РОССИЙСКАЯ АКАДЕМИЯ НАУК

СИБИРСКОЕ ОТДЕЛЕНИЕ

АВТОМЕТРИЯ

2006, том 42, № 2

УДК 681.513.6

О. Я. Шпилевая

(Новосибирск)

ОБ ОДНОМ СПОСОБЕ УМЕНЬШЕНИЯ ПОРЯДКА АДАПТИВНОГО РЕГУЛЯТОРА

Обсуждается задача адаптивной стабилизации одноканальных систем с существенно нестационарными динамическими характеристиками. Рассматриваются системы с параметрическими и (или) аддитивными ограниченными возмущениями. Синтез алгоритма адаптации выполнен на основе принципа локализации. Предложен подход к понижению порядка системы за счет уменьшения количества настраиваемых коэффициентов регулятора. Получены условия устойчивости для этого вида систем.

Введение. В теории адаптивного управления особое внимание уделяется методам синтеза алгоритмов настройки коэффициентов регулятора, которые могут обеспечить требуемую динамическую точность в системах с существенно нестационарными характеристиками. Решение этой проблемы для определенного класса систем может быть получено на основе принципа локализации [1]. В системах организуются разнотемповые движения так, чтобы неконтролируемые возмущения локализовались в контуре быстрых движений, а свойства контура медленных движений удовлетворяли желательным динамическим требованиям. Такой эффект достигается с помощью обратной связи по вектору первых производных координат состояния или по производным выходных переменных. Синтез адаптивных систем на основе принципа локализации и второго метода Ляпунова рассмотрен в работе [2]. Их можно отнести к классу систем прямого адаптивного управления [3–5]. Для адаптивных систем с моделями актуальным является вопрос размерности, которая, как правило, выше, чем у робастных систем [1, 6, 7]. В общем случае она зависит от порядков объекта управления, наблюдателя и адаптора. Можно выделить два основных подхода к решению этой проблемы, согласно которым понижается либо порядок наблюдателя состояния [8–10], либо порядок адаптивного регулятора. В условиях существенной нестационарности характеристик объекта управления изменение размерности наблюдателя относительно размерности объекта может привести к потере устойчивости системы управления. В данной работе обсуждается вопрос понижения порядка одноканальных непрерывных адаптивных систем с ограниченными возмущениями. Предлагается выполнить преобразование модели объекта, в результате которого часть параметрических возмущений заменяется одним комбинированным возмущением. Рассмотрено два вида модифицированных моделей. Синтез, выполненный по измененным моделям, приводит к одноконтурному адаптору, когда в систему вводится регулятор с сигнальной настройкой, или двухконтурному, при этом используется регулятор с сигнально-параметрической настройкой. В системах с сигнальной настройкой эффект адаптации достигается без изменения параметров управляющего устройства. Такой вид адаптивных систем сравнительно прост в реализации и наиболее близок к робастным системам с астатическим регулятором. В системах с параметрической адаптацией достижение цели функционирования обеспечивается за счет изменения параметров управляющего устройства. Это позволяет представить сигнал управления как сумму «новых» управляющих воздействий, что может интерпретироваться как увеличение управляющих переменных. Известно [5, 11], что первый вид систем обеспечивает требуемое качество управления лишь в ограниченном диапазоне изменения параметров объекта, кроме того, сочетание сигнальной и параметрической адаптации повышает быстродействие и точность системы. В работе на основе анализа результатов численного моделирования показано, что системы с сигнальной и сигнально-параметрической адаптацией к тому же отличаются величиной ресурса управления, необходимого для достижения поставленной цели.

Постановка задачи. Рассмотрим класс линейных одноканальных нестационарных объектов:

$$y^{(n)} + \sum_{i=0}^{n-1} a_i(t) y^{(i)}(t) = b(t)u(t) + m(t), \tag{1}$$

где y, u – выходная и входная управляющая переменные соответственно; $b(t) \neq 0$ для $t_0 \leq t \leq t_k$ (t_0, t_k – начальный и конечный моменты времени). Неизвестные параметры $a_i(t), b(t)$ и аддитивное возмущение $m(t)$ предполагаются ограниченными по амплитуде и темпу изменения:

$$\max_{t_0 \leq t \leq t_k} \left| b(t) \right| \leq c_{b1}; \qquad \max_{t_0 \leq t \leq t_k} \left| a_i(t) \right| \leq c_{1i}; \qquad \max_{t_0 \leq t \leq t_k} \left| m(t) \right| \leq c_{m1};$$
$$\max_{t_0 \leq t \leq t_k} \left| \dot{b}(t) \right| \leq c_{b2}; \ \max_{t_0 \leq t \leq t_k} \left| \dot{a}_i(t) \right| \leq c_{2i}; \ \max_{t_0 \leq t \leq t_k} \left| \dot{m}(t) \right| \leq c_{m2}, \ i = \overline{0, n-1}, \ t \in [t_0, t_k]. \tag{2}$$

