



УДК 62-506

© 2007 г. М.С. Капитонова  
(Амурский государственный университет, Благовещенск)

## АДАПТИВНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ПЕРИОДИЧЕСКИМ ДВИЖЕНИЕМ ОДНОЗВЕННОГО РОБОТА-МАНИПУЛЯТОРА<sup>1</sup>

Рассматривается решение прикладной задачи управления по выходу однозвенным роботом-манипулятором с гибкими связями с использованием наблюдателя полного порядка и метода синтеза, основанного на применении критерия гиперустойчивости.

### Введение

Задача аналитического синтеза адаптивных систем управления периодическими режимами является распространенной [1 – 3] и может быть использована для решения прикладных задач управления техническими системами. К ним относятся роботы-манипуляторы, промышленные роботы и станки с программным управлением, производящие серию одинаковых деталей, системы механообработки и сборки деталей, электроприводы, предназначенные для воспроизведения циклических движений, вращательные машины типа систем дисковода и т.д. Если рассмотреть все представленные ситуации, то можно сделать вывод, что движение рабочих органов исполнительного механизма практически во всех случаях является циклическим (или периодическим). При этом система может испытывать характерные упругие и тепловые деформации, электрические и акустические помехи, упругие колебания и вибрации, проявляющиеся на каждом цикле ра-

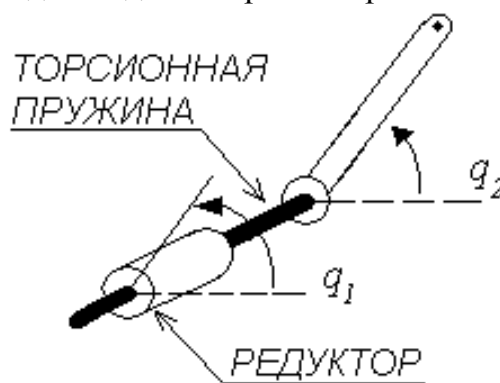


Рис. 1. Однозвенный робот-манипулятор.

<sup>1</sup> Работа выполнена в рамках плана НИР по заданию Федерального агентства по образованию в 2007 г. «Модели и алгоритмы непрерывных и гибридных систем управления априорно неопределенными нелинейно-нестационарными объектами».

боты практически одинаковым образом.

Использование теоретических методов для решения прикладной задачи рассмотрим на примере управления простым однозвенным роботом-манипулятором, круговое движение выходного звена которого вокруг одного из концов осуществляется посредством эластичного соединения звена и исполнительного механизма. На рис. 1 приведена модель од-нозвенного робота-манипулятора. Между исполнительным механизмом и концом звена, вокруг которого осуществляется вращение, в качестве эластичного соединения включена линейная торсионная пружина.

### Математическое описание системы

Известно [4], что рассматриваемая система описывается парой дифференциальных уравнений второго порядка, одно из которых описывает механический баланс вала исполнительного механизма, а другое характеризует механический баланс звена (руки робота-манипулятора).

Используя  $q_1$  и  $q_2$  для обозначения угловых положений вала исполнительного механизма и руки робота, уравнение исполнительного механизма можно записать в виде:

$$J_1 \ddot{q}_1 + F_1 \dot{q}_1 - \frac{K}{N} \left( q_2 - \frac{q_1}{N} \right) = T, \quad (1)$$

где  $J_1$  и  $F_1$  – момент инерции и момент вязкого трения (предполагаются постоянными);  $K$  – постоянная упругости торсионной пружины (эластичное соединение);  $N$  – коэффициент передачи;  $T$  – момент, возникающий на оси исполнительного механизма. Уравнение движения руки робота-манипулятора описывается в виде:

$$J_2 \ddot{q}_2 + F_2 \dot{q}_2 + K \left( q_2 - \frac{q_1}{N} \right) + mgd \cos q_2 = 0, \quad (2)$$

где  $m$  и  $d$  – масса и положение центра тяжести руки;  $J_2 = \text{const}$  и  $F_2 = \text{const}$  – момент инерции и момент вязкого трения. На рис. 2 представлена структурная схема системы (1) – (2). В качестве выхода системы выберем угловое положение  $q_2$  звена по отношению к неподвижной системе координат.

