

DOI:

СИСТЕМА КОМБИНИРОВАННОГО НЕЛИНЕЙНОГО УПРАВЛЕНИЯ НЕАФФИННЫМИ АПРИОРНО НЕОПРЕДЕЛЕННЫМИ ОБЪЕКТАМИ С ЗАПАЗДЫВАНИЕМ В СХЕМЕ С ДВУМЯ ФИЛЬТРАМИ-КОРРЕКТОРАМИ 1

Еремин Е.Л., Никифорова Л.В.,

Амурский государственный университет,
Россия, г. Благовещенск, Игнатьевское шоссе д.21
ereminel@mail.ru, chepak@inbox.ru,

Шеленок Е.А.

Тихоокеанский государственный университет,
Россия, г. Хабаровск, ул. Тихоокеанская д. 136
cidshell@mail.ru

Аннотация: Рассматривается задача синтеза алгоритмов системы комбинированного управления классом одноканальных неаффинных объектов с запаздыванием по состоянию в условиях априорной неопределенности, при наличии ограниченных внешних помех и измерении только выходного сигнала. В качестве методов решения поставленной задачи используются: критерий гиперустойчивости В.М. Попова и условия L -диссипативности.

Ключевые слова: априорная структурно-параметрическая неопределенность, неаффинный по управлению объект, комбинированный регулятор, запаздывание, L -диссипативность, критерий гиперустойчивости.

1 Математическое описание системы управления

Пусть математическая модель, описывающая движение неаффинного динамического объекта, представлена следующими уравнениями

$$(1) \quad \frac{dx(t)}{dt} = Nx(t) + b \left(a^T x(t) + dy(t - \tau) + u(t) f(u(t)) + \psi(t) \right),$$
$$y(t) = L^T x(t),$$
$$x(q) = \varphi(q), \quad q \in [-\tau, 0],$$

где $x(t) = [x_1(t), \dots, x_n(t)]^T$ – вектор неизмеримых переменных состояния; N – нильпотентная (верхне-сдвиговая) матрица размера $(n \times n)$; $b = [0, \dots, 0, 1]$ – стационарный вектор размера $(n \times 1)$; $a^T = [a_0, \dots, a_{(n-1)}]$, $L^T = [l_0, \dots, l_m]$ – векторы размера $(n \times 1)$ и $(m \times 1)$ соответственно; $d = const > 0$; n и m – целые числа, причем $n > m \geq 0$; $f(u(t))$ – гладкая нелинейная функция; $\psi(t)$ – сигнал внешнего возмущения; $u(t) \in R$ – сигнал управления; $y(t) \in R$ – регулируемый выход объекта.

Работа объекта управления (1) протекает при следующих условиях:

- числовые значения компонентов векторов a , d и L определены с точностью до диапазонов

$$(2) \quad a_i^- \leq a_i \leq a_i^+, \quad d_i^- \leq d_i \leq d_i^+, \quad j = \overline{1, n}; \quad l_j^- \leq l_j \leq l_j^+, \quad j = \overline{1, m};$$

- функции $f(u(t))$ и $\psi(t)$ являются ограниченными и удовлетворяют соотношениям

$$(3) \quad f(u(t)) \geq \varepsilon_f, \quad \varepsilon_f = const > 0, \quad \forall t \geq 0,$$
$$|\psi(t)| \leq \varepsilon_\psi, \quad \varepsilon_\psi = const > 0, \quad \forall t \geq 0,$$

где значения ε_f , ε_ψ известны;

- значение показателя m может изменяться в диапазоне $m \in [m_0, (n-1)]$, где m_0 – минимальное значение, при этом относительный порядок объекта (1) δ также является переменным по величине: $1 \leq \delta \leq (n - m_0)$;
- - для непосредственного измерения доступен только выход объекта $y(t)$.

Математическое описание объекта управления (1) допускает следующую эквивалентную форму записи:

¹ Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (проект № 20-08-00712)

$$(4) \quad y(s) = \frac{l_m s^m + l_{(m-1)} s^{(m-1)} + \dots + l_1 s + l_0}{s^n + a_{(n-1)} s^{(n-1)} + \dots + a_1 s + a_0} \tilde{\theta}(s) = \frac{l(s)}{a(s)} \tilde{\theta}(s) = W_{OY}(s) \tilde{\theta}(s),$$

где s – комплексная переменная; $l(s)$, $a(s)$ – полиномы, составленные относительно коэффициентов векторов L и a соответственно; $W_{OY}(s)$ – передаточная функция объекта степени δ ; $\tilde{\theta}(t) = dy(t - \tau) + u(t)f(u(t)) + \psi(t)$.

