда начальные условия имеют следующие значения:

$$x_1(0) = 0.5; x_2(0) = -0.3; x_3(0) = x_4(0) = 0.1. \quad (31)$$

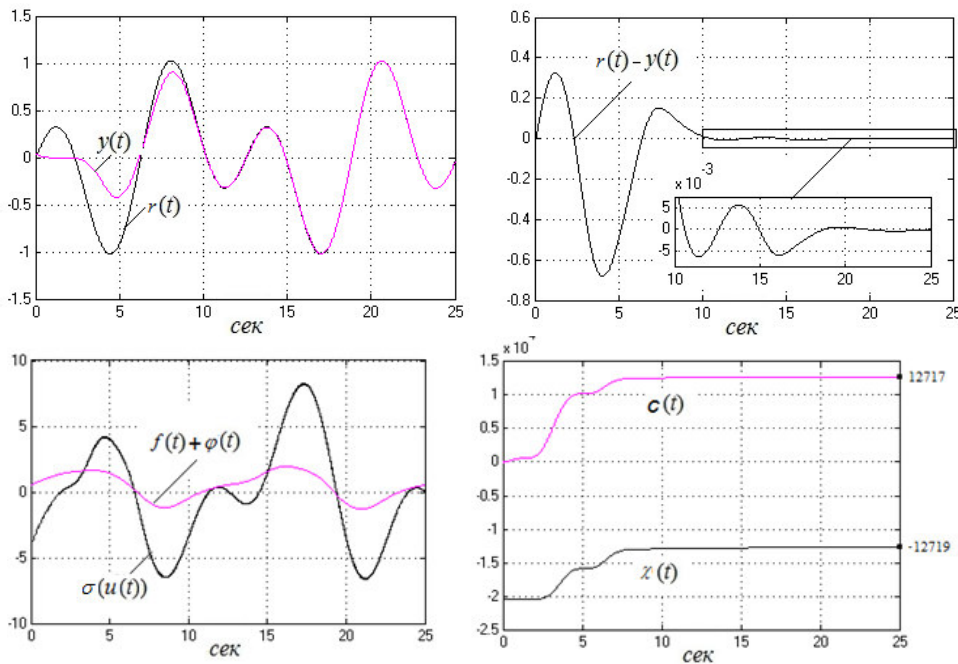


Рис. 1. Динамика задающего и выходного сигналов  $r(t)$  и  $y(t)$ , ошибки  $r(t) - y(t)$ , управления  $\sigma(u(t))$  на выходе функции насыщения, суммарной помехи  $f(t) + \varphi(t)$ , коэффициентов самонастройки регулятора  $c(t)$  и  $\chi(t)$ .

Как хорошо видно, в исследуемой системе управления (после завершения самонастройки адаптивного регулятора) обеспечивается достижение поставленной цели с ошибкой, не превышающей десятых долей процента в условиях наличия ограниченных помех. Отметим (рис. 2), что насыщение управляющего сигнала появляется лишь в первоначальные моменты времени, что связано, главным образом, с наличием в ОУ ненулевых начальных условий.

Если в системе управления (1), (2), (4), (7), (8), (22) – (25) вместо начальных

условий (31) задать следующие значения:

$$x_1(0) = 0.1; x_2(0) = -0.05; x_3(0) = x_4(0) = 0, \quad (32)$$

то очевидно, сравнивая графики соответствующих динамических процессов на рис. 1, 3, что они не имеют характерных или принципиальных отличий.