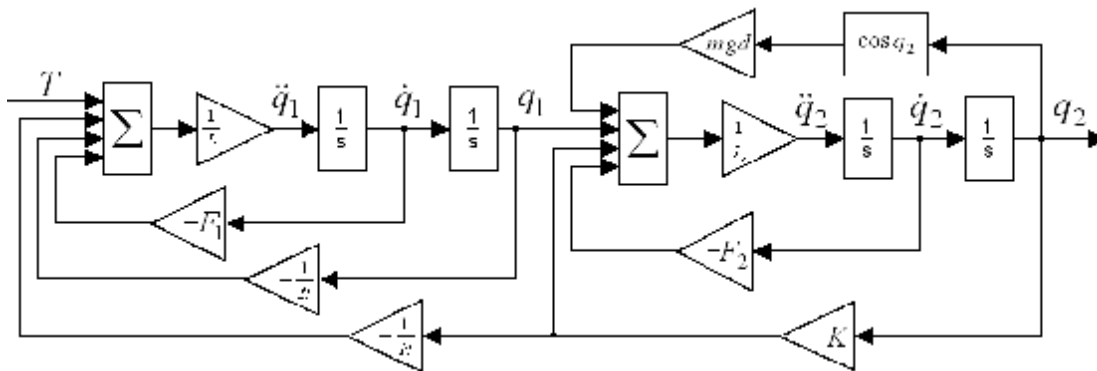


Рис. 2. Структурная схема системы (1), (2).

Записывая уравнение движения робота-манипулятора (1), (2) в виде модели вход – выход, обозначив  $T = u$ , имеем

$$q_2(t) = \frac{b_0}{p^4 + a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + a_0} u(t) - \frac{c_2 p^2 + c_1 p + c_0}{p^4 + a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + a_0} j(q_2), \quad (3)$$

где  $a_3 = \frac{F_2}{J_2} + \frac{F_1}{J_1}$ ;  $a_2 = \frac{K}{J_2} + \frac{F_1}{J_1} \frac{F_2}{J_2} + \frac{K}{N^2 J_2}$ ;  $a_1 = \frac{F_1}{J_1} \frac{K}{J_2} + \frac{K}{N^2 J_2} \frac{F_2}{J_2}$ ;

$$a_0 = \frac{K}{N^2 J_1} \frac{K}{J_2} - \frac{K}{N J_2} \frac{K}{N J_1} = 0; \quad c_2 = \frac{mgd}{J_2}; \quad c_1 = \frac{mgd}{J_2} \frac{F_1}{J_1}; \quad c_0 = \frac{mgd}{J_2} \frac{K}{N^2 J_1};$$

$$b_0 = \frac{K}{N J_1 J_2}; \quad j(q_2) = \cos q_2.$$

Получив из уравнения (3) модель вход – состояние – выход, рассмотрим задачу управления нелинейным объектом, динамика которого описывается уравнениями

$$\frac{dx(t)}{dt} = A(x, t) + Bu(t), \quad y(t) = C^T x(t), \quad (6)$$

где  $x(t) \in R^4$  – вектор состояний;  $u(t) \in R$  – управление;  $y(t) \in R$  – скалярный выход, образованный вектором  $C^T = (1 \ 0 \ 0 \ 0)$ ;  $A(x, t)$  – нелинейный вектор, удовлетворяющий соотношению

$$A(x, t) = A_1(x)x(t) + A_2(x),$$

где  $A_1(x)$  и  $A_2(x)$  – нелинейные матрица и вектор имеют вид

$$A_1(x) = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -a_0 & f_1(x_1) & f_2(x_1) & -a_3 \end{pmatrix}, \quad A_2(x) = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ f_3(x_1) \end{pmatrix}, \quad (7)$$

$$f_1(x_1) = c_2 \cos x_1 + c_1 \sin x_1 - a_1, \quad f_2(x_1) = c_2 \sin x_1 - a_2, \quad f_3(x_1) = -c_0 \cos x_1.$$

Желаемое поведение объекта управления задается с помощью явно-неявной эталонной модели, которая описывается уравнениями

$$\frac{dx_m(t)}{dt} = A_m x_m(t) + B_m r(t), \quad (8)$$

$$y_m(t) = g^T x_m(t),$$

где  $A_m$  и  $B_m$  – матрица состояния и вектор управления эталонной модели, удовлетворяющие соотношениям

$$A_1(x) = A_m + B_m J^T(x), \quad J^T(x) = (d_1(x), \dots, d_n(x)), \quad i = \overline{1, n}, \quad (9)$$

$$|d_i(x)| \leq d_{0i}^2 = const, \quad i = \overline{1, n}, \quad B = b_0 B_m,$$