К выходу объекта (5) подключим выходной фильтр-корректор ($B\Phi K$):

$$(5) \quad \tilde{y}(s) = \left(\frac{T_0 s + 1}{T_* s + 1} \right)^{(n-m_0-1)}$$

$$y(s) = \frac{\mathcal{G}_0(s)}{\mathcal{G}_*(s)} \tilde{y}(s) = W_{B\Phi K}(s) \tilde{y}(s),$$

где $\tilde{y}(s)$ – выход $B\Phi K$; $\mathcal{G}_0(s)$, $\mathcal{G}_*(s)$ – гурвицевы полиномы; $W_{B\Phi K}(s)$ – передаточная функция фильтра-корректора; и, по аналогии с [1], опишем это соединение в виде

$$(6) \quad \tilde{y}(s) = \frac{l(s)}{a(s)} \cdot \frac{\mathcal{G}_0(s)}{\mathcal{G}_*(s)} \tilde{\mathcal{G}}(s) = \frac{\tilde{l}(s)}{\tilde{a}(s)} \tilde{\mathcal{G}}(s),$$

где полиномы $\tilde{l}(s)$, $\tilde{a}(s)$ имеют вид

$$(7) \quad \tilde{l}(s) = \tilde{l}_{(m+n-m_0-1)} s^{(m+n-m_0-1)} + \dots + \tilde{l}_1 s + \tilde{l}_0,$$

$$\tilde{a}(s) = s^{(2n-m_0-1)} + \tilde{a}_{(2n-m_0-2)} s^{(2n-m_0-2)} + \dots + \tilde{a}_1 s + \tilde{a}_0.$$

Математическую модель (5) – (7) можно представить как последовательное соединение *видоизмененного объекта управления (ВОУ)* и *блока структурного возмущения (БСВ)* [2 – 5]:

$$(8) \quad \tilde{y}(s) = \frac{\tilde{l}(s)}{\hat{a}(s)} \cdot \frac{1}{(T_* s + 1)^{(n-m_0-1-m)}} \tilde{\mathcal{G}}(s) = \frac{\tilde{l}(s)}{\hat{a}(s)} \cdot \frac{1}{\hat{\mathcal{G}}_*(s)} \tilde{\mathcal{G}}(s) = W_{BOY}(s) \cdot W_{BCB}(s) \tilde{\mathcal{G}}(s),$$

а полиномы $\hat{a}(s)$, $\hat{\mathcal{G}}_*(s)$ с учетом (7) всегда можно сформировать желаемым образом в виде:

$$(9) \quad \hat{a}(s) = s^{(m+n-m_0)} + \hat{a}_{(m+n-m_0-1)} s^{(m+n-m_0-1)} + \dots + \hat{a}_1 s + \hat{a}_0,$$

$$\hat{\mathcal{G}}_*(s) = \hat{\mathcal{G}}_{*(n-1-m)} s^{(n-1-m)} + \dots + \hat{\mathcal{G}}_{*1} s + \hat{\mathcal{G}}_{*0}.$$

В этом случае, относительный порядок передаточной функции $W_{BOY}(s)$, будет иметь одно единственное значение: $\delta_{BOY} = 1$; а для передаточной функции $W_{BCB}(s)$ таких значений будет несколько: $\delta_{BCB} = (n - 1 - m)$. В силу малости постоянной времени фильтра-корректора T_* [2 – 7], исключим BCB из модели (8), (9), которая при этом в изображениях по Лапласу запишется как:

$$(10) \quad \tilde{y}(s) \cong W_{BOY}(s) \tilde{\mathcal{G}}(s) = \frac{\tilde{l}(s)}{\hat{a}(s)} \tilde{\mathcal{G}}(s),$$

или в эквивалентной форме записи в расширенном пространстве состояний

$$(11) \quad \frac{d\tilde{x}(t)}{dt} = \tilde{N}\tilde{x}(t) + \tilde{b} \left(\hat{a}^T \tilde{x}(t) + d\tilde{y}(t - \tau) + u(t)f(u(t)) + \psi(t) \right),$$

$$\tilde{y}(t) = \tilde{L}^T \tilde{x}(t), \quad \tilde{x}(q) = \tilde{\varphi}(q), \quad q \in [-\tau, 0],$$

