СИНТЕЗ И УПРОЩЕНИЕ ТЕХНИЧЕСКОЙ РЕАЛИЗАЦИИ ГИБРИДНОЙ НЕЛИНЕЙНО ПРЕОБРАЗОВАННОЙ СИСТЕМЫ ПРЯМОГО АДАПТИВНОГО УПРАВЛЕНИЯ

Е. Л. Еремин, Д. Г. Шевко
Амурский государственный университет, Благовещенск, Россия
e-mail: eremin@amursu.ru, shevko@freemail.amursu.ru

The method of construction hybrid is considered is nonlinear of a transformed system of direct adaptive management. The possibility of simplification of technical realization of the synthesized system is shown within the framework of computing experiment.

Введение

Существуют различные методы и подходы к решению задач синтеза гибридных систем прямого адаптивного управления (ГСПАУ), прикладное значение которых для управления непрерывными объектами с помощью дискретных управляющих устройств велико в силу широкого применения микропроцессорной техники [1]. Однако проблема синтеза высокоэффективных ГСПАУ по-прежнему остается актуальной. Известно [2], что для непрерывных систем управления, функционирующих в условиях априорной неопределенности, задача построения быстродействующих алгоритмов может быть решена за счет применения метода нелинейного преобразования координат, разработанного Р.У. Брокеттом [3]. Эти результаты можно применить и для ГСПАУ. Действительно, если опираться на результаты синтеза аналоговых алгоритмов, то с помощью метода непрерывных моделей [1] можно построить соответствующие дискретные алгоритмы. Однако недостатком такого подхода к синтезу ГСПАУ является относительно малый шаг дискретизации алгоритмов управления и адаптации.

В свою очередь, при рассмотрении синтеза дискретных адаптивных регуляторов как самостоятельной задачи [4] приходится констатировать тот факт, что непосредственный перенос нелинейных преобразований Р.У. Брокетта на решение задачи синтеза высокоэффективных дискретных алгоритмов для ГСПАУ встречает ряд ограничений. Основные трудности при решении такой задачи возникают уже на начальных этапах синтеза [5]. Поэтому необходимо использовать более гибкие методы, позволяющие преодолеть эти трудности. Такой метод может представлять собой итеративную процедуру синтеза, опирающуюся на использование метода нелинейного преобразования координат [3] и аппарата теории гиперустойчивости и положительности динамических систем [4]. Итеративный характер данной процедуры означает, что синтез осуществляется последовательно, в несколько шагов:

— во-первых, представление исходной системы в эквивалентной форме, а именно в виде линейного стационарного блока прямой цепи и нелинейного нестационарного блока обратной связи;

— во-вторых, обеспечение строгой положительности передаточной матрицы линейной части системы;

— в-третьих, нелинейное преобразование над системой;

— в-четвертых, построение дискретных алгоритмов настройки коэффициентов регулятора;

— в-пятых, проверка выполнения целевых условий и свойств адаптивности системы.

Однако синтезированные таким образом ГСПАУ обычно сложны с точки зрения технической реализации, поскольку нелинейные преобразования необходимо осуществлять с помощью аналоговых вычислительных устройств (АВУ), а, как известно [1], при построении сложных вычислительных алгоритмов функциональные возможности аналоговой вычислительной техники весьма ограничены. Поэтому требуется обеспечить упрощение структуры такой ГСПАУ, доверив все вычисления управляющему цифровому вычислительному устройству (ЦВУ).

1. Постановка задачи синтеза ГСПАУ

Пусть объект управления описывается уравнением

$$\frac{dx(t)}{dt} = Ax(t) + bu(t) + f(t), \tag{1}$$

где $x(t) \in \mathbb{R}^n$ — вектор состояния объекта управления (ОУ); $u(t) \in \mathbb{R}^1$ — управляющее воздействие; A и b — матрицы заданного размера соответственно состояния и управления; $f(t) \in \mathbb{R}^n$ — возмущающее воздействие, удовлетворяющее неравенству

$$\int\limits_0^\infty \|f(t)\|^2 dt < \infty. \tag{2}$$

Объект управления (1) функционирует в условиях априорной неопределенности, уровень которой задан в виде

$$A = A(\xi), \quad b = b(\xi), \quad f(t) = f_\xi(t), \quad \xi \in \Xi, \tag{3}$$

где ξ — набор всех неизвестных параметров; Ξ — известное множество возможных значений ξ.

