И.А. Сычева

СИНТЕЗ АДАПТИВНЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ДИНАМИЧЕСКИМИ ОБЪЕКТАМИ С СИГНАЛЬНОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ И ЗАПАЗДЫВАНИЕМ НЕЙТРАЛЬНОГО ТИПА

The main goal of this article is the synthesis of adaptive control system for dynamic object with neutral time delay, noise influence is a time-function coming to zero. It's proposed adaptive control algorithm with the signum component. Time characteristics are got as imitation modeling results.

Введение

Разработка новых алгоритмов для адаптивных систем управления позволяет расширить класс управляемых объектов, а также улучшить качественные характеристики адаптивного управления – такие как ошибка рассогласования и время стабилизации системы. В работе рассмотрен синтез нового класса алгоритмов для адаптивных систем с сигнальной составляющей и запаздыванием нейтрального типа; данный тип запаздывания является общим случаем запаздывания по состоянию. Примером объекта с запаздыванием может быть асинхронный двигатель переменного тока, в котором напряжение на статоре изменяется в соответствии с управлением не сразу, а спустя некоторое время [3]. Основой для исследования стали работы [1-2], в которых описывается синтез адаптивных систем с сигнальной составляющей, в том числе и с запаздыванием по состоянию. Введение в систему нейтрального запаздывания расширяет функциональные возможности системы.

Математическое описание объекта

Рассмотрим объект управления, динамика которого описывается дифференциальным уравнением с запаздывающим аргументом нейтрального типа (случай скалярного управления):

$$\frac{dx(t)}{dt} = Ax(t) + Dx(t-\theta) + \Gamma\frac{dx(t-\rho)}{dt} + bu(t), \tag{1}$$

$$y(t) = L^T x(t), v(t) = g^T(t)y(t), \tag{2}$$

$$x(\theta) = \varphi(\theta), \theta \in [-\tau_{\max}, 0], \frac{dx(\rho)}{d\rho} = \frac{d\phi(\rho)}{d\rho}, \rho \in [-\tau_0, 0], \tag{3}$$

где $x(t) \in R^n$ – вектор состояния; $y(t) \in R^m$ – вектор выхода; $u(t) \in R^1$ – управляющее воздействие; $v(t) \in R^m$ – обобщенный выход системы; $\varphi(\theta), \phi(\rho) \in C_{\tau_{\max}}$ – начальные вектор-функции; $\theta, \rho, \tau_0, \tau_{\max} = const > 0$ – запаздывание; $f(t) \in R^n$ – вектор затухающих возмущений; $g(t) = (g_1(t), g_2(t), ..., g_M(t))$, $g_M(t) = g_{0M} = const$ – вектор-столбец; A, D, B, L – матрицы соответствующего размера, числовые значения которых зависят от вектора неизвестных параметров $\xi \in \Xi$.

Если матрица Γ известна и ее собственные значения лежат в круге радиуса единица, то достаточно задать закон управления в виде:

$$u(t) = u_{sign} + \chi_1(t)r_* + \chi_2(t)[r_* - v(t)] + \chi_3 q_1^T y(t-\theta).$$

Если собственные числа матрицы Γ неизвестны, но структура ее такова, что ее можно представить в виде $\Gamma = -\chi_{04} b q_2^T L^T$, тогда структура регулятора должна содержать $dy(t-\rho)/dt$, в такой ситуации для управления объектом (1)-(3) может быть использована структура регулятора в виде

$$u(t) = u_{sign} + \chi_1(t)q_1^T y(t-\theta) + \\ + \chi_2(t)q_2^T \frac{dy(t-\rho)}{dt} + \chi_3(t)[r_* - v(t)]. \tag{4}$$

Постановка задачи

Для адаптивной системы (1)-(4) в условиях априорной неопределенности и при любых начальных условиях требуется при $f(t) = 0$ синтезировать алгоритм управления таким образом, чтобы обеспечивалось выполнение следующих целевых условий:

$$\lim_{t\to\infty}(x_* - x(t)) = \lim_{t\to\infty} e(t) = 0, x_* = const, \tag{5}$$

$$\lim_{t\to\infty} \chi_i(t) = \chi_{0i} = const, i = \overline{1,2}, \tag{6}$$

$$\lim_{t\to\infty} g(t) = g_0 = const. \tag{7}$$

Параметры адаптивного регулятора подвергаются самонастройке с использованием алгоритмов:

$$\frac{d\chi_1(t)}{dt} = F_1(v, r_*, t), \quad \frac{d\chi_2(t)}{dt} = F_2(v, r_*, t), \quad \frac{d\chi_3(t)}{dt} = F_3(v, r_*, t),$$

$$u_{sign}(t) = F_4(v, r_*, t), \quad \frac{dg_j(t)}{dt} = \Phi(y, v, r_*, t), j = \overline{1..m-1},$$

в которых функции $F_1(v,r_*,t), F_2(v,r_*,t), F_3(v,r_*,t), F_4(v,r_*,t)$ и $\Phi(y,v,r_*,t)$ подлежат определению.