где $\tilde{x}(t) = [\tilde{x}_1(t), \dots, \tilde{x}_{(m+n-m_0)}(t)]$ – вектор состояний; $\tilde{y}(t) \in R$ – сигнал выхода; \tilde{N} – матрица размера $(m + n - m_0) \times (m + n - m_0)$; $\tilde{b} = [0, \dots, 0, 1]$ – вектор размера $(m + n - m_0) \times 1$; $\hat{a}^T = [\hat{a}_0, \dots, \hat{a}_{(m+n-m_0)}]$ и $\tilde{L}^T = [\tilde{l}_0, \dots, \tilde{l}_{(m+n-m_0-1)}]$ – векторы размера $(m + n - m_0) \times 1$ и $(m + n - m_0 - 1) \times 1$ соответственно.

Желаемое движение объекта управления будет формироваться за счет командного сигнала $r(t)$, а требуемое поведение *основного контура управления (ОКУ)* – за счет сигнала $\tilde{r}(t)$, который будет сформирован как выход *задающего фильтра-корректора (ЗФК)* вида:

$$(12) \quad \tilde{r}(s) = \frac{g_0(s)}{g_*(s)} r(s) = W_{3\phi K}(s) r(s).$$

В этом случае математическое описание неявной эталонной модели в пространстве состояний, с учетом выражения (11), можно представить следующим образом:

$$(13) \quad \frac{d\tilde{x}_0(t)}{dt} = A_0 \tilde{x}_0(t) + \tilde{b} r(t), \quad \tilde{y}_0(t) = \tilde{L}^T \tilde{x}_0(t),$$

где $\tilde{x}_0(t) = [\tilde{x}_{01}(t), \dots, \tilde{x}_{0(m+n-m_0)}(t)]^T$ – требуемое поведение; $\tilde{y}_0(t) \in R$;
 $A_0 = \tilde{N} + \tilde{b} \hat{a}_0^T = \tilde{N} + \tilde{b} (\hat{a}^T - \gamma_0 \tilde{L}^T)$ – гурвицева матрица размера $(m+n-m_0) \times (m+n-m_0)$; $\gamma_0 = const > 0$
– достаточно большое число; $\hat{a}_0^T = [\hat{a}_{00}, \dots, \hat{a}_{0(m+n-m_0)}]^T$ – стационарный вектор с элементами равными коэффициентам, полученным с использованием выражения $(s + \gamma_0) \tilde{l}(s) / \tilde{l}_{(m+n-m_0-1)}$.

2 Постановка задачи

Для рассматриваемого неаффинного по управлению динамического объекта (11), функционирующего в условиях априорной параметрической и структурной неопределенности *требуется* синтезировать явный вид закона управления

$$(14) \quad u(t) = u(\tilde{y}(t), \tilde{y}(t-\tau), \tilde{r}(t)),$$

который при любых начальных условиях $x(0)$, любом заданном уровне априорной неопределенности, любых ограниченных внешних возмущениях $\psi(t)$, а также при измерении только выходного сигнала $y(t)$ обеспечит выполнение *вспомогательной цели управления*:

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

где Δ_0 – малая величина, соответствующая уровню ошибки слежения в установившемся режиме работы системы.

Необходимо отметить, что в силу полной эквивалентности передаточных функций $W_{3\phi K}(s)$ и $W_{ВФК}(s)$, при выполнении условия (15) также будет выполняться и *основная цель управления*

$$|r(t) - y(t)| \leq \Delta_0.$$

3 Синтез комбинированного закона управления

Для синтеза явного вида закона управления (14) воспользуемся методикой критерия гиперустойчивости В.М. Попова.

Введем в рассмотрение так называемый вектор рассогласования между переменными состояния неявного эталона (13) и объекта управления (11): $e(t) = \tilde{x}_0(t) - \tilde{x}(t)$ и получим эквивалентную математическую модель неаффинной системы, записанную в отклонениях векторов состояний:

$$(16) \quad \frac{de(t)}{dt} = A_0 e(t) + \tilde{b} \mu(t), \quad v(t) = \tilde{L}^T e(t) = \tilde{y}_0(t) - \tilde{y}(t), \\ \mu(t) = \tilde{r}(t) - \gamma_0 \tilde{y}(t) - d\tilde{y}(t-\tau) - u(t) f(u(t)) - \psi(t),$$

где $v(t)$ и $\mu(t)$ – соответственно видоизмененные выход и управление эквивалентной системы.