Присоединим к объекту управления (1) самонастраивающийся дискретный регулятор, структуру которого зададим выражением

$$u_k = \chi_k r_k + c_k^T x_k, \tag{4}$$

где $\chi_k \in \mathbb{R}^1$, $c_k \in \mathbb{R}^n$ — настраиваемые коэффициенты регулятора; $r_k \in \mathbb{R}^1$ — задающее воздействие; $x_k = x(t_k)$, $t_k = k\tau$ — дискретный аналог времени, $\tau = \mathrm{const} > 0$ — шаг дискретизации, $k = 0, 1, 2, \ldots$ — номер шага.

Континуализация управляющего воздействия осуществляется с использованием экстраполятора нулевого порядка

$$u(t) = u_k \text{ при } t_k \le t < t_{k+1}. \tag{5}$$

Желаемое поведение объекта управления (1) зададим с помощью эталонной модели, описываемой уравнением

$$\frac{d\overline{x}(t)}{dt} = A_M\overline{x}(t) + b_M r(t), \tag{6}$$

где $\overline{x}(t) \in \mathbb{R}^n$ — вектор состояния модели; A_M и b_M — постоянные матрица и вектор соответствующих размеров; $r(t) = r_k$ при $t_k \le t < t_{k+1}$.

В адаптивной системе управления (1), (4)–(6) требуется определить вид алгоритмов самонастройки коэффициентов χ_k и c_k таким образом, чтобы при любых начальных условиях и возмущениях со свойствами (2) было достижимо выполнение следующих целевых условий:

$$\lim_{t\to\infty}(\overline{x}(t) - x(t)) = 0, \tag{7}$$

$$\lim_{k\to\infty}\chi_k = \chi_* = \text{const}, \quad \lim_{k\to\infty}c_k = c_* = \text{const}, \tag{8}$$

где χ_* и c_* — некоторые скалярная и векторная величины.

2. Синтез нелинейно преобразованной ГСПАУ

Решение поставленной задачи синтеза ГСПАУ осуществим при $f(t) = 0$, а затем покажем, что синтезированная система адаптивного управления будет работоспособна по отношению к заданным целям и при наличии возмущений со свойствами (2).

2.1. Получение эквивалентного описания системы

Выполняя преобразование результата вычитания уравнения (1) из уравнения (6) с учетом соотношений (4), (5) и обозначения

$$e(t) = \overline{x}(t) - x(t), \tag{9}$$

можно получить следующее эквивалентное математическое описание исследуемой системы:

$$\frac{de(t)}{dt} = A_M e(t) + b\mu(t), \tag{10}$$

$$\nu(t) = g^T e(t), \tag{11}$$

$$\mu_k = (\chi_* - \chi_k)r_k + (c_* - c_k)^T x_k, \quad \mu(t) = \mu_k \text{ при } t_k \le t < t_{k+1}, \tag{12}$$

где $\nu(t) \in \mathbb{R}^1$ — обобщенный выход эквивалентной системы; g — постоянный вектор, элементы которого подлежат выбору. Уравнения (10), (11) определяют линейную стационарную часть (ЛСЧ) системы, а уравнения (12) — нелинейную нестационарную часть (ННЧ).