где  $d_i(x)$  – нестационарная функция, зависящая от переменных вектора состояний;  $r(t) = r(t+T)$  – периодическое задающее воздействие;  $B_m$  – вектор управления эталонной модели, причем  $B_m^T = (0, \dots, 0, 1)$ . Матрица  $A_m$  является гурвицевой, собственные значения которой удовлетворяют соотношению

$$\det(pE_n - A_m) = (p - a_0)g^T (pE_n - A_m)^+ (B_m / b_0), \quad (10)$$

где  $p = j\omega$  – комплексная переменная;  $(pE_n - A_m)^+$  – присоединенная матрица матрицы  $(pE_n - A_m)$ ;  $E_n$  – единичная  $n$ -мерная матрица;  $a_0 = \text{const} < 0$ .

Учитывая соотношение (10), можно показать, что передаточную функцию эталонной модели можно представить в виде:

$$W_m(p) = \frac{b_0}{p - a_0}, \quad (11)$$

что позволяет сформировать эталонную модель с помощью звена, описываемого уравнением

$$\frac{d\mathbf{n}_m(t)}{dt} = a_0\mathbf{n}_m(t) + b_0r(t). \quad (12)$$

Преобразуем исходное описание объекта управления к виду:

$$\frac{dx(t)}{dt} = A_m x(t) + B_m \mathbf{m}(t), \quad y(t) = C^T x(t), \quad (13)$$

$$\mathbf{m}(t) = b_0u(t) + J^T(x)x(t) + f_3(t).$$

Видоизмененное управление  $\mathbf{m}$  содержит недоступные переменные состояния  $x$  и поэтому не может быть реализовано.

Для решения задачи восстановления вектора состояния  $x$  по наблюдениям  $y$  (при условии наблюдаемости пары  $\{C^T, A_m\}$ ) известна процедура построения дополнительной динамической системы, называемой наблюдателем состояния [5, 6]. Если уравнение наблюдателя совпадает с уравнением объекта управления, матрицы состояния и входа предполагаются известными и на вход наблюдателя подается то же управление, что и на систему, то выход наблюдателя будет равен вектору состояния объекта, при условии, что начальное состояние системы совпадает с начальным состоянием наблюдателя. Тогда для синтеза вместо недоступных измерению переменных состояния  $x(t)$  можно было бы использовать вектор  $\hat{x}(t)$ , элементы которого доступны измерению.

Структура наблюдателя описывается уравнениями:

$$\frac{d\hat{x}(t)}{dt} = A_m \hat{x}(t) + B_m u(t) + N(y(t) - \hat{y}(t)), \quad \hat{y}(t) = g^T \hat{x}(t). \quad (14)$$

Для устранения рассогласования выходов на вход наблюдателя подается вектор  $y - \hat{y}$ . За счет нахождения коэффициентов матрицы  $N$  можно

получить желаемое распределение корней характеристического многочлена  $(A_m - NC^T)$  и, таким образом, обеспечить темпы стабилизации невязки  $\lim_{t \rightarrow \infty} \dot{x} = x$ .

Тогда структуру регулятора можно задать в виде уравнений

$$u(t) = k u(t) - c^T(t) \dot{x}(t), \quad (15)$$

$$v(t) = v(t - T) + z(t), \quad (16)$$

$$z(t) = y_m(t) - \dot{d}(t), \quad (17)$$

где  $k = const > 0$  – скалярная величина;  $\chi(t) \in R^n$  – коэффициент настройки контура адаптации;  $v(t)$  – выход генератора периодических сигналов.

### Постановка задачи

Требуется для нелинейной системы (6) – (9) с дополнительным контуром наблюдения (14) и адаптивным регулятором (15) – (17) синтезировать явный вид алгоритмов настройки коэффициентов адаптивного регулятора  $c(t)$  таким образом, чтобы при любых начальных условиях и изменении функций  $d_i(x)$  и  $f_i(x)$  обеспечивалось бы выполнение целевых условий следующего вида:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |\dot{x}(t) - x(t)| \leq e_0 = const, \quad (18)$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |y_m(t) - y(t)| \leq e_1 = const, \quad \lim_{t \rightarrow \infty} c(t) = c_0(t + T). \quad (19)$$

### Метод решения

При разработке адаптивной системы управления будем опираться на критерий гиперустойчивости и следовать методике, изложенной в работе [7].