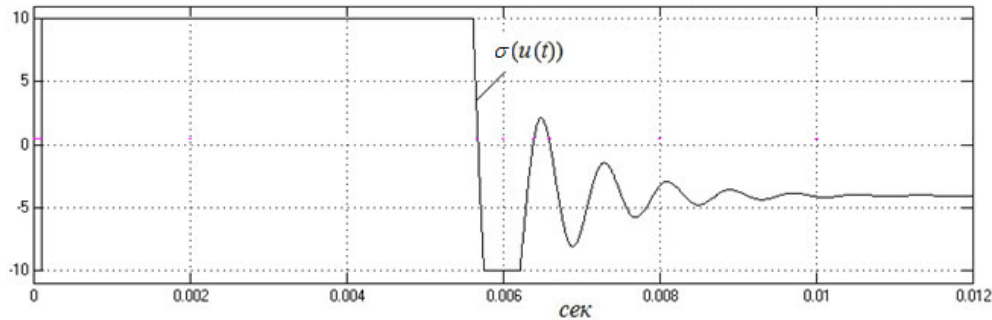


Рис. 2. График управления  $\sigma(u(t))$  на выходе функции насыщения при  $0 \leq t \leq 0.012$  с.

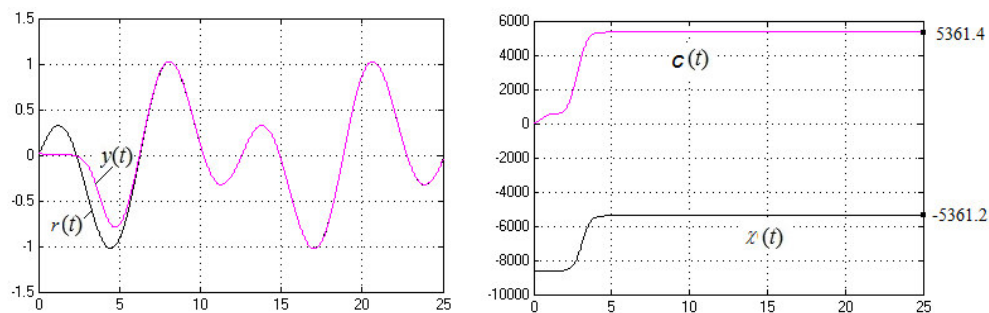


Рис. 3. Графики сигналов  $r(t)$ ,  $y(t)$ ,  $c(t)$  и  $z(t)$  при начальных условиях (32).

## Заключение

Предложена новая структура адаптивной системы управления одноканальными объектами с насыщением по входу в схеме с динамическими корректорами и регулятором (минимальной структурной сложности), обеспечивающая желаемое качество функционирования в условиях априорной неопределенности и при наличии ограниченных внешних и параметрических возмущений.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Monopoli R.V. Adaptive control for system with hard saturation // Proc. of IEEE 14th Conf. on Decision and Control. – 1975. – P.841-842.
2. Емельянов С.В., Коровин С.К. Новые типы обратной связи: Управление при неопределенности. – М.: Наука. Физматлит, 1997.
3. Мирошник И.В., Никифоров В.О., Фрадков А.Л. Нелинейное и адаптивное управление сложными динамическими объектами. – СПб.: Наука, 2000.
4. Khalil H.K. Nonlinear Systems. 3rd ed., Upper Saddle River. – N.J.: Prentice Hall, 2002.
5. Поляк Б.Т., Щербаков П.С. Робастная устойчивость и управление. – М.: Наука, 2002.
6. Бобцов А.А. Синтез закона управления для стабилизации нелинейной системы по измерениям выхода // Изв. РАН. Теория и системы управления. – 2004. – №3. – С.40-45.
7. Буков В.Н. Вложение систем. Аналитический подход к анализу и синтезу матричных систем. – Калуга: Изд-во научной литературы Н.Ф. Бочкаревой, 2006.
8. Баландин Д.В., Коган М.М. Синтез законов управления на основе матричных неравенств. – М.: Наука, 2007.
9. Еремин Е.Л., Теличенко Д.А., Шеленок Е.А. Циклический режим в системе робастного



управления манипулятором Барретта // Вестник Тихоокеанского государственного университета. – 2010. – №3. – С.23-32.