Синтез адаптивной системы управления с запаздыванием нейтрального типа и сигнальной составляющей

Первый этап. Для нахождения эквивалентного математического описания системы (1)-(4) представим неявную ЭМ системы в квазиустановившемся режиме следующими уравнениями:

$$\frac{dx_*}{dt} = A_0 x_* + D_0 x_*(t-\theta) + \Gamma_0 \frac{dx_*(t-\rho)}{dt} + \\ + b(\chi_{01} + \chi_{02})r_* = 0, v_* = g_0^T L^T x_*. \tag{8}$$

Используя переменные $e(t) = x_* - x(t)$, $z(t) = v_* - v(t)$, получим эквивалентное математическое описание (1)-(4), которое может быть представлено в виде:

$$\frac{de(t)}{dt} = A_0 e(t) + D_0 e(t-\theta) + \Gamma\frac{de(t-\rho)}{dt} + b\mu(t), \tag{9}$$

$$z(t) = r_* - g^T(t)y(t), \tag{10}$$

$$e(\theta) = \varphi_2(\theta), \theta \in [-\tau_{\max}, 0], \frac{de(\rho)}{d\rho} = \frac{d\phi(\rho)}{d\rho}, \\ \rho \in [-\tau_0, 0], \tag{11}$$

$$\mu(t) = (u_{sgn}(s) + b_1^{-1} f(s)) - (\chi_{33}(t) - \chi_{03})z(t) + \\ + \chi_{03}(g(t) - g_0)^T y(t) - (\chi_1(t) - \chi_{01})q_1^T y(t-\theta) - \\ - (\chi_2(t) - \chi_{02})q_2^T \frac{dy(t-p)}{dt}, \tag{12}$$

где A и D удовлетворяют условию структурного согласования.

$$A_0 = A - \chi_{02} B G_0^T L^T, D_0 = D - \chi_{03} B q_1^T L^T, B_0 = \\ = B(\chi_{01} + \chi_{02}). \tag{13}$$

Второй этап. Для гиперустойчивости нелинейной части системы (1)-(4) требуется выполнение ИНП вида:

$$h(0,t) = -\int_0^t \mu(s)z(s)ds = \int_0^t [(u_{sgn}(s) + b_1^{-1} f(s)) + \\ + (\chi_3(s) - \chi_{03})z(s) - \chi_{03}(g(s) - g_0)^T y(s) + (\chi_1(s) - \\ - \chi_{01})q_1^T y(s-\theta) + (\chi_3(t) - \chi_{03})q_2^T \frac{dy(t-p)}{dt}]z(s)ds \geq \\ \geq -\gamma_0^2, \quad t \geq 0, \tag{14}$$

Определив настройку коэффициентов регулятора и компенсатора с помощью алгоритмов вида:

$$h_1 = u_{sgn(t)} = \delta_1(1+\delta_2 |\varepsilon(t)|^q)\, sgn\,(\varepsilon(t)), \qquad (15)$$

$$h_2 = \frac{d\chi_1(t)}{dt} = \alpha_2[r_* - g^T(t)y(t)]^2, \qquad (16)$$

$$h_3 = \frac{d\chi_2(t)}{dt} = \alpha_3 q_1^T y(t-\theta)[r_* - g^T(t)y(t)], \qquad (17)$$

$$h_4 = \frac{d\chi_3(t)}{dt} = \alpha_4 q_2^T \frac{dy(t-p)}{dt}[r_* - g^T(t)y(t)], \qquad (18)$$

$$h_5 = \frac{dg_i(t)}{dt} = \beta_i \left|y_i(t)[r_* - g^T(t)y(t)\right|, \qquad (19)$$

$\alpha_j, \beta_i = const > 0, \quad j = \overline{1,4}, \quad i = \overline{1,m-1},$
обеспечим выполнение интегрального неравенства В.М. Попова.

