



УДК 681.51

© 2017 г. **Е.Л. Еремин**, д-р техн. наук
(Амурский государственный университет, Благовещенск)

МОДИФИКАЦИЯ РЕГУЛЯТОРА РОБАСТНОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ДЛЯ НЕЛИНЕЙНОГО SISO ОБЪЕКТА С ВХОДНЫМ ОГРАНИЧЕНИЕМ

Рассматривается класс робастных систем управления в схеме с параллельной эталонной моделью и фильтр-корректором на выходе нелинейного single-input and single-output (SISO) объекта в условиях насыщения управляющего сигнала, функционирующего в условиях параметрической неопределенности, при ограниченных неконтролируемых помехах и измерении только регулируемой переменной. Предложен способ модификации структуры нелинейного робастного регулятора с помощью динамического переключения значений его коэффициента передачи с целью частичной или полной компенсации насыщения по управлению.

Ключевые слова: нелинейный SISO-объект, управление с насыщением, априорная неопределенность, нелинейный робастный регулятор, управляемый динамический переключатель, гиперустойчивость, L -диссипативность.

DOI: 10.22250/isu.2017.51.64-74

Введение

Методы и способы синтеза систем управления нелинейными объектами в условиях априорной неопределенности достаточно разнообразны. Отмечая только некоторые из них [1 – 12], обратим внимание на процедуры построения робастных систем управления нелинейными SISO-объектами в условиях насыщения управляющего сигнала, так как наличие подобных ограничений влияет на работоспособность систем управления и требует разработки специальных подходов или приемов, обеспечивающих их парирование [13 – 26].

В частности, как показано в [24 – 26], достижение целей адаптивного управления динамическими SISO-объектами в условиях насыщения, наряду с использованием общепринятых процедур синтеза, можно осуществлять за счет введения в контур самонастройки коэффициентов адаптивного регулятора управляемого динамического переключателя.

В настоящей статье для систем робастного управления параметрически неопределенными нелинейными SISO-объектами с насыщением, функционирующими в условиях действия ограниченных возмущений и недоступности измерения переменных состояния объекта, аналогично [24], исследуется способ моди-

фикация структуры нелинейного робастного регулятора с помощью управляемого динамического переключателя. В качестве прототипа выбран известный робастный регулятор [27] и применяется методика синтеза, изложенная в [28 – 34].

Постановка задачи

Рассмотрим нелинейный SISO-объект с насыщением управления, описываемый в пространстве состояний уравнениями

$$\begin{aligned} \frac{dx(t)}{dt} &= (A + B_0 a^T(y(t)))x(t) + B(y(t))\sigma(u(t)) + f(t), \quad x(0) = x_0, \\ y(t) &= x_1(t), \end{aligned} \quad (1)$$

где $x(t) = [x_1(t), \dots, x_n(t)]^T \in R^n$ – вектор состояния; $x_0 \neq 0$ – начальные условия; $u(t)$ и $y(t)$ – скалярные управление и выход; $f(t)$ – возмущение; A – нильпотентная матрица; $B(y(t)) = [0, \dots, 0, b_n(y(t))]^T$, $a(y(t)) = [a_1(y(t)), a_2(y(t)), \dots, a_n(y(t))]^T$ – нелинейные векторные функции; $B_0 = [0, \dots, 0, 1]^T$ – вектор; $\sigma(u(t))$ – нелинейная функция насыщения вида

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

$\sigma_0 = \text{const} > 0$ – известная величина.

Предположим, что для объекта (1) имеют место следующие допущения:

1) значения элементов векторных функций $B(y(t))$, $a(y(t))$ ограничены и определены с точностью до диапазона:

$$|a_1(y(t))| \leq a_1^+, \dots, |a_n(y(t))| \leq a_n^+, b_n^- \leq b_n(y(t)) \leq b_n^+, \quad (3)$$

где a_i^+ , b_n^+ , $b_n^- > 0$ – известные числа, $i = \overline{1, n}$;

2) неизмеряемая помеха $f(t)$ удовлетворяет неравенству:

$$|f(t)| \leq f_0 = \text{const}, \quad (4)$$

где f_0 – известная величина;

3) относительный порядок объекта управления известен $\rho = n$;

4) непосредственному измерению доступен только выход $y(t)$.