2.2. Определение условий положительности ЛСЧ системы

Проведение синтеза на этой стадии разработки ГСПАУ состоит в решении проблемы положительности относительно линейной части исходной системы управления с эквивалентным математическим описанием вида (10) – (12). Стандартный подход к решению такой задачи состоит в обеспечении свойств вещественности и положительности передаточной функции линейной стационарной части системы:

$$W(s) = g^T(sE_n - A_M)^{-1}b = \frac{g^T(sE_n - A_M)^{+}b}{\det(sE_n - A_M)}, \tag{13}$$

где $s = j\omega$, $j = \sqrt{-1}$; $\omega \geq 0$; E_n — единичная матрица порядка n; $(sE_n - A_M)^{+}$ — матрица, присоединенная к матрице $(sE_n - A_M)$. Известно [2, 6], что для получения $W(s)$ с указанными свойствами необходимо и достаточно вектор g выбрать таким образом, чтобы в условиях априорной неопределенности (3) полином $g^T(sE_n - A_M)^{+}b$ был гурвицевым степени $n-1$ с положительными коэффициентами.

2.3. Этап нелинейных преобразований

Рассмотрим нелинейное преобразование координат исходной системы (10) – (12). Воспользуемся приемом, рассмотренным в работе [7], и осуществим переход от переменных $e(t) \in \mathbb{R}^n$ к переменным $e^{[2]}(t) \in \mathbb{R}^{N_n^2}$ с помощью выражения

$$H(t) = e(t)e^T(t), \tag{14}$$

где $H(t)$ — симметричная матрица, элементами которой являются попарные произведения элементов вектора $e(t)$.

Дифференцируя выражение (14) и учитывая уравнение (10), получим

$$\frac{dH(t)}{dt} = A_M H(t) + H(t)A_M^T + \mu(t)(be^T(t) + e(t)b^T). \tag{15}$$

Выполняя преобразование выражения (15) по аналогии с [7], уравнение состояния ННЧ нелинейно преобразованной системы запишем как

$$\mu^{[2]}(t) = \mu(t)e(t), \tag{16}$$

а уравнение состояния ЛСЧ нелинейно преобразованной системы запишем следующим образом:

$$\frac{de^{[2]}(t)}{dt} = (A_M)_{[2]}e^{[2]}(t) + b_{[2]}\mu^{[2]}(t), \tag{17}$$

где $e^{[2]}(t)$ — вектор размера $(N_n^2 * 1)$, $N_n^2 = 0.5n(n+1)$; $\mu^{[2]}(t)$ — вектор размера $(n * 1)$; $(A_M)_{[2]}$ и $b_{[2]}$ — матрицы размера соответственно $(N_n^2 * N_n^2)$ и $(N_n^2 * n)$. Для выхода нелинейно преобразованной системы можно записать уравнение

$$\nu^{[2]}(t) = e(t)e^T(t)g = g_{[2]}^T e^{[2]}(t), \tag{18}$$

где $g_{[2]}^T$ — матрица размера $(n * 0.5n(n+1))$, элементы которой удовлетворяют соотношению

$$g_{[2]}^T = \begin{pmatrix} g^T & 0 & \ldots & 0 \\ 0 & g^T & \ldots & 0 \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ 0 & 0 & \ldots & g^T \end{pmatrix}. \tag{19}$$

Таким образом, нелинейно преобразованная система описывается уравнениями (12), (16) – (18).

Теперь введем в рассмотрение функцию $z(t)$, которую определим выражением

$$z(t) = g^T e(t) e^T(t) e(t), \tag{20}$$

тогда с учетом соотношений (16), (18) очевидно следующее равенство:

$$(\mu^{[2]}(t))^T \nu^{[2]}(t) = \mu(t) z(t). \tag{21}$$

Если аналогично [2] нелинейное преобразование выполнить повторно, т.е. в качестве “новой"исходной системы рассмотреть преобразованную систему (12), (16) – (18), а затем выполнить переход к “новой"преобразованной системе, но уже относительно вектора $e^{[2]}(t)$, то функцию $z(t)$ можно будет представить в виде

$$z(t) = g^T e(t) (e^T(t) e(t))^2. \tag{22}$$

По аналогии с [2] при выполнении подобного преобразования неоднократно очевидно, что для исходной системы (10) – (12) функцию $z(t)$ можно будет записать следующим образом:

$$z(t) = g^T e(t) (e^T(t) e(t))^{2^q}, \quad q = 0, 1, 2, ... \tag{23}$$

2.4. Этап синтеза дискретной части ГСПАУ

Согласно [4], для ННЧ исследуемой системы необходимо показать справедливость неравенства

$$\eta(0, k_1) = -\sum_{k=0}^{k_1} \mu_k \nu_k \geq -\gamma_0^2 = \text{const}, \quad \forall k_1 \geq 0, \tag{24}$$

где $\nu_k = \nu(t_k)$.

Аналогично [2] для решения проблемы положительности ННЧ исходной системы (10) – (12) воспользуемся результатами нелинейного преобразования и рассмотрим вместо неравенства (24) неравенство, записанное относительно нелинейно преобразованной системы:

$$\eta(0, k_1) = -\sum_{k=0}^{k_1} \mu_k z_k \geq -\gamma_0^2 = \text{const}, \quad \forall k_1 \geq 0, \tag{25}$$

где $z_k = z(t_k)$.

Используя первое из уравнений (12), получим

$$\sum_{k=0}^{k_1} \left((\chi_k - \chi_*) r_k + (c_k - c_*)^T x_k \right) z_k \geq -\gamma_0^2. \tag{26}$$

Теперь положим

$$\chi_k = \chi_{k-1} + \varphi(z_k), \tag{27}$$

$$c_k = c_{k-1} + \phi(z_k) \tag{28}$$

или

$$\chi_k = \sum_{l=0}^{k} \varphi(z_l) + \chi_{-1}, \tag{29}$$

$$c_k = \sum_{l=0}^{k} \phi(z_l) + c_{-1}. \tag{30}$$

Тогда получим неравенство

$$\eta(0,k_1) = \sum_{k=0}^{k_1} z_k \left(\sum_{l=0}^{k} \varphi(z_l) + \chi_{-1} - \chi_* \right) r_k + \sum_{k=0}^{k_1} z_k \left(\sum_{l=0}^{k} \phi(z_l) + c_{-1} - c_* \right)^T x_k \geq -\gamma_0^2, \tag{31}$$

которое будет выполняться, если оба члена левой части удовлетворяют неравенству того же типа. Чтобы найти решения для φ и ϕ, приводящие к выполнению таких неравенств, применим следующее соотношение [4]:

$$\sum_{k=0}^{k_1} y_k \left(\sum_{l=0}^{k} y_l + C \right) = 0.5 \left(\sum_{k=0}^{k_1} y_k + C \right)^2 + 0.5 \sum_{k=0}^{k_1} y_k^2 - 0.5C^2 \geq -0.5C^2, \quad C = \text{const}. \tag{32}$$

Используя (32), получим решения для φ и ϕ:

$$\varphi(z_k) = h_1 z_k r_k, \quad h_1 = \text{const} > 0, \tag{33}$$

$$\phi(z_k) = H_2 z_k x_k, \quad H_2 = \text{diag}\{h_{2i}\}, \quad h_{2i} = \text{const} > 0, \quad i = \overline{1,n}, \tag{34}$$

т.е. искомые алгоритмы настройки коэффициентов адаптивного регулятора примут вид

$$\chi_k = \chi_{k-1} + h_1 z_k r_k, \tag{35}$$

$$c_k = c_{k-1} + H_2 z_k x_k. \tag{36}$$

2.5. Достижимость поставленных целей управления и адаптации

В силу решения в системе управления (10) – (12) проблем положительности ЛСЧ и ННЧ, причем для любых начальных условий и при наличии априорной неопределенности (3) эту систему, согласно критерию гиперустойчивости [4], следует считать асимптотически гиперустойчивой.

Тогда благодаря выполнению предельного соотношения

$$\lim_{t\to\infty} e(t) = 0 \tag{37}$$

цель управления вида (7) также имеет место.