Третий этап. Так как выбор вектора g априорно неосуществим, то для установления положительности линейной части системы необходимо выполнить неравенство:

$$J(0,t) = \int_0^t \mu(s)z(s)ds \ge -\theta_0^2 = const, \quad \forall t \ge 0. \qquad (20)$$

Покажем, что если в системе (1)-(4) адаптивные алгоритмы будут иметь вид (15)-(19), то это обеспечит выполнение интегрального неравенства (20). Используем соотношения:

$$J(0,t) = J_1(0,t) + J_2(0,t) + J_3(0,t) + J_4(0,t) + J_5(0,t), \qquad (21)$$

$$J_1(0,t) = -\int_0^t (u_{sgn}(s) + b_1^{-1} f(s))z(s)ds, \qquad (22)$$

$$J_2(0,t) = -\int_0^t (\chi_1(s) - \chi_{01})z^2(s)ds, \qquad (23)$$

$$J_3(0,t) = -\int_0^t (\chi_2(s) - \chi_{02})q_1^T y(s-\theta)z(s)ds, \qquad (24)$$

$$J_4(0,t) = -\int_0^t (\chi_3(s) - \chi_{03})q_2^T \frac{dy(s-p)}{dt} z(s)ds, \qquad (25)$$

$$J_5(0,t) = \chi_{01} \sum_{i=1}^{m-1} \int_0^t (g_i(s) - g_{0i})y_i(s)z(s)ds. \qquad (26)$$

Учитывая явный вид алгоритмов (15)-(19) и неравенство $sign\left[y_i(t)g^T(t)y(t)\right] - 1 \le 0$, преобразуем интегральное уравнение (20) и получим оценку для $J_5(0,t)$ в виде:

$$\begin{aligned} J_5(0,t) &= \chi_{01} \sum_{i=1}^{m-1} \int_0^t (g_i(s) - g_{0i})y_i(s)z(s)ds = \\ &= \frac{1}{2}\chi_{01} \sum_{i=1}^{m-1} \beta_i^{-1}(g_i(t) - g_{0i})^2 \ge \\ &\ge -\frac{1}{2}\chi_{01} \sum_{i=1}^{m-1} \beta_i^{-1}(g_i(0) - g_{0i})^2 = -\theta_5^2 = con. \end{aligned} \qquad (27)$$

Оценки для интегралов $J_1(0,t)$, $J_2(0,t)$, $J_3(0,t)$ и $J_4(0,t)$ можно представить в виде:

$$\begin{aligned} J_1(0,t) &= -\left[\delta_1 + b_1^{-1} f_0^2\right] \int_0^t |\varepsilon(s)|\, ds - \\ &-\delta_1\delta_2 \int_0^t |\varepsilon(s)|^{q+1}\, ds \ge -\theta_3^2 = const < 0, \quad \forall t \ge 0 \end{aligned} \qquad (28)$$

$$\begin{aligned} J_2(0,t) &= \int_0^t (\chi_{01} - \chi_1(s))z^2(s)ds \ge -\theta_2^2 = const < 0, \\ &\forall t \ge 0, \end{aligned} \qquad (29)$$

$$\begin{aligned} J_3(0,t) &= \int_0^t (\chi_{02} - \chi_2(s))q_1^T y(s-\theta)z(s)ds \ge \\ &\ge -\theta_3^2 = const < 0, \quad \forall t \ge 0 \end{aligned} \qquad (30)$$

$$\begin{aligned} J_4(0,t) &= \int_0^t (\chi_{03} - \chi_3(s))q_2^T \frac{dy(s-p)}{dt} z(s)ds \ge -\theta_4^2 = \\ &= const < 0, \quad \forall t \ge 0. \end{aligned} \qquad (31)$$

Тогда совместно со (28) получим неравенство, эквивалентное (21).

Четвертый этап. В силу выполнения интегрального неравенства В.М. Попова и условий положительности линейной части системы (1)-(4) на четвертом этапе, следует ее асимптотическая устойчивость $\lim_{t\to\infty} e(t) = \lim_{t\to\infty}[x_* - x(t)] = 0$. Учитывая явный вид алгоритмов (15)-(19), это ведет к существованию предельных соотношений $\lim_{t\to\infty} \chi_j(t) = const$, $j = 1,3$, $\lim_{t\to\infty} g_i(t) = const$, подтверждающих выполнение целевых условий (5)-(7).