На *первом этапе* рассмотрим эквивалентное математическое описание исследуемой системы относительно ошибки рассогласования  $\dot{e}(t) = x_m(t) - \dot{x}(t)$  полагая, что вектор  $\dot{x}(t)$  будет приближенно соответствовать вектору состояния  $x(t)$  в силу выполнения второго условия из (18).

Запишем эквивалентное математическое описание системы относительно уравнений наблюдателя:

$$\frac{d\dot{e}(t)}{dt} = A_m \dot{e}(t) + B_m m(t), \quad z(t) = g^T (x_m(t) - \dot{x}(t)) = g^T \dot{e}(t), \quad (20)$$

$$\dot{m}(t) = -k b_0 (u(t) - \tilde{u}(t)) + b_0 (c(t) - J(x)) \dot{x}(t), \quad (21)$$

где  $\tilde{u}(t) = \tilde{u}(t + T)$  – некоторая функция вида  $\tilde{u}(t) = \frac{r(t) + f_3(t)}{k b_0}$ .

Исследуем полученную систему на гиперустойчивость, используя на последующих этапах синтеза ее математическое описание вида (20), (21).

На *втором этапе* требуется решить проблему вещественности и стро-

гой положительности линейной стационарной части системы (20).

Известно, что  $W_{ЛСЧ}(p)$  обладает свойствами положительности и вещественности, т.е. удовлетворяет частотному условию

$$\operatorname{Re} W_{ЛСЧ}(j\omega) > 0, \forall \omega \geq 0,$$

когда существует такой вектор  $g$ , что числитель передаточной функции ЛСЧ – гурвицев полином степени  $(n - 1)$  с положительными коэффициентами.

За счет выбора компонент вектора  $g$  передаточную функцию ЛСЧ системы

$$W_{ЛСЧ}(j\omega) = g^T(pE_n - A_m)^{-1}B_m$$

можно преобразовать к виду (11), из которого следует выполнение неравенства

$$\operatorname{Re} W_{ЛСЧ}(j\omega) = \operatorname{Re} \left\{ \frac{b_n}{p - a_0} \right\} > 0, \forall \omega \geq 0. \quad (22)$$

Для эквивалентной формы записи системы управления (20) – (21) при использовании уравнений наблюдателя (14) можно использовать частотное условие

$$\operatorname{Re}\{g^T(j\omega E_n - (A_m - NC^T))^{-1}B_m\} > 0, \forall \omega \in (-\infty, +\infty). \quad (23)$$

На практике обычно задается спектр матрицы  $(A_m - NC^T)$  так, чтобы корни ее характеристического полинома  $j(p) = \det(pE - A_m + NC^T)$  отвечали желаемому расположению полюсов на комплексной плоскости [5, 6].

В работе [6] показано, что асимптотическая устойчивость нулевого решения уравнений (20) – (21) имеет место, если и только если матрицы  $A_m$  и  $(A_m - NC^T)$  гурвицевы и выполняется соотношение

$$\min_j \operatorname{Re}(-p_j) \geq q \max_i \operatorname{Re}(-p_i), \quad (24)$$

где  $p_i, p_j$  – соответственно характеристические числа матриц  $A_m$  и  $(A_m - NC^T)$ ,  $\theta = \text{const}$  – величина, обеспечивающая расположение полюсов на комплексной плоскости.

Задание явной части эталонной модели непосредственно обеспечивает справедливость частотного неравенства (23), поскольку кроме условий гурвицевости полинома  $W_{ЛСЧ}(p)$ , можно всегда выбрать и желаемое распределение собственных значений матрицы  $(A_m - NC^T)$ .

На *третьем этапе* необходимо выполнить ИНП, общий вид которого можно описать соотношением

$$h(0, t) = -\int_0^t m(s)z(s)ds \geq -g^2, \quad g^2 = \text{const}, \quad \forall t > 0, \quad (25)$$

т.е. обеспечить существование указанного неравенства за счет определения явного вида алгоритмов самонастройки адаптивного регулятора.