Зададим желаемую динамику объекта (1) эталонной моделью

$$\frac{dx_M(t)}{dt} = A_M x_M(t) + B_M r(t), \quad y_M(t) = x_{M1}(t), \quad z_M(t) = g^T x_M(t), \quad (5)$$

где $x_M(t) = [x_{M1}(t), \dots, x_{Mn}(t)]^T \in R^n$ – вектор состояния; $r(t)$ – скалярное задающее воздействие; $y_M(t)$ и $z_M(t)$ – соответственно основной и вспомогательный скалярные выходы; g – заданный вектор; $B_M = [0, \dots, 0, b_M]^T$, $a_M = [a_{M1}, \dots, a_{Mn}]^T$ – векторы, элементы которых заданные числа; $A_M = (A - B_0 a_M^T)$ – гурвицева матрица в форме Фробениуса с желаемыми значениями собственных чисел. Следует подчеркнуть, что в эталоне (5), аналогично [24, 27], используется два выхода, так как с помощью вспомогательного выхода $z_M(t)$ и путем выбора значений элементов вектора g это позволяет задавать требуемую динамику основного контура управления и

формировать, как следствие, желаемое поведение объекта управления за счет основного выхода $y_M(t)$.

Считая, что структура робастного регулятора

$$u(t) = u(x(t), x_M(t), r(t)) \quad (6)$$

будет найдена в ходе решения соответствующей задачи синтеза, разработку системы управления осуществим поэтапно:

во-первых, предполагая доступность измерению всех переменных $x(t)$, синтезируем явный вид закона управления (6);

во-вторых, используя в основном контуре робастной системы управления фильтр-корректор и обеспечивая ее работоспособность за счет выполнения условий L -диссипативности, построим технически реализуемый регулятор, заменяя в законе управления переменные состояния $x(t)$ их оценками.

Если теперь ввести в рассмотрение вектор отклонений $e(t) = x_M(t) - x(t)$ и вспомогательный выход объекта

$$z(t) = g^T x(t), \quad (7)$$

то уравнения системы управления (1), (5), (7) можно описать следующим эквивалентным образом:

$$\frac{de(t)}{dt} = A_M e(t) + B_M \mu(t), \quad e(0) = -x_0, \quad v(t) = z_M(t) - z(t), \quad \Delta y(t) = y_M(t) - y(t), \quad (8)$$

$$\mu(t) = -b_M^{-1} \left([a_M + a(y(t))]^T x(t) + b_n(y(t)) [u(t) + (\sigma(u(t)) - u(t))] + f(t) \right) + r(t), \quad (9)$$

где $\mu(t)$ – видоизмененное управление; $v(t)$ и $\Delta y(t)$ – ошибки выходных сигналов, соответственно основного контура управления и объекта.

Постановка задачи: требуется синтезировать явный вид закона управления $u(t)$ таким образом, чтобы в системах управления (1), (2), (5), (7) или (2), (8), (9), функционирующих в условиях априорной неопределенности (3), (4), при любых начальных условиях x_0 имела бы место требуемая точность слежения выхода объекта $y(t)$ за эталонным сигналом $y_M(t)$ и были выполнены целевые условия:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |\Delta y(t)| = \lim_{t \rightarrow \infty} |y_M(t) - y(t)| \leq \varepsilon_0 = const, \quad (10)$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |v(t)| = \lim_{t \rightarrow \infty} |g^T e(t)| \leq \varepsilon_1 = const, \quad (11)$$

где ε_0 и ε_1 – скалярные величины.

Синтез робастного закона управления

Рассматривая в качестве выхода системы управления (2), (8), (9), выход ее основного контура $v(t)$, явный вид робастного закона управления (6) определим с помощью критерия гиперустойчивости, согласно которому должны быть разрешимы две так называемые проблемы положительности:

$$\operatorname{Re} W(j\omega) > 0, \quad \forall \omega \geq 0, \quad (12)$$

$$\eta(0, t) = -\int_0^t \mu(\theta) v(\theta) d\theta > -h_0 = const, \quad \forall t > 0, \quad (13)$$

где $W(j\omega)$ – соответствующая частотная передаточная функция линейной части системы; h_0 – некоторое число.

Поскольку в изображениях Лапласа для линейной части основного контура системы (8) можно записать уравнение

$$\begin{aligned} v(s) &= W(s)\mu(s) = g^T (sE - A_M)^{-1} B_M \mu(s) \\ &= \frac{g^T (sE - A_M)^+ B_M}{\det(sE - A_M)} \mu(s), \end{aligned}$$

где s – комплексная переменная; $(\cdot)^+$ – присоединенная матрица, то полученную передаточную функцию, выбирая значения элементов вектора $g = [g_1 = 1, g_2, \dots, g_n]^T$ из условия

$$\begin{aligned} \det(sE - A_M) &= s^n + a_{Mn}s^{n-1} + \dots + a_{M2}s + a_{M1} = \\ &= (s + a_*) g^T (sE - A_M)^+ B_M g_n^{-1} = \\ &= (s + a_*) \left(s^{n-1} + \frac{g_{n-1}}{g_n} s^{n-2} + \dots + \frac{g_2}{g_n} s + \frac{1}{g_n} \right), \end{aligned} \quad (14)$$

где $(-a_*)$ – любой из корней полинома $\det(sE - A_M)$, можно преобразовать к передаточной функции инерционного звена первого порядка

$$W(s) = \frac{a_* b_M}{s + a_*}, \quad (15)$$

и, как следствие, выполнить частотное условие (12).