В силу выполнения критерия гиперустойчивости и решения задачи синтеза адаптивной системы $\forall \xi \in \Xi$, можно утверждать, что система (1)-(4), (15)-(19) асимптотически не только гиперустойчива, но и адаптивна в классе Ξ.

В ходе имитационного моделирования, результаты которого представлены на рис. 1-3, полученные математические результаты были подтверждены экспериментально, система сохраняет свою работоспособность при затухающем внешнем воздействии

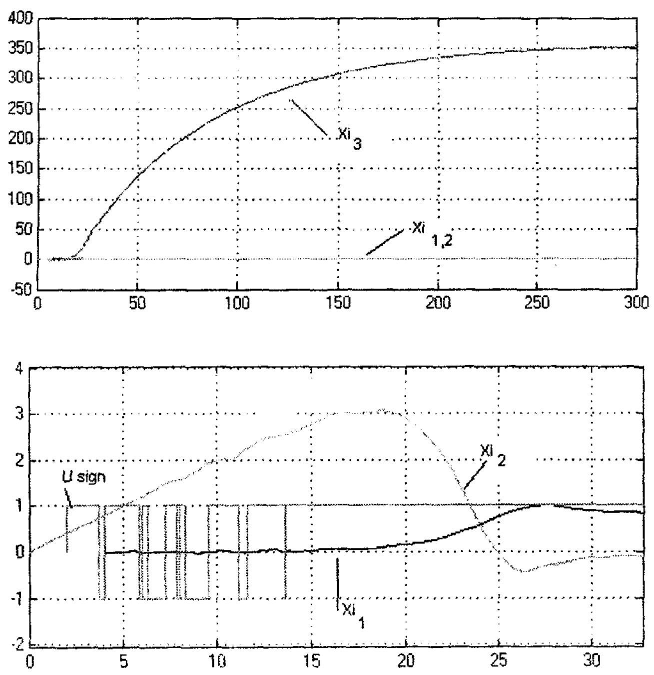

Рис. 1. Настройка параметров X_i (различный масштаб).

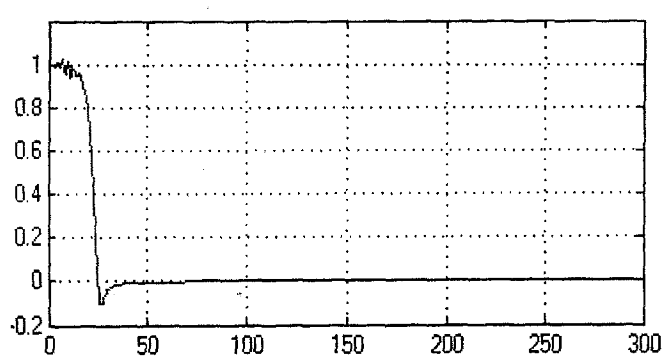

Рис. 2. Ошибка рассогласования.

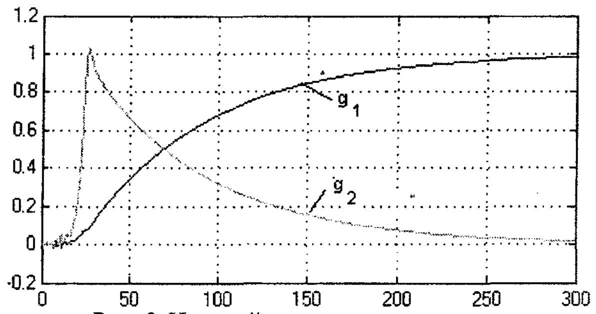

Рис. 3. Настройка параметров g.

Заключение

В результате исследования было показано, что адаптивная система управления с запаздыванием нейтрального типа и сигнальной составляющей в управлении применима для динамических объектов и удовлетворяет поставленным целевым условиям. Результаты имитационного моделирования иллюстрируют хорошее качество управления объектом с заранее неизвестными характеристиками.

1. Пат. № 2177635 РФ Сигнально-адаптивная система управления для объектов с запаздыванием по состоянию / Е.Л. Еремин, И.Е. Еремин, С.Г. Самохвалова // Официальный бюл. «Изобретения. Полезные модели». – 2001. – № 36. – С. 217-218.

2. Еремин Е.Л., Самохвалова С.Г. Управление системой с сигнально-параметрической адаптацией и настройкой компенсатора объекта // Дальневосточный математический журнал. – Владивосток: Дальнаука, 2001. Т. 2, № 1. – С.126-136.

3. Ключев В.И. Теория электропривода. – М.: Энергоатомиздат 2001.