С учетом описания эквивалентной системы (20), (21), приведем интеграл в левой части ИНП (25) к следующему виду:

$$\begin{aligned}
h(0,t) &= -\int_0^t m(s)z(s)ds = h_1(0,t) + h_2(0,t) = \\
&= k b_0 \int_0^t (u(s) - \tilde{u}(s))z(s)ds - \\
&\quad - b_0 \int_0^t (c(s) - J(x))^T x(s)z(s)ds.
\end{aligned} \tag{26}$$

Чтобы оценить слагаемые  $\eta_1(0,t)$  и  $\eta_2(0,t)$ , воспользуемся утверждением:

если динамический контур задать уравнением  $v(t) = v(t - T) + \psi(t)$ ,  $v(s) = 0$ ,  $s \in [-T, 0]$ , то для интегральной связи между его входом  $\psi(t)$  и выходом  $v(t)$  будет справедлива оценка:

$$h_0(0,t) = \int_0^t j(s)(u(s) - u_0(s))y(s)ds \geq -g_0^2 = const, \forall t > 0,$$

где  $\varphi(t) > 0$  и  $v_0(t) = v_0(t - T)$  – некоторые скалярные  $T$ -периодические функции. Доказательство приведено в работах [2, 3].

Таким образом, синтезируя алгоритмы настройки параметров  $\chi(t)$  и  $v(t)$  в виде

$$u(t) = k u(t - T) + z(t), \tag{27}$$

$$c_i(t) = c_i(t - T) - b_i x_i(t) z(t), \tag{28}$$

где  $b_i = const > 0$ ,  $v(s) = 0$ ,  $\chi_i(s) = 0$ ,  $s \in [-T, 0]$ ,  $i = \overline{1, n}$ , для  $\eta_1(0,t)$  и  $\eta_2(0,t)$  можно записать следующие неравенства:

$$\begin{aligned}
h_1(0,t) &= k b_0 \int_0^t z(s) \left( \int_0^s w_0(s-h)z(h)dh - \tilde{u}(s) \right) ds \geq \\
&\geq -g_0^2 = const, \forall t > 0, \\
h_2(0,t) &= \sum_{i=1}^n b_{1i} \int_0^t b_0 x_i(s) z(s) \left( \int_0^s w_0(s-h) x_i(h) z(h) dh - J(x) \right) ds \geq \\
&\geq -\sum_{i=1}^n g_{1i}^2 = -g_1^2 = const, \forall t > 0.
\end{aligned}$$

Следовательно, будут иметь место оценки:

$$h_1(0,t) = k b_0 \int_0^t (u(s) - \tilde{u}(s))z(s)ds \geq -g_0^2, \tag{29}$$

$$h_2(0,t) = -b_0 \int_0^t (c(s) - J(x))^T x(s)z(s)ds \geq -g_1^2,$$

где  $g_0^2 + g_1^2 = g^2 = const$ .

Очевидно, что справедливость соотношений (29) непосредственно подтверждает справедливость ИНП вида (25).

На *заключительном этапе* осуществляется проверка достижимости поставленных целевых условий (18), (19).

Поскольку требования критерия гиперустойчивости системы управления были выполнены на втором и третьем этапах синтеза, то, аналогично [7], это означает гиперустойчивость исследуемой системы (20), (21), (27), (28).

Таким образом, для системы управления (20), (21), (27), (28) имеет место  $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{e}(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} (x_m(t) - \dot{x}(t)) = 0$ . Следовательно, справедливо следующее предельное соотношение

$$\lim_{t \rightarrow \infty} z(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} g^T \tilde{e}(t) = 0. \quad (30)$$

Тогда, согласно выражениям (20), (28) и учитывая (30), становится очевидным выполнение второго целевого условия (19).

Заметим, что за счет задания матрицы  $N$ , можно обеспечить желаемое распределение корней характеристического многочлена  $(A_m - DC^T)$ , т.е. обеспечить желаемую скорость стремления ошибки наблюдения в ограниченную зону  $\|\dot{e}(t)\| \leq e_0 = const$ . При этом, как отмечено [5, 6],  $e_0$  оказывается относительно малой величиной.

Следовательно, в силу существования ошибки наблюдения  $\dot{e}(t)$  будет иметь место выполнение условия (18), из которого, учитывая  $x_m(t) - \dot{x}(t) = x_m(t) - x(t) + \dot{e}(t) \approx x_m(t) - x(t)$ , следует, что

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (x_m(t) - x(t)) \leq e,$$

откуда имеет место выполнение первого условия (19).