Кроме того, описывая явный вид закона управления (6) уравнениями

$$u(t) = \left(\sum_{i=1}^n \tilde{h}_i x_i^2(t) + \tilde{h}_2 r^2(t) + \tilde{h}_3 \right) v(t) \tilde{\delta}(t); \quad (16)$$

$$\tau \frac{d\tilde{\delta}(t)}{dt} + \tilde{\delta}(t) = \delta(t), \quad \tilde{\delta}(0) = 0; \quad (17)$$

$$\delta(t) = \begin{cases} 1, & \forall [\sigma(u(t)) - u(t)]v(t) \geq 0, \\ \delta_0, & \forall [\sigma(u(t)) - u(t)]v(t) < 0, \end{cases} \quad (18)$$

где $\tilde{h}_i, \tilde{h}_2, \tilde{h}_3 > 0$, $i = \overline{1, n}$, – некоторые постоянные величины; τ – постоянная времени динамического переключателя; $\delta(t)$ – функция переключения; $0 < \delta_0 < 1$ – масштабирующий коэффициент; $\tilde{\delta}(t)$ – выход динамического переключателя, можно показать, что будет иметь место и интегральное неравенство Попова (13).

Действительно, учитывая уравнение (9) и используя запись управляющего воздействия в виде

$$u(t) = u_1(t) + u_2(t) + u_3(t), \quad (19)$$

левую часть выражения (13) можно представить как выражение

$$\begin{aligned}
\eta(0,t) &= -\int_0^t \mu(\theta)v(\theta)d\theta = \\
&= b_M^{-1} \left(\int_0^t b_n(y(\theta))u_1(\theta)v(\theta)d\theta + \sum_{i=1}^n \int_0^t (a_{M_i} + \alpha_i(y(\theta)))x_i(\theta)v(\theta)d\theta \right) + \\
&+ \left(b_M^{-1} \int_0^t b_n(y(\theta))u_2(\theta)v(\theta)d\theta - \int_0^t r(\theta)v(\theta)d\theta \right) + \\
&+ b_M^{-1} \left(\int_0^t b_n(y(\theta))u_3(\theta)v(\theta)d\theta + \int_0^t f(\theta)v(\theta)d\theta \right) + \\
&+ b_M^{-1} \int_0^t b_n(y(\theta))(\sigma(u(\theta)) - u(\theta))v(\theta)d\theta = \\
&= \sum_{i=1}^3 \eta_i(0,t) + b_M^{-1} \int_0^t b_n(y(\theta))(\sigma(u(\theta)) - u(\theta))v(\theta)d\theta.
\end{aligned} \tag{20}$$

Если для интеграла $\eta_1(0,t)$, учитывая ограничения (3) и условие $\delta(t) \geq \delta_0$, записать соотношение

$$\begin{aligned}
\eta_1(0,t) &= \frac{1}{b_M} \left(\int_0^t b_n(y(\theta))u_1(\theta)v(\theta)d\theta + \sum_{i=1}^n \int_0^t (a_{M_i} + \alpha_i(y(\theta)))x_i(\theta)v(\theta)d\theta \right) \pm \\
&\pm \frac{b_n^+ \delta_0}{b_M} \sum_{i=1}^n h_{1i} \int_0^t b_n(y(\theta))(a_{M_i} + \alpha_i^+)^2 x_i^2(\theta)v^2(\theta)\delta(\theta)d\theta \pm \frac{1}{b_M b_n^+ \delta_0} \sum_{i=1}^n \frac{1}{h_{1i}} \geq \\
&\geq \frac{1}{b_M} \int_0^t b_n(y(\theta)) \left\{ u_1(\theta) - b_n^+ \sum_{i=1}^n h_{1i} (a_{M_i} + \alpha_i^+)^2 x_i^2(\theta)v(\theta)v(\theta)\delta(\theta) \right\} d\theta - \\
&- \frac{1}{b_M b_n^+ \delta_0} \sum_{i=1}^n \frac{1}{h_{1i}},
\end{aligned}$$

то, обнулив выражение в фигурных скобках, получим явный вид первого слагаемого выражения (19)

$$u_1(t) = \sum_{i=1}^n \tilde{h}_{1i} x_i^2(t)v(t)\delta(t), \quad \tilde{h}_{1i} = b_n^+ (a_{M_i} + \alpha_i^+)^2 h_{1i},$$