При этом с учетом явного вида алгоритмов самонастройки коэффициентов регулятора χ_k и c_k очевидно, что будут выполнены предельные соотношения

$$\lim_{k\to\infty} \chi_k = \text{const}, \quad \lim_{k\to\infty} c_k = \text{const}, \tag{38}$$

совпадающие с требованиями соответствующих целевых условий (8).

2.6. Работоспособность системы при $f(t) \neq 0$

Поскольку эквивалентное математическое описание этой системы включает в себя основной контур

$$\frac{de(t)}{dt} = A_M e(t) + b\mu(t) + f(t), \quad \nu(t) = g^T e(t), \tag{39}$$

$$\mu_k = (\chi_* - \chi_k) r_k + (c_* - c_k)^T x_k, \quad \mu(t) = \mu_k \text{ при } t_k \leq t < t_{k+1} \tag{40}$$

и контур адаптации с алгоритмами (35), (36), при затухающих возмущениях (см. свойство (2)) синтезированная система будет сохранять работоспособность, которая, как и ранее, понимается в смысле достижения требований вида (7), (8). Действительно, из выполнения неравенства (2) следует справедливость предельного тождества

$$\lim_{t\to\infty} f(t) = 0 \tag{41}$$

с учетом которого становятся очевидными как асимптотическая устойчивость эквивалентной системы, так и выполнение целевых условий (7), (8).

Если теперь от математического описания ГСПАУ, представленного в эквивалентном виде, вернуться к исходному, т.е. записать исходные уравнения объекта управления, эталонной модели и адаптивного регулятора, то синтезированная ГСПАУ будет иметь следующий вид:

$$\frac{dx(t)}{dt} = Ax(t) + bu(t) + f(t), \tag{42}$$

$$\frac{d\overline{x}(t)}{dt} = A_M \overline{x}(t) + b_M r(t), \tag{43}$$

$$e(t) = \overline{x}(t) - x(t), \quad z(t) = g^T e(t) (e^T(t) e(t))^{2^q}, \quad q = 0, 1, 2, ... \tag{44}$$

$$u_k = \chi_k r_k + c_k^T x_k, \quad x_k = x(t_k), \tag{45}$$

$$\chi_k = \chi_{k-1} + h_1 z_k r_k, \quad h_1 = \text{const} > 0, \quad z_k = z(t_k), \tag{46}$$

$$c_k = c_{k-1} + H_2 z_k x_k, \quad H_2 = \text{diag}\{h_{2i}\}, \quad h_{2i} = \text{const} > 0, \quad i = \overline{1, n}, \tag{47}$$

$$u(t) = u_k, \quad r(t) = r_k, \quad t_k \leq t < t_{k+1}. \tag{48}$$

Таким образом, аналитическая часть проектирования ГСПАУ завершена. Однако ряд числовых значений, в частности значения положительных констант, входящих в алгоритмы контура адаптации, требуют своего задания, что чаще всего осуществляется на этапе имитационного моделирования ГСПАУ вида (42) – (48).

2.7. Пример

Для случая $n = 3$ рассматривается объект управления (42), где матрица A и вектор b имеют известную структуру:

$$A = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ a_1 & -23 & -9 \end{pmatrix}, \quad b = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ b_1 \end{pmatrix}, \tag{49}$$

причем уровень априорной неопределенности задан следующим образом:

$$0.9 \leq a_1 \leq 1.1, \quad 0.9 \leq b_1 \leq 1.1, \tag{50}$$

а параметры эталонной модели определены в виде

$$A_M = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -15 & -23 & -9 \end{pmatrix}, \quad b_M = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}. \tag{51}$$

Требуется в системе (42) – (51) обеспечить выполнение целевых условий вида (7), (8).