Согласно положениям критерия гиперустойчивости для полученной эквивалентной системы (16) требуется выполнить два условия положительности:

1) обеспечить положительность линейной стационарной части системы с математическим описанием (16) за счет выполнения частотного условия

$$(17) \quad \operatorname{Re}[W_{ЛСЧ}(j\omega)] = \operatorname{Re}[\tilde{L}^T (j\omega E - A_0)^{-1} \tilde{b}] > 0, \quad \forall \omega \geq 0,$$

где $W_{ЛСЧ}(j\omega)$ – частотный аналог передаточной функции линейной стационарной части системы (16); $j^2 = -1$;

2) обеспечить положительность нелинейной нестационарной части исследуемой системы (16) за счет синтеза явного вида алгоритмов управления с целью обеспечения справедливости интегрального неравенства В.М. Попова

$$(18) \quad \eta(0, t) = -\int_0^t v(\zeta) \mu(\zeta) d\zeta \geq -\eta_0, \quad \eta_0 = \text{const}, \quad \forall t > 0.$$

Выполнение частотного условия (17) в рассматриваемом случае является очевидным, в виду того, что передаточная функция линейной системы части эквивалентной системы (16) соответствует передаточной функции инерционного звена первого порядка

$$W(s) = \frac{\gamma_0}{(s + \gamma_0)}.$$

Рассматривая выражение $\mu(t)$, описывающее нелинейную нестационарную часть эквивалентной системы (16), а также представляя в сигнал управления в виде

$$u(t) = \sum_{k=1}^4 u_k(t),$$

левую часть неравенства (18) можно преобразовать к виду

$$(19) \quad \begin{aligned} \eta(0, t) &= -\int_0^t v(\zeta) \mu(\zeta) d\zeta = \\ &= \int_0^t (u_1(t) f(u(\zeta)) + \gamma_0 \tilde{y}_0(\zeta)) v(\zeta) d\zeta + \\ &+ \int_0^t (u_2(t) f(u(\zeta)) + d\tilde{y}(\zeta - \tau)) v(\zeta) d\zeta + \\ &+ \int_0^t (u_3(\zeta) f(u(\zeta)) - \tilde{r}(\zeta)) v(\zeta) d\zeta + \\ &+ \int_0^t (u_4(\zeta) f(u(\zeta)) + \psi(\zeta)) v(\zeta) d\zeta = \sum_{k=1}^4 \eta_k(0, t). \end{aligned}$$

Определим явный вид компоненты $u_1(t)$ как

$$(20) \quad \begin{aligned} u_1(t) &= h_{11} \tilde{y}(t) \int_0^t \tilde{y}(\zeta) v(\zeta) d\zeta + h_{12} \tilde{y}^2(t) v(t), \\ h_{11} &= \text{const} > 0, \quad h_{12} = \text{const} > 0, \end{aligned}$$

и оценим интеграл $\eta_1(0, t)$ следующим образом:

$$(21) \quad \begin{aligned} \eta_1(0, t) &= h_{11} \int_0^t f(u(\zeta)) v(\zeta) \tilde{y}(\zeta) \int_0^\zeta \tilde{y}(\sigma) v(\sigma) d\sigma d\zeta + \\ &+ h_{12} \int_0^t f(u(\zeta)) (\tilde{y}(\zeta) v(\zeta))^2 d\zeta + \gamma_0 \int_0^t \tilde{y}(\zeta) v(\zeta) d\zeta \geq \\ &\geq \frac{h_{11} \varepsilon_f}{2} \left(\int_0^t \tilde{y}(\zeta) v(\zeta) d\zeta \right)^2 + \gamma_0 \int_0^t \tilde{y}(\zeta) v(\zeta) d\zeta \geq \\ &\geq \frac{h_{11} \varepsilon_f}{2} \left(\int_0^t \tilde{y}(\zeta) v(\zeta) d\zeta \right)^2 + \gamma_0 \int_0^t \tilde{y}(\zeta) v(\zeta) d\zeta \pm \\ &\pm \frac{\gamma_0^2}{2h_{11} \varepsilon_f} \geq -\frac{\gamma_0^2}{2h_{11} \varepsilon_f} = \text{const}, \quad \forall t > 0. \end{aligned}$$