где $h_{1i} = \text{const} > 0$, $i = \overline{1, n}$ – произвольные числа, в силу существования оценки

$$\eta_1(0,t) \geq -\frac{1}{b_M b_n^+ \delta_0} \sum_{i=1}^n \frac{1}{h_{1i}}, \quad \forall t > 0. \tag{21}$$

Аналогично, т.е. путем преобразования интегралов $\eta_2(0,t)$ и $\eta_3(0,t)$, можно получить явный вид и двух других слагаемых выражения (19)

$$u_2(t) = \tilde{h}_2 r^2(t)v(t)\delta(t), \quad \tilde{h}_2 = b_n^+ h_2,$$

$$u_3(t) = \tilde{h}_3 v(t)\delta(t), \quad \tilde{h}_3 = b_n^+ f_0 h_3,$$

где $h_2, h_3 = \text{const} > 0$ – некоторые величины, так как будут справедливыми оценки следующего вида:

$$\eta_2(0,t) \geq -\frac{b_M}{b_n^+ \delta_0 h_2}, \quad \eta_3(0,t) \geq -\frac{1}{b_M b_n^+ \delta_0 h_3}, \quad \forall t > 0. \quad (22)$$

Тогда интеграл $\eta(0,t)$ вида (20), с учетом оценок (21), (22), будет удовлетворять неравенству

$$\begin{aligned} \eta(0,t) \geq & b_M^{-1} \int_0^t b_n(y(\theta))(\sigma(u(\theta)) - u(\theta))v(\theta)d\theta - \\ & - \frac{1}{b_M b_n^+ \delta_0} \sum_{i=1}^n \frac{1}{h_{i}} - \frac{b_M}{b_n^+ \delta_0 h_2} - \frac{1}{b_M b_n^+ \delta_0 h_3}, \quad \forall t > 0. \end{aligned} \quad (23)$$

Если теперь, аналогично [25], интеграл в правой части этого неравенства переписать в виде

$$\begin{aligned} & b_M^{-1} \int_0^t b_n(y(\theta))(\sigma(u(\theta)) - u(\theta))v(\theta)d\theta = \\ & = b_M^{-1} \int_0^{t_*} b_n(y(\theta))(\sigma(u(\theta)) - u(\theta))v(\theta)d\theta + b_M^{-1} \int_{t_*}^t b_n(y(\theta))(\sigma(u(\theta)) - u(\theta))v(\theta)d\theta, \end{aligned} \quad (24)$$

где t_* – соответствующий момент времени, начиная с которого в рассматриваемой системе ограничение $|u(t)| \leq \sigma_0$ всегда имеет место, то можно утверждать, что будут справедливыми равенства:

$$\left| b_M^{-1} \int_0^{t_*} b_n(y(\theta))(\sigma(u(\theta)) - u(\theta))v(\theta)d\theta \right| \leq \eta_0^2 = \text{const} > 0, \quad \forall t \in [0, t_*], \quad (25)$$

в силу ограниченности интегрируемых функций на конечном интервале времени;

$$b_M^{-1} \int_0^{t_*} b_n(y(\theta))(\sigma(u(\theta)) - u(\theta))v(\theta)d\theta = 0, \quad \forall t \geq t_*, \quad (26)$$

поскольку при $t > t_*$ будет иметь место тождество $\sigma(u(t)) = u(t)$.

Следовательно, учитывая условия (25), (26), соотношение (23) будет удовлетворять оценке

$$\eta(0,t) \geq -\frac{1}{b_M b_n^+ \delta_0} \sum_{i=1}^n \frac{1}{h_{i}} - \frac{b_M}{b_n^+ \delta_0 h_2} - \frac{1}{b_M b_n^+ \delta_0 h_3} - \eta_0^2 = \text{const} < 0, \quad \forall t > 0, \quad (27)$$

подтверждающей выполнение интегрального неравенство Попова (13), что и требовалось показать.

Таким образом, учитывая существование условий (12), (13), можно утверждать, что системы управления (2), (8), (9), (16) – (18) и (1), (2), (5), (7), (16) – (18) будут гиперустойчивыми и робастными, в которых достижимо выполнение целевых условий (10) и (11).