Условиям (2) удовлетворяет большой класс объектов, например динамические системы с периодическими коэффициентами, к которым относятся электрические контуры с переменными значениями сопротивлений. Периодическими аддитивными возмущениями могут быть моменты сопротивлений в механических системах с упругими колебаниями или в трехфазном асинхронном двигателе при переменной нагрузке, которая встречается, например, в ленточном конвейере. Цель функционирования системы – стабилизация выходной переменной с заданным качеством, $\lim_{t \to \infty} (r - y(t)) \leq e_s$, при нулевых начальных условиях (r – постоянный эталонный сигнал, e_s – допустимая статическая ошибка).

Модификации математической модели объекта управления. В одноканальных адаптивных системах, как правило, число настраиваемых параметров определяется действующими возмущениями. Уменьшение количества контуров адаптации может быть следствием уменьшения параметрических возмущений, которые учитываются в модели объекта при прежних условиях его функционирования. Преобразуем модель объекта с помощью разложения в ряд Тейлора непрерывных функций, которые описывают параметрические возмущения. Допустим, что $a_i(t), b(t)$ удовлетворяют условиям разложения в ряд, тогда

$$\begin{aligned} a_i(t) &= a_i(t_0) + a_i'(t_0)(t-t_0) + \ldots + \frac{a_i^{(n)}(t_0)}{n!}(t-t_0)^{(n)} + R_{a_i}, \\ b(t) &= b(t_0) + b'(t_0)(t-t_0) + \ldots + \frac{b^{(n)}(t_0)}{n!}(t-t_0)^{(n)} + R_b, \end{aligned} \tag{3}$$

где $t \in [t_0 - \delta,\ t_0 + \delta],\ i = \overline{0, n-1}$. Выделим в (3) первые члены разложения:

$$a_i(t) = a_i(t_0) + \widetilde{R}_{a_i}(t); \qquad b(t) = b(t_0) + \widetilde{R}_b(t), \quad a_i(t_0), b(t_0) = \mathrm{const}, \tag{4}$$

$$\widetilde{R}_{a_i}(t) = a_i^{(1)}(t_0)(t-t_0) + \ldots + \frac{a_i^{(n)}(t_0)}{n!}(t-t_0)^{(n)} + R_{a_i},$$

$$\widetilde{R}_b(t) = b^{(1)}(t_0)(t-t_0) + \ldots + \frac{b^{(n)}(t_0)}{n!}(t-t_0)^{(n)} + R_b.$$

Подставим (4) в уравнение объекта (1):

$$y^{(n)}(t) + \sum_{i=0}^{n-1} a_i(t_0) y^{(i)}(t) = b(t_0)u(t) + M(t, y, y^{(i)}, u), \tag{5}$$

где

$$M(t, y, y^{(i)}, u) = -\sum_{i=0}^{n-1} \widetilde{R}_{a_i}(t) y^{(i)}(t) + \widetilde{R}_b(t)u + m(t).$$

Функция $M(t, y, y^{(i)}, u)$ описывает возмущение, структурно-параметрическое по своей природе. Следует отметить, что при ограниченных значениях управляющего воздействия, выходной переменной и ее производных до $(n-1)$-порядка можно говорить об ограниченности амплитуды и темпа изменения нового возмущения $M(t, y, y^{(i)}, u)$. Темп $M(t, y, y^{(i)}, u)$ даже при квазистационарном объекте (1) соизмерим с темпом переходного процесса системы. Модель объекта (5) будем называть модифицированной первого вида.

Получим второй вид модели объекта, при этом учтем первые два члена ряда $a_0(t)$ и первые члены разложения $b(t),\ a_i(t),\ i = 1, 2, \ldots, n-1$:

$$a_0(t) = a_0(t_0) + a_0'(t_0)(t-t_0) + \widetilde{R}_{a_0}(t), \tag{6}$$

где

$$\widetilde{R}_{a_0}(t) = \frac{a_0^{(2)}(t_0)}{2!}(t-t_0)^2 + \ldots + \frac{a_0^{(n)}(t_0)}{n!}(t-t_0)^n.$$

Примем $t_0 = 0$, тогда для второго члена ряда (6) справедливо выражение

$$\tilde{a}_0(t) = a_0'(0)\,t. \tag{7}$$

С учетом (4), (6) и (7) уравнение объекта (1) примет вид

$$y^{(n)}(t) + \sum_{i=0}^{n-1} a_i(t_0)\, y^{(i)