10. *Еремин Е.Л., Теличенко Д.А., Шеленок Е.А.* Периодические режимы в схемах децентрализованного адаптивного и робастного управления // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2011. – №35. – С.108-116.
11. *Feng G., Zhang C., Palaniswami M.* Stability analysis of input constrained continuous time indirect adaptive control // *Systems and Control Letters*. – 1991. – Vol. 17, No. 3. – P.209-215.
12. *Wang H., Sun J.* Modified model reference adaptive control with saturated inputs // *Proc. of IEEE 31st Conf. on Decision and Control*. – 1992. – P.3255-3256.
13. *Zhang C., Evans, R.J.* Continuous direct adaptive control with saturation input constraint // *IEEE Tans. on Automatic Control*. – 1994. – Vol. 39, No. 8. – P.1718-1722.
14. *Yang B-J., Calise A.J., Craig, J.I.* Adaptive output feedback control with input saturation // *Proc. of 2003 American Control Conference*. – 2003. – P.1572-1577.
15. *Astrom K.J., Hagglund T.* Advanced PID-control. – ISA (The Instrumentation, Systems and Automation Society), 2006.
16. *Takagi N., Nishida T., Kobayashi T.* A Design of Adaptive Control Systems with Input Saturation // *SICE-ICASE International Joint Conference*. – 2006. – P.984-987.
17. *Takagi N., Nishida T., Kobayashi T.* Design of adaptive control systems for unstable plants in the presence of input saturation // *IEEE SICE Annual Conference*. – 2007. – P.454-457.
18. *Takagi N., Oya M., Wang Q., Kobayashi T.* Adaptive control scheme achieving smooth control input in the presence of input saturation // *Int. J. Advanced Mechatronic Systems*. – 2010. – Vol. 2, No. 4. – P.225-235.
19. *Takagi N., Oya M., Wang Q., Kobayashi T.* Adaptive control of systems with input saturation: A scheme using output derivatives of order up to relative degree // *IEEE International Symposium on Computational Intelligence in Robotics and Automation (CIRA)*. – 2009. – P.415-420.
20. *Takagi N., Zhuo J., Oya M., Wang Q.* Modification of an adaptive controller for systems with input saturation and available output derivatives up to the order of relative degree // *IEEE International Symposium on Advanced Control of Industrial Processes (ADCONIP)*. – 2011. – P.114-119.
21. *Takagi N., Sato K., Oya M.* A modified adaptive control scheme in the presence of input saturation // *Int. J. Advanced Mechatronic Systems*. – 2011. – Vol. 3, No. 3. – P.168-180.
22. *Еремин Е.Л.* Модификация адаптивной системы управления одноканальным объектом с входным насыщением // *Информатика и системы управления*. – 2016. – №3(49). – С.119-131.
23. *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.
24. *Еремин Е.Л.* L-диссипативность гиперустойчивой системы управления при структурном возмущении. I // *Информатика и системы управления*. – 2006. – № 2(12). – С. 94-101.
25. *Еремин Е.Л.* L-диссипативность гиперустойчивой системы управления при структурном возмущении. II // *Информатика и системы управления*. – 2007. – № 1(13). – С.130-139.
26. *Еремин Е.Л.* L-диссипативность гиперустойчивой системы управления при структурном возмущении. III // *Информатика и системы управления*. – 2007. – № 2(14). – С.153-165.
27. *Еремин Е.Л.* L-диссипативность гиперустойчивой системы управления при структурном возмущении. IV // *Информатика и системы управления*. – 2013. – № 2(36). – С.100-106.
28. *Еремин Е.Л.* Адаптивная система управления с неявным эталоном и блоком быстродействующей коррекции // *Информатика и системы управления*. – 2012. – №1(31). – С. 183-194.
29. *Еремин Е.Л.* Робастный регулятор для неаффинного по управлению нестационарного объекта // *Информатика и системы управления*. – 2016. – №1(47). – С. 106-116.

*E-mail:*

*Еремин Евгений Леонидович – ereminel@mail.ru;*

*Шеленок Евгений Анатольевич – cidshell@mail.ru.*