Для выполнения условий вещественности и положительности линейной части системы (42) – (51), согласно [2, 6], требуется выбрать элементы вектора g таким образом, чтобы полином второго порядка

$$g^T(sE_3 - A_M)^+ b = (g_3 s^2 + g_2 s + g_1)b_1, \quad g^T = \begin{pmatrix} g_1 & g_2 & g_3 \end{pmatrix}, \tag{52}$$

был гурвицевым с положительными коэффициентами.

Результаты имитационного моделирования ГСПАУ (42) – (51), полученные при нулевых возмущениях и начальных условиях и следующих исходных данных:

$$a_1 = 1, \quad b_1 = 1, \quad q = 0, \quad r_k = 0.1\sin(k\tau) + 1, \quad \tau = 8.8, \tag{53}$$

$$h_1 = 18.47, \quad H_2 = \mathrm{diag}\{195160; 40000; 8000000\}, \tag{54}$$

представлены на рис. 1, причем вектор g был выбран в виде

$$g^T = \begin{pmatrix} 8 & 6 & 1 \end{pmatrix}. \tag{55}$$

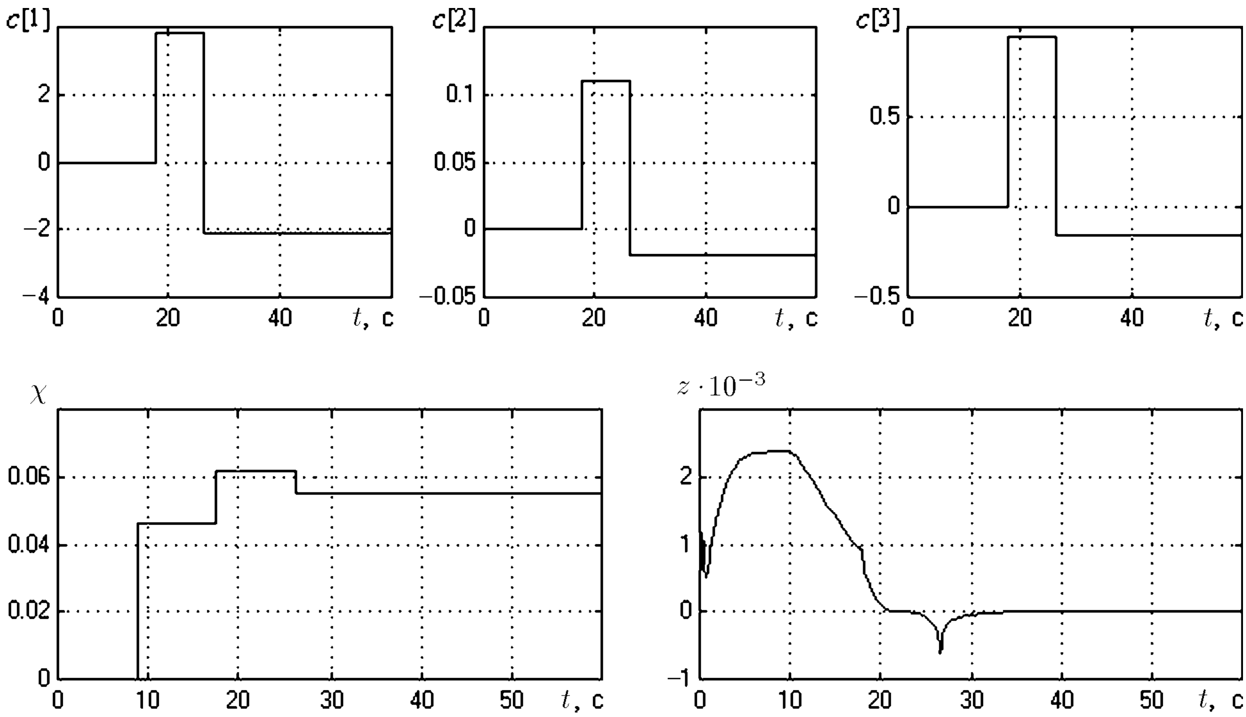

Рис. 1. Динамические процессы в системе (42) – (48).