### Результаты имитационного моделирования

Значения параметров объекта зададим в виде следующих данных:

$$J_1 = 1; mgd = 0.5; J_2 = 0.2; k = 0.2; N = 1; F_1 = 0.05; F_2 = 0.01.$$

Рассмотрим задачу управления системой (6) – (9), (15) – (17) со следующими матрицами и векторами:

$$A_m = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -160000 & -32000 & -2400 & -80 \end{pmatrix}; B_m = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}; \quad (28)$$

$$A_1(x) = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & f_1(x_1) & f_2(x_1) & -0.1 \end{pmatrix}; A_2(t) = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -0.5 \cos x_1 \end{pmatrix},$$

где  $f_1(x_1) = 2.5 \cos x_1 + 1.25 \sin x_1 - 0.06$ ,  $f_2(x_1) = 2.5 \sin x_1 - 1.45$ .



Для объекта управления (6) с эталонной моделью (8), матрица состояния и вектор управления которой заданы в виде (28), требуется построить наблюдатель состояния полного порядка (14). Решение данной задачи сводится к вычислению матрицы  $N$ . Для этого запишем выражения характеристических полиномов матриц  $(A_m - NC^T)$  и  $A_m$ :

$$\begin{aligned} \varphi_{A_m - NC}(p) = \det(pE_4 - A_m + NC^T) &= \begin{vmatrix} I + n_{11} & -1 & 0 & 0 \\ n_{21} & I & -1 & 0 \\ n_{31} & 0 & I & -1 \\ 160000 + n_{41} & 32000 & 2400 & I + 80 \end{vmatrix} = \\ &= I^4 + (80 + n_{11})I^3 + (2400 + 80n_{11} + n_{21})I^2 + (32000 + 2400n_{11} + 80n_{21} + n_{31})I + \\ &+ 160000 + 32000n_{11} + 2400n_{21} + 80n_{31} + n_{41} = 0. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \varphi_{A_m}(p) = \det(pE_4 - A_m) &= p^4 + 80p^3 + 2400p^2 + 32000p + 160000 = 0; \\ p_{1,2}^m &= -20.0034 \pm 0.0034i; \quad p_{3,4}^m = -19.9965 \pm 0.0034i. \end{aligned}$$

Выбор полюсов наблюдателя осуществляется таким образом, чтобы они располагались левее крайнего левого полюса объекта на двух- трехкратном и более расстоянии [1, 2].

Спектр матрицы  $(A_m - NC^T)$  можно задать как  $p_{1,2,3,4}^H = -200$ .

Сопоставляя полиномы  $\varphi_{A_m - NC}(p)$  и  $\varphi_{A_m}(p)$  с заданным спектром, получаем систему алгебраических уравнений, решая которые получаем значения компонент матрицы  $N$ :

$$n_{11} = 1080; \quad n_{21} = 405000; \quad n_{31} = 53460000; \quad n_{41} = 619600000.$$

Вектор  $g$  был выбран в виде:  $g^T = (27000 \ 1800 \ 90 \ 1)$ .

Задающее воздействие  $r(t)$  формировалось в виде функции:

$$r(t) = 1 + 0.5 \cos t.$$

Результаты имитационного моделирования исследуемой системы показаны на рис. 3 и 4.