Синтезируем составляющую $u_2(t)$ в виде

$$(22) \quad \begin{aligned} u_2(t) &= h_{21} \tilde{y}(t - \tau) \int_0^t \tilde{y}(\zeta - \tau) v(\zeta) d\zeta + h_{22} \tilde{y}^2(t - \tau) v(t), \\ h_{21} &= \text{const} > 0, \quad h_{22} = \text{const} > 0, \end{aligned}$$

и выполним оценку интегрального слагаемого $\eta_1(0, t)$ следующим образом:

$$\begin{aligned}
 (23) \quad \eta_1(0, t) &= h_{21} \int_0^t f(u(\zeta))v(\zeta) \tilde{y}(\zeta - \tau) \int_0^{\zeta} \tilde{y}(\sigma - \tau)v(\sigma) d\sigma d\zeta + \\
 &+ h_{22} \int_0^t f(u(\zeta)) (\tilde{y}(\zeta - \tau)v(\zeta))^2 d\zeta + d \int_0^t \tilde{y}(\zeta - \tau)v(\zeta) d\zeta \geq \\
 &\geq \frac{h_{21}\varepsilon_f}{2} \left(\int_0^t \tilde{y}(\zeta - \tau)v(\zeta) d\zeta \right)^2 + d \int_0^t \tilde{y}(\zeta - \tau)v(\zeta) d\zeta \geq \\
 &\geq \frac{h_{21}\varepsilon_f}{2} \left(\int_0^t \tilde{y}(\zeta - \tau)v(\zeta) d\zeta \right)^2 + d \int_0^t \tilde{y}(\zeta - \tau)v(\zeta) d\zeta \pm \\
 &\pm \frac{d^2}{2h_{21}\varepsilon_f} \geq -\frac{d^2}{2h_{21}\varepsilon_f} = const, \forall t > 0.
 \end{aligned}$$

Синтезируем компоненту $u_3(t)$ следующим образом:

$$\begin{aligned}
 (24) \quad u_3(t) &= h_{31} \tilde{r}(t) \int_0^t \tilde{r}(\zeta)v(\zeta) d\zeta + h_{32} \tilde{r}^2(t)v(t), \\
 h_{31} &= const > 0, h_{32} = const > 0.
 \end{aligned}$$

Тогда для третьего интегрального слагаемого из (19) будет справедлива оценка

$$\begin{aligned}
 (25) \quad \eta_3(0, t) &= h_{31} \int_0^t f(u(\zeta))v(\zeta) \tilde{r}(\zeta) \int_0^{\zeta} \tilde{r}(\sigma)v(\sigma) d\sigma d\zeta + \\
 &+ h_{32} \int_0^t f(u(\zeta)) (\tilde{r}(\zeta)v(\zeta))^2 d\zeta - \int_0^t \tilde{r}(\zeta)v(\zeta) d\zeta \geq \\
 &\geq \frac{h_{32}\varepsilon_f}{2} \left(\int_0^t \tilde{r}(\zeta)v(\zeta) d\zeta \right)^2 - \int_0^t \tilde{r}(\zeta)v(\zeta) d\zeta \pm \frac{1}{2h_{32}\varepsilon_f} \geq \\
 &\geq -\frac{1}{2h_{32}\varepsilon_f} = const, \forall t > 0.
 \end{aligned}$$

Наконец, синтезируя составляющую $u_4(t)$ в виде

$$\begin{aligned}
 (26) \quad u_4(t) &= h_{41} \int_0^t v(\zeta) d\zeta + h_{42} v(t), \\
 h_{41} &= const > 0, h_{42} = const > 0,
 \end{aligned}$$

получим для интегрального слагаемого $\eta_4(0, t)$ оценку

$$\begin{aligned}
 (27) \quad \eta_4(0, t) &= h_{41} \int_0^t f(u(t))v(\zeta) \int_0^{\zeta} v(\sigma) d\sigma d\zeta + h_{42} \int_0^t v^2(\zeta) d\zeta + \\
 &+ \int_0^t \psi(\zeta)v(\zeta) d\zeta \geq \frac{h_{41}\varepsilon_f}{2} \left(\int_0^t v(\zeta) d\zeta \right)^2 + \int_0^t \psi(\zeta)v(\zeta) d\zeta \pm \\
 &\pm \varepsilon_\psi \left| \int_0^t v(\zeta) d\zeta \right| \geq \frac{h_{41}\varepsilon_f}{2} \left(\int_0^t v(\zeta) d\zeta \right)^2 - \varepsilon_\psi \left| \int_0^t v(\zeta) d\zeta \right| \pm \\
 &\pm \frac{\varepsilon_\psi^2}{2h_{41}\varepsilon_f} \geq -\frac{\varepsilon_\psi^2}{2h_{41}\varepsilon_f} = const, \forall t > 0.
 \end{aligned}$$