3. Упрощение технической реализации ГСПАУ

Очевидно, что с точки зрения технической реализации синтезированную ГСПАУ можно представить в виде структуры, изображенной на рис. 2, где помимо уже принятых использованы следующие сокращения и условные обозначения: $r[k] = r_k$; $u[k] = u_k$; $x[k] = x_k$; $z[k] = z_k$; АЦП — аналого-цифровой преобразователь; ЦАП — цифроаналоговый преобразователь.

Следует отметить, что ГСПАУ (42) – (48) имеет сложную техническую реализацию. Как уже отмечалось, эта сложность связана с тем, что нелинейные преобразования необходимо осуществлять на аналоговой технике, функциональные возможности которой весьма ограничены [1]. Техническую реализацию ГСПАУ (42) – (48) можно упростить, исключив из контура системы АВУ, доверив при этом все вычисления ЦВУ. Тогда функционирование ЦВУ помимо уравнений (45) – (47) будет описываться дискретными аналогами уравнений (43), (44). Таким образом, очевидно, что ГСПАУ (42) – (48) может иметь

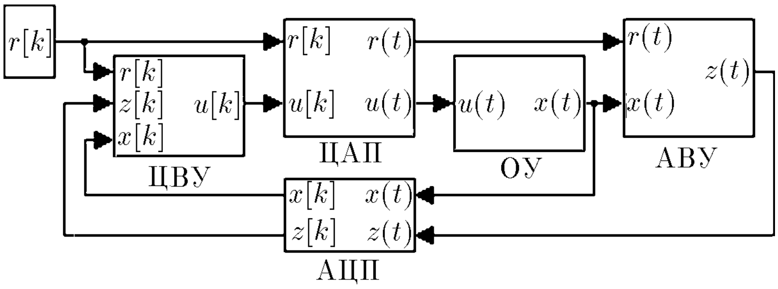

Рис. 2. Структурная схема ГСПАУ (42) – (48).

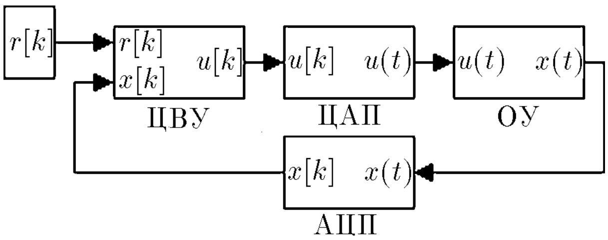

Рис. 3. Структурная схема ГСПАУ (56) – (62).

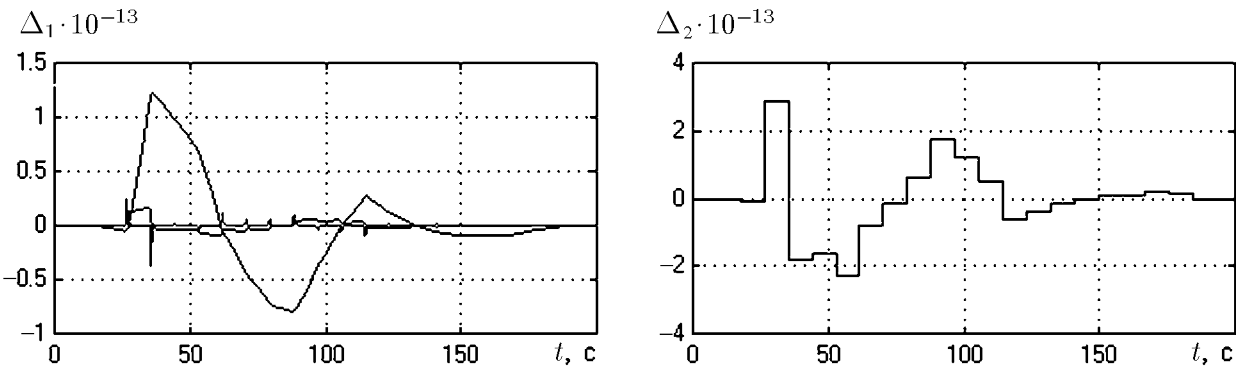

Рис. 4. Рассогласования в ГСПАУ (42) – (48) и (56) – (62) по выходу и управлению.