Построение технически реализуемого робастного регулятора

Поскольку разработка системы управления (1), (2), (5), (7), (16) – (18) была выполнена в предположении, что измерению доступны все переменные состояния $x(t)$, хотя у SISO-объекта (1) измерим только выход $y(t)$, очевидно, что роба-

стный регулятор вида (16) – (18) технически нереализуем. Поэтому, например, – аналогично [24, 27] – для технической реализации системы управления (1), (2), (5), (7), (16) – (18) достаточно заменить переменные $x(t)$, $z(t)$, $v(t)$ их оценками. С этой целью к выходу объекта (1) подключим фильтр-корректор, описываемый уравнениями

$$\frac{dx_{\phi}(t)}{dt} = A_{\phi}x_{\phi}(t) + By(t), \quad z_{\phi}(t) = \mathcal{G}_{\phi}^T x_{\phi}(t) + D_{\phi}y(t), \quad x_{\phi}(0) = 0, \quad (28)$$

где $z_{\phi}(t)$ и $x_{\phi}^T(t) = [x_{\phi 1}(t), \dots, x_{\phi(n-1)}(t)]$ – скалярный выход и вектор оценок переменных состояния; матрицы A_{ϕ} , D_{ϕ} и вектор \mathcal{G}_{ϕ} заданы так, что выполнено равенство

$$z_{\phi}(s) = W_{\phi}(s)y(s) = \left(\mathcal{G}_{\phi}^T (sE_{n-1} - A_{\phi})^{-1} B + D_{\phi} \right) y(s) = \frac{g(s)}{(T_{\phi}s + 1)^{n-1}} y(s),$$

здесь $W_{\phi}(s)$ – передаточная функция фильтра; T_{ϕ} – постоянная времени, значение которой выбрано меньше любого из чисел $T_1 = \frac{0.93}{(n-2)a_{M1}}$, $T_2 = \frac{0.465 a_{M1}}{(n-1)a_{M2}}$. Если

теперь описание системы управления (1), (2), (5), (7), (16) – (18) дополнить уравнениями (28), а в законе управления (16) – (18) уравнения (16), (18) заменить следующими:

$$\begin{aligned} u(t) &= \left(\sum_{i=1}^n \tilde{h}_i x_{\phi i}^2(t) + \tilde{h}_2 r^2(t) + \tilde{h}_3 \right) \tilde{v}(t) \tilde{\delta}(t), \\ \delta(t) &= \begin{cases} 1, & \forall [\sigma(u(t)) - u(t)] \tilde{v}(t) \geq 0, \\ \delta_0, & \forall [\sigma(u(t)) - u(t)] \tilde{v}(t) < 0, \end{cases} \\ \tilde{v}(t) &= z_M(t) - z_{\phi}(t), \end{aligned} \quad (29)$$

то, аналогично [27], система управления (1), (2), (5), (7), (17), (28), (29), потеряв свойство гиперустойчивости, тем не менее, сохранит работоспособность, оставаясь L -диссипативной и робастной в заданном классе неопределенности.

Иллюстративный пример

При $n = 3$ рассматривается модель нелинейной системы управления (1), (2), (5), (7), (17), (28), (29), описываемая уравнениями

$$\begin{aligned} \dot{x}_1(t) &= x_2(t), \quad \dot{x}_2(t) = x_3(t), \\ \dot{x}_3(t) &= -(a_1 \sin(q_1 y(t)))x_1(t) - (a_2 \cos(q_2 y(t)))x_2(t) - (a_3 \sin(q_3 y(t)))x_3(t) + \\ &\quad + (a_4 + a_5 \cos(q_4 y(t)))\sigma(u(t)) + f(t), \quad x_0 = (x_1(0), x_2(0), x_3(0))^T, \quad y(t) = x_1(t), \\ f(t) &= \nu \sin(\omega t), \\ \dot{x}_{\phi 1}(t) &= x_{\phi 2}(t), \quad \dot{x}_{\phi 2}(t) = T_{\phi}^{-2} y(t) - T_{\phi}^{-2} x_{\phi 1}(t) - 2 \cdot T_{\phi}^{-1} x_{\phi 2}(t), \quad x_{\phi 0} = 0, \\ z_{\phi}(t) &= x_{\phi 1}(t) + 2 \cdot x_{\phi 2}(t) + \dot{x}_{\phi 2}(t), \\ \dot{x}_{M1}(t) &= x_{M2}(t), \quad \dot{x}_{M2}(t) = x_{M3}(t), \quad \dot{x}_{M3}(t) = -x_{M1}(t) - 3 \cdot x_{M2}(t) - 3 \cdot x_{M3}(t) + r(t), \\ y_M(t) &= x_{M1}(t), \quad z_M(t) = x_{M1}(t) + 2 \cdot x_{M2}(t) + x_{M3}(t), \quad x_{M0} = 0, \\ r(t) &= 0.6 \cdot \sin(0.05 \cdot t) + 0.5 \cdot \sin(0.08 \cdot t), \end{aligned} \quad (30)$$

$$\sigma(u(t)) = \begin{cases} 2 \operatorname{sgn}(u(t)), & |u(t)| > 2, \\ u(t), & |u(t)| \leq 2, \end{cases}$$