В результате с учетом существования справедливых интегральных оценок (21), (23), (25), (27) и синтезированных составляющих (20), (22), (24), (26) можно записать явный вид закона управления (14)

$$\begin{aligned}
(28) \quad u(t) = & \left(h_{11} \int_0^t \tilde{y}(\zeta) v(\zeta) d\zeta + h_{12} \tilde{y}(t) v(t) \right) \tilde{y}(t) + \\
& + \left(h_{21} \int_0^t \tilde{y}(\zeta - \tau) v(\zeta) d\zeta + h_{12} \tilde{y}(t - \tau) v(t) \right) \tilde{y}(t - \tau) + \\
& + \left(h_{31} \int_0^t \tilde{r}(\zeta) v(\zeta) d\zeta + h_{32} \tilde{r}(t) v(t) \right) \tilde{r}(t) + \\
& + h_{41} \int_0^t v(\zeta) d\zeta + h_{42} v(t),
\end{aligned}$$

который не будет противоречить справедливости интегрального неравенства (18).

Также отметим, что при выборе малого значения постоянной времени T_* , полученный комбинированный регулятор (28) будет гарантировать системам (16), (28) и (1), (6), (14), (28) их L -диссипативность и работоспособность в заданном классе априорной неопределенности.

4 Иллюстративный пример

Для иллюстрации качества работы синтезированной системы (1), (6), (14), (28) рассмотрим задачу управления неаффинным объектом (1), динамику которого опишем следующим образом:

$$\begin{aligned}
(29) \quad & \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 2.1 & 0.4 & 0.4 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} \left(2y(t-5) + 3u(t) (1 + |u(t)|^2) + \cos^2(0.4) \right), \\
& y(t) = 0.2x_1(t) + 4x_2(t), \quad x(0) = [0.2 \quad 0.2 \quad 0.2]^T,
\end{aligned}$$

Поскольку относительная степень рассматриваемого объекта (1), (29) равна двум, определим передаточные функции задающего и выходного фильтров корректоров следующим образом:

$$\begin{aligned}
(30) \quad & \tilde{r}(t) = W_{3\Phi K}(s)r(t), \quad \tilde{y}(t) = W_{B\Phi K}(s)y(t), \\
& W_{3\Phi K}(s) = W_{B\Phi K}(s) = \frac{T_0 s + 1}{T_* s + 1}, \quad T_0 = 0.1 \text{ с}, \quad T_* = 0.005 \text{ с}.
\end{aligned}$$

Сформируем задающее воздействие $r(t)$ в виде гармонической функции

$$(31) \quad r(t) = -0.3 \sin(0.4t) + 0.5 \sin(0.2t) - 0.5 \sin(0.5t)$$

и выполним имитационное моделирование системы управления (1), (6), (14), (28) – (31).

На рис. 1 представлены некоторые динамические характеристики системы, полученные в ходе одного из вычислительных экспериментов, при выполнении которых параметры комбинированного нелинейного регулятора (14), (28) с целью увеличения быстродействия системы были подобраны со значениями

$$(32) \quad h_{11} = 2000, \quad h_{12} = 300, \quad h_{21} = 1200, \quad h_{22} = 100, \quad h_{31} = 3000, \quad h_{32} = 200, \quad h_{41} = 1500, \quad h_{42} = 150.$$