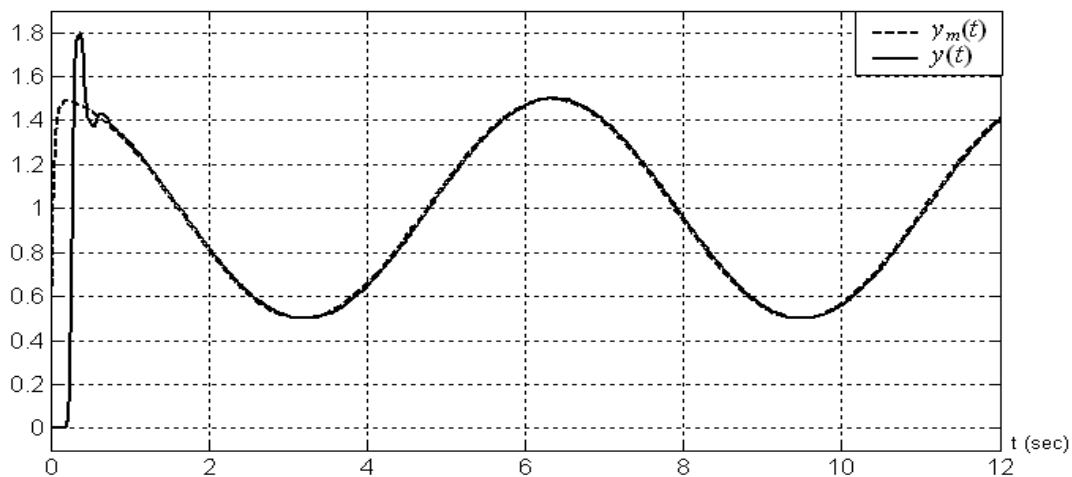


Рис. 3. Выходы эталонной модели  $y_m(t)$  и объекта управления  $y(t)$ .

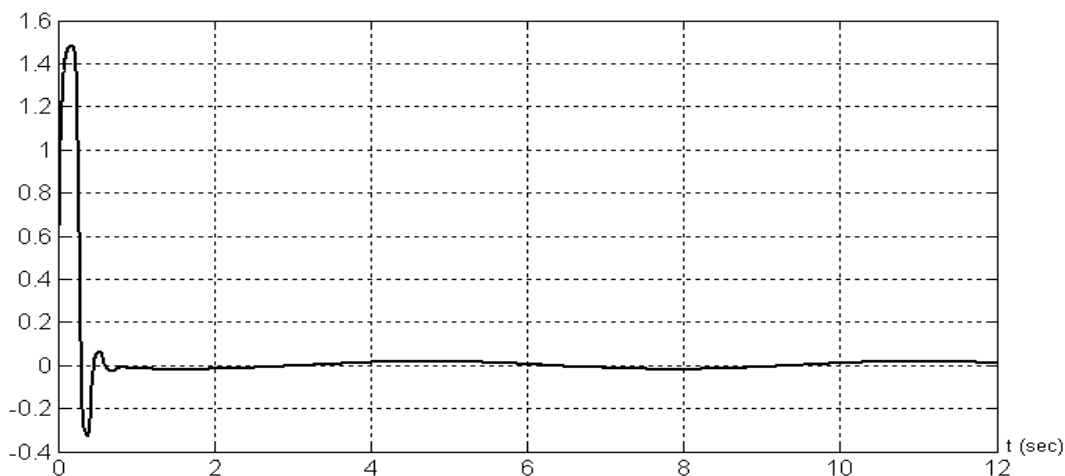


Рис. 4. Динамика ошибки  $y_m(t) - y(t)$ .

### Заключение

Предложены адаптивные алгоритмы управления однозвенным роботом-манипулятором по измеряемому выходу, без измерения его производных, но с использованием стационарного наблюдателя полного порядка. Работоспособность предлагаемых алгоритмов подтверждена результатами имитационного моделирования.

### ЛИТЕРАТУРА

1. *Shinji Hara, Yutaka Yamamoto, Tohru Omata, Micho Nakato.* Repetitive Control System: A New Type Servo System for Periodic Exogenous Signals // IEEE Transactions on automatic control. – 1988. – Vol. 33, N 7. – P.659-668.
2. *Еремин Е.Л.* Новый тип алгоритмов параметрической настройки адаптивных регуляторов для систем управления нестационарными T-периодическими объектами // Информатика и системы управления. – 2003. – №2. – С.100-110.
3. *Еремин Е.Л., Капитонова М.С.* Адаптивная система управления T-периодическими нелинейными объектами // Проблемы управления. – 2007. – № 1. – С.2-7.
4. *Бобцов А.А, Николаев Н.А* Последовательный компенсатор в задаче управления однозвенным роботом-манипулятором с гибкими связями // Мехатроника, автоматизация, управление. – 2006. – №8. Приложение. – С.2-7.
5. *Краснова С.А.* Каскадный синтез наблюдателя состояния для нелинейных систем при наличии внешних возмущений // Автоматика и телемеханика. – 2003. – № 1. – С.31-54.
6. *Борцов Ю.А., Поляхов Н.Д., Путов В.В.* Электромеханические системы с адаптивным и модальным управлением. – Л.: Энергоатомиздат, 1984.
7. *Еремин Е.Л., Цыкунов А.М.* Синтез адаптивных систем управления на основе критерия гиперустойчивости. – Бишкек: Илим, 1992.

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