$$u(t) = \left(\tilde{h}_{11} x_{\Phi 1}^2(t) + \tilde{h}_{12} x_{\Phi 2}^2(t) + \tilde{h}_{13} \dot{x}_{\Phi 2}^2(t) + \tilde{h}_2 r^2(t) + \tilde{h}_3 \right) \tilde{v}(t) \tilde{\delta}(t),$$

$$\tilde{v}(t) = z_M(t) - z_{\Phi}(t),$$

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

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

В ходе имитационного моделирования робастной системы управления (30), (31) с заданной эталонной моделью, функционирующей при произвольных начальных условиях x_0 и уровне параметрической неопределенности, заданном соотношениями

$$\begin{aligned} -1.4 \leq a_1 \leq 1.4, \quad -1.3 \leq a_2 \leq 1.3, \quad -0.3 \leq a_3 \leq 0.3, \quad 2 \leq a_4 \leq 4, \quad 0.2 \leq a_5 \leq 0.6, \\ 0.8 \leq q_i \leq 1.2 q_i^+, \quad i = \overline{1,4}, \\ 1.0 \leq \nu \leq 1.3, \quad 0.02 \leq \omega \leq 0.06, \end{aligned}$$

были подобраны следующие значения коэффициентов контура управления и постоянной времени фильтра-корректора:

$$\begin{aligned} \tilde{h}_{11} = 250, \quad \tilde{h}_{12} = 150, \quad \tilde{h}_{13} = 100, \quad \tilde{h}_2 = 300, \quad \tilde{h}_3 = 200, \\ \tau = 0.2 \text{ с}, \quad \delta_0 = 0.002, \\ T_{\Phi} = 0.001 \text{ с}. \end{aligned}$$

Динамические процессы, протекающие в системе управления (30), (31), (33) при начальных условиях $x_1(0) = 1.5$, $x_2(0) = 1.0$, $x_3(0) = 0.5$, – например, когда неопределенные параметры (32) имели значения

$$\begin{aligned} a_1 = -1.8, \quad a_2 = -1.2, \quad a_3 = -0.2, \quad a_4 \leq 2.2, \quad a_5 = 0.5, \\ q_i = 1.0, \quad i = \overline{1,4}, \\ \nu = 1.2, \quad \omega \leq 0.04, \end{aligned}$$

показаны на рис. 1 и 2.

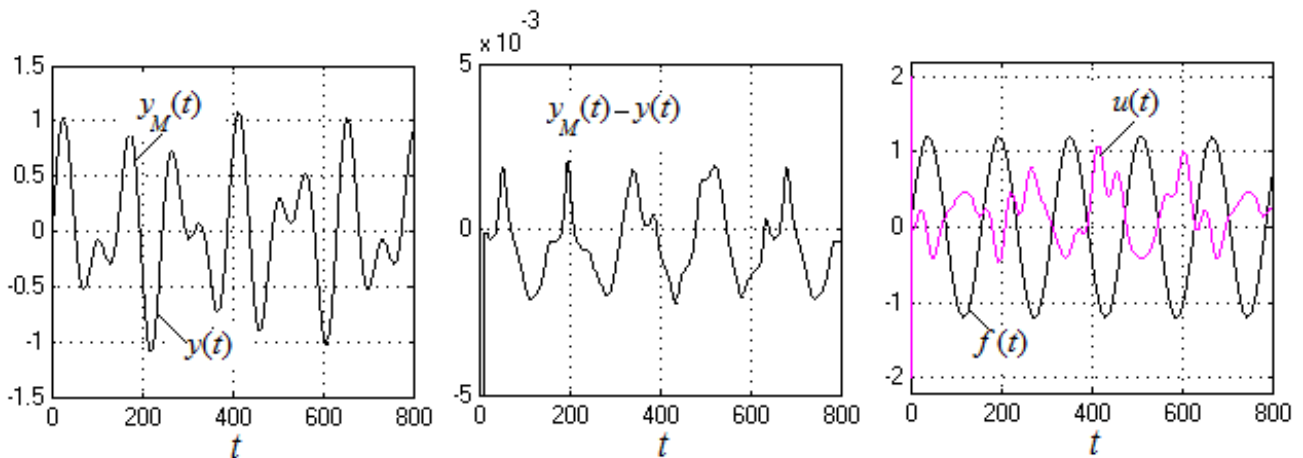


Рис. 1. Динамика процессов $y_M(t)$, $y_M(t) - y(t)$ и $u(t)$ в системе управления (30), (31), (33), (34).