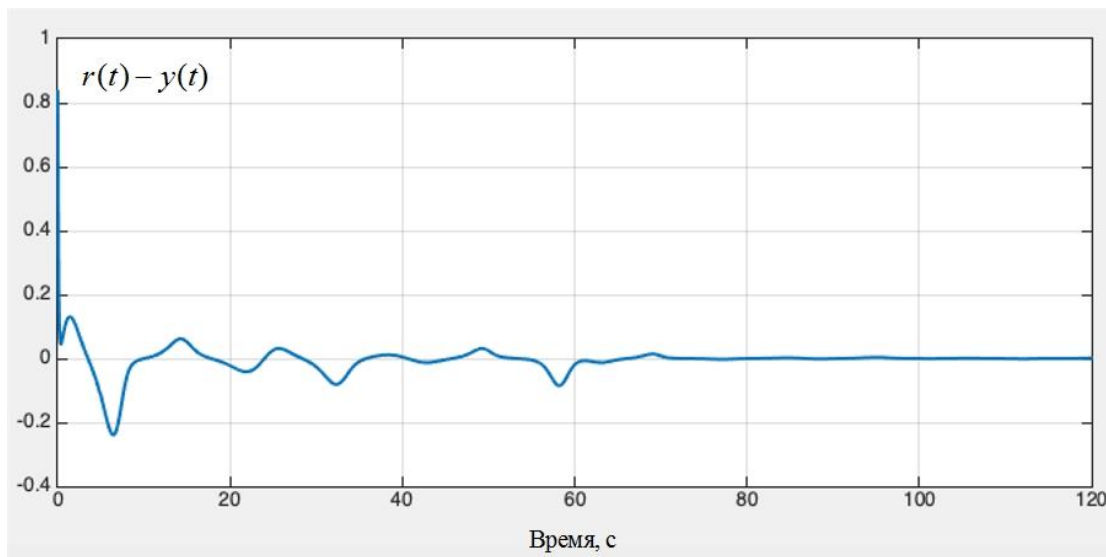


Рис. 1. Ошибка регулирования

Если теперь изменить параметры объекта управления (29), представив его математическую модель как:

$$(33) \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0.2 & -0.6 & 0.1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} \left(3y(t-2) + u(t) \left(1.2\sqrt{1+|u(t)|} \right) + 0.8(\sin(0.3t) - \cos(0.4t)) \right),$$

и промоделировать систему при аналогичном командном сигнале (31) и подобранных постоянных параметров комбинированного контура управления (32), то ее переходные процессы примут вид, соответствующий рис. 3 и 4.

Представленные результаты свидетельствуют о сохранении достаточно высокого качества работы предложенной системы управления (ошибка $(r(t) - y(t))$ в установившемся режиме имеет практически нулевое значение) при различных параметрах, различных нелинейных зависимостях относительно входного сигнала, а также различных относительных степенях (максимальная из которых равняется двум) рассматриваемого динамического объекта.