эквивалентную техническую реализацию в виде ГСПАУ, основанной на следующей математической модели:

$$\frac{dx(t)}{dt} = Ax(t) + bu(t) + f(t), \tag{56}$$

$$\overline{x}_{k+1} = P_M\overline{x}_k + d_M r_k, \tag{57}$$

$$e_k = \overline{x}_k - x_k, \quad x_k = x(t_k), \quad z_k = g^T e_k (e_k^T e_k)^{2^q}, \quad q = 0, 1, 2, ..., \tag{58}$$

$$u_k = \chi_k r_k + c_k^T x_k, \tag{59}$$

$$\chi_k = \chi_{k-1} + h_1 z_k r_k, \quad h_1 = \text{const} > 0, \tag{60}$$

$$c_k = c_{k-1} + H_2 z_k x_k, \quad H_2 = \text{diag}\{h_{2i}\}, \quad h_{2i} = \text{const} > 0, \quad i = \overline{1, n}, \tag{61}$$

$$u(t) = u_k \text{ при } t_k \le t < t_{k+1}, \tag{62}$$

где $P_M = \exp(A_M \tau)$; $d_M = A_M^{-1}(P_M - E_n)b_M$. Структура ГСПАУ (56) – (62) представлена на рис. 3.

Проверка эквивалентности ГСПАУ (42) – (48) и ГСПАУ (56) – (62) опирается на результаты вычислительного эксперимента. Вычисления проводились с использованием средства визуального моделирования SIMULINK математического пакета MATLAB. Результаты моделирования, полученные при исходных данных (49), (51), (53) – (55) и нулевых возмущениях и начальных условиях, приведены на рис. 4, где Δ_1 — рассогласование значений элементов вектора состояния объекта управления систем (42) – (48) и (56) – (62), а Δ_2 — рассогласование значений управляющих воздействий.

Заключение

В соответствии с требованиями цели управления, поставленной в условиях априорной неопределенности, решена задача синтеза гибридной системы управления. В рамках вычислительного эксперимента показано, что отличающиеся по структуре ГСПАУ (42) – (48) и ГСПАУ (56) – (62) с точки зрения технической реализации могут считаться эквивалентными. Анализируя полученные результаты имитационного моделирования, можно сделать вывод о целесообразности первоначального синтеза системы управления в виде (42) – (48) с последующим ее упрощением до вида (56) – (62). Иными словами, предложенная новая итеративная процедура синтеза гибридных систем управления может быть дополнена шестым шагом, цель которого — упрощение структуры ГСПАУ путем дискретизации непрерывной части ее контура адаптации.

Список литературы

[1] Цыкунов А. М. Адаптивное управление объектами с последействием. М.: Наука, 1984.

[2] Еремин Е. Л., Цыкунов А. М. Синтез адаптивных систем управления на основе критерия гиперустойчивости. Бишкек: Илим, 1992.

[3] Брокетт Р. У. Алгебры Ли и группы Ли в теории управления // Мат. методы в теории систем / Под ред. Ю. Н. Журавлева. М.: Мир, 1979. С. 174–220.

[4] Landau I .D. Adaptive Control Systems: the Model Reference Approach. N.Y.: Marsel Dekker, 1979.

[5] Баркин А. И., Зеленцовский А. Л., Пакшин П. В. Абсолютная устойчивость детерминированных и стохастических систем управления. М.: МАИ, 1992.

[6] Фрадков А. Л. Адаптивное управление в сложных системах: беспоисковые методы. М.: Наука, 1990.

[7] Баркин А. И. Оценки качества нелинейных систем регулирования. М.: Наука, 1982.

Поступила в редакцию 25 ноября 2002 г.