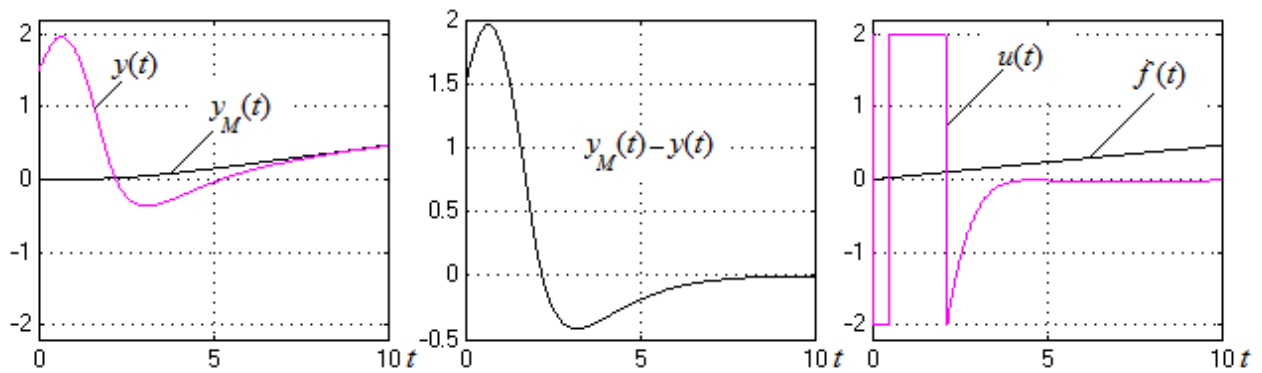


Рис. 2. Графики $y_M(t)$, $y_M(t) - y(t)$ и $u(t)$ в системе (30), (31), (33), (34) на интервале $t \in [0, 10]$ с.

Следует отметить, что выбор значения масштабирующего коэффициента δ_0 можно осуществлять в достаточно широком диапазоне, хотя при задании значений δ_0 близких к единице, как хорошо видно из графиков на рис. 3, в динамике $u(t)$ могут кратковременно возникать затухающие колебательные процессы.

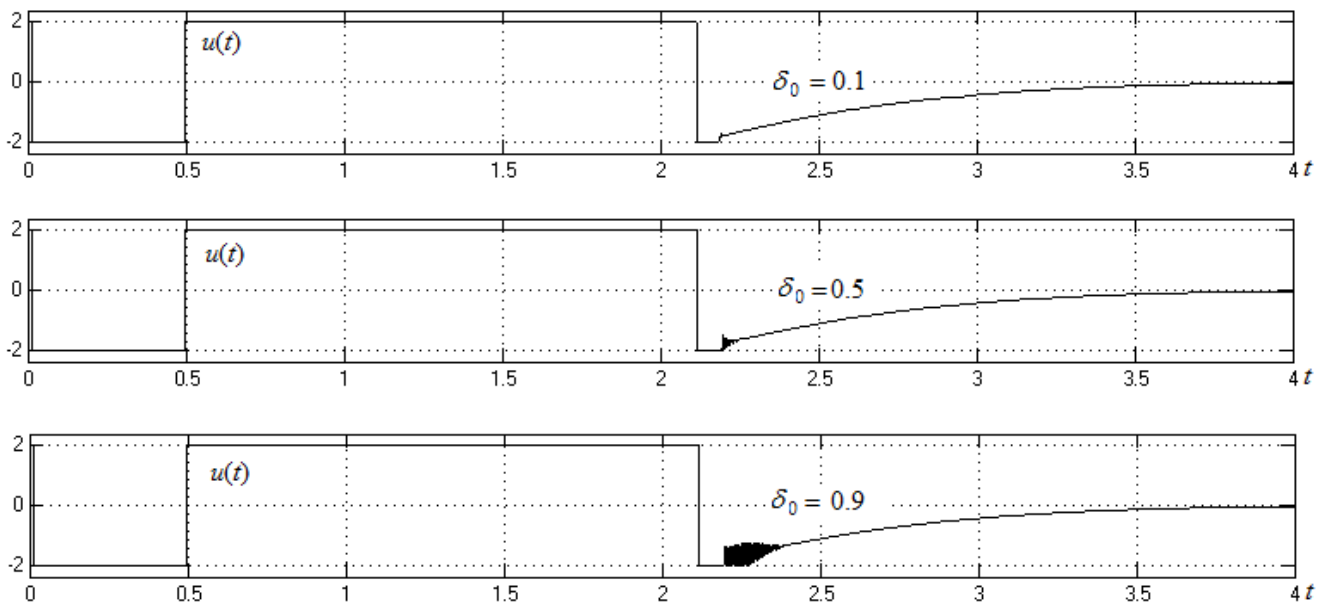


Рис. 3. Динамика $u(t)$ в системе (30), (31), (33), (34) при $\tau = 0.2$ и различных значениях δ_0 .

Однако даже в наихудшем случае при $\delta_0 = 0.9$ указанный выше колебательный процесс можно существенно демпфировать путем изменения величины постоянной времени τ динамического переключателя.