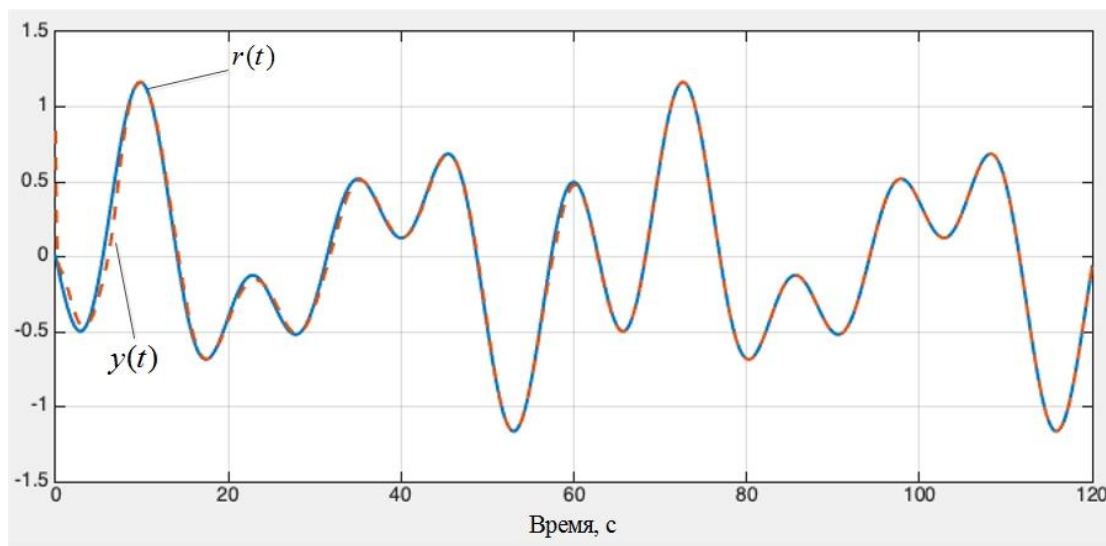


Рис. 2. Сигналы задающего воздействия $r(t)$ и выхода объекта управления $y(t)$

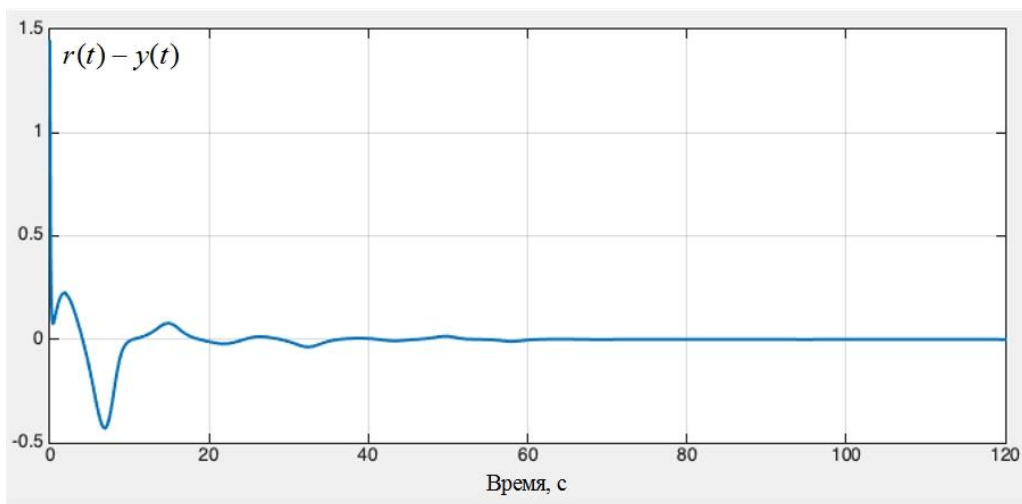


Рис. 3. Ошибка регулирования при параметрах объекта (33)

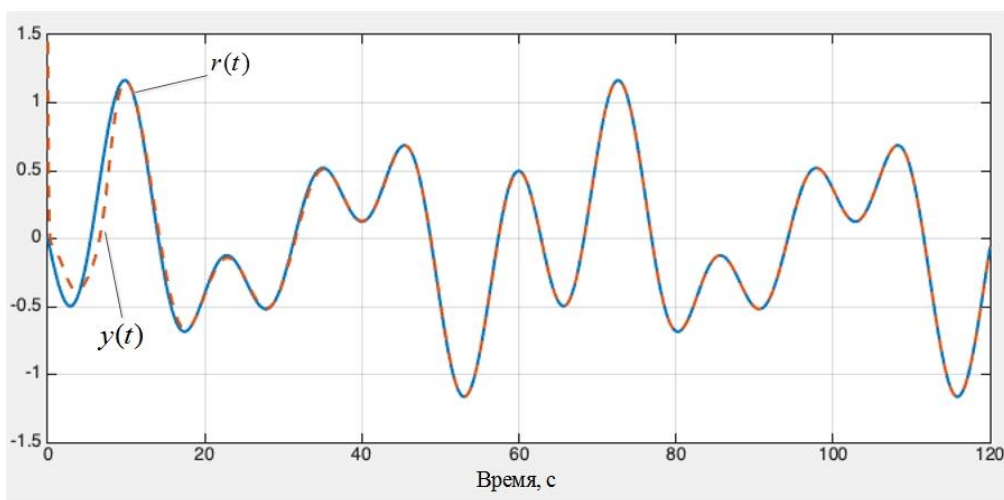


Рис. 4. Сигналы задающего воздействия $r(t)$ и выхода объекта управления $y(t)$ с параметрами (33)

Литература

1. 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.
2. Еремин Е.Л. Адаптивная система управления с неявным эталоном и блоком быстродействующей коррекции // Информатика и системы управления. 2012. №1(31). С. 183-194.
3. 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. 157-166.
4. Еремин Е.Л., Теличенко Д.А. Алгоритмы адаптивной системы с запаздыванием по управлению в схеме с расширенной ошибкой и эталонным упредителем // Мехатроника, автоматизация, управление. 2006. № 6. С. 9-16.
5. 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.
6. Еремин Е.Л. Адаптивное управление динамическим объектом на множестве состояний функционирования // Информатика и системы управления. 2012. № 4(34). С. 107-118.
7. 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.