Действительно, если в рассматриваемой системе вместо $\tau = 0.2$ с принять новое значение $\tau = 8$ с, то нижний из графиков, показанных на рис. 3, практически не будет иметь колебаний (рис. 4).

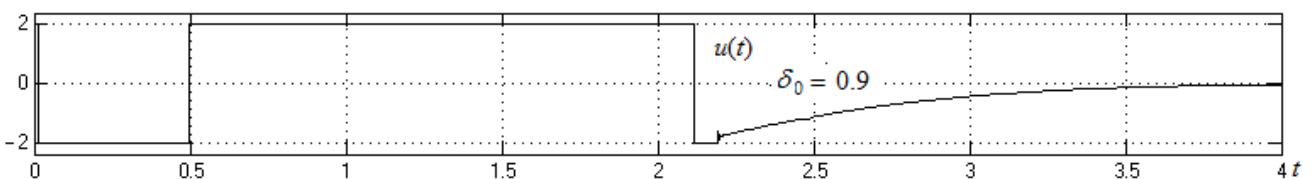


Рис. 4. Динамика управления в системе (30), (31), (33), (34) при $\delta_0 = 0.9$ и $\tau = 8$ с.

Заключение

Для системы управления нелинейным SISO-объектом в схеме с явно- неявной параллельной эталонной моделью предложен способ модификации нелинейного робастного регулятора на основе управляемого динамического переключения значения масштабирующего коэффициента с целью частичной или полной компенсации эффекта насыщения по управлению.

При этом в системе управления гарантированно обеспечивается желаемая динамика объекта управления с насыщением в условиях наличия существенной нелинейности и нестационарности, параметрической неопределенности и постоянного действия внешних помех.

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. *Колесников А.А.* Синергетические методы управления сложными системами: теория системного синтеза. – Изд. 2. – М.: Либроком, 2012.
10. *Еремин Е.Л., Кван Н.В., Семичевская Н.П.* Робастное управление нелинейными объектами с наблюдателем полного порядка и быстродействующей эталонной моделью // Мехатроника, автоматизация, управление. – 2010. – №5. – С.2- 6.
11. *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.
12. *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.
13. *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.
14. *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.
15. *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.
16. *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.
17. *Astrom K.J., Hagglund T.* Advanced PID-control. – ISA (The Instrumentation, Systems and Automation Society), 2006.
18. *Takagi N., Nishida T., Kobayashi T.* A Design of Adaptive Control Systems with Input Saturation // SICE-ICASE International Joint Conference. – 2006. – P.984-987.

19. *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.
20. *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.
21. *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.
22. *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.
23. *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.
24. *Еремин Е.Л.* Модификация адаптивной системы управления одноканальным объектом с входным насыщением // Информатика и системы управления. – 2016. – №3(49). – С.119-131.
25. *Еремин Е.Л., Шеленок Е.А.* Адаптивное управление одноканальным объектом в схеме с динамическими корректорами и учетом насыщения управляющего сигнала // Информатика и системы управления. – 2016. – №4(50). – С.94-102.
26. *Еремин Е.Л., Шеленок Е.А.* Система децентрализованного адаптивного управления роботом-манипулятором с входным насыщением // Датчики и системы. – 2017. – № 1.
27. *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.
28. *Еремин Е.Л.* Робастные алгоритмы нестационарных систем управления с явно-неявной эталонной моделью // Дифференциальные уравнения и процессы управления. – 2001. – №3. – С. 61-74.
29. *Еремин Е.Л.* L-диссипативность гиперустойчивой системы управления при структурном возмущении. I // Информатика и системы управления. – 2006. – № 2(12). – С. 94-101.
30. *Еремин Е.Л.* L-диссипативность гиперустойчивой системы управления при структурном возмущении. II // Информатика и системы управления. – 2007. – № 1(13). – С.130-139.
31. *Еремин Е.Л.* L-диссипативность гиперустойчивой системы управления при структурном возмущении. III // Информатика и системы управления. – 2007. – № 2(14). – С.153-165.
32. *Еремин Е.Л.* L-диссипативность гиперустойчивой системы управления при структурном возмущении. IV // Информатика и системы управления. – 2013. – № 2(36). – С.100-106.
33. *Еремин Е.Л.* Адаптивная система управления с неявным эталоном и блоком быстродействующей коррекции // Информатика и системы управления. – 2012. – №1(31). – С. 183-194.
34. *Еремин Е.Л., Чепак Л.В.* Алгоритмы робастного нелинейного управления нестационарными скалярными объектами // Информатика и системы управления. – 2007. – № 1(13). – С. 149-160.

E-mail:

Еремин Евгений Леонидович – ereminel@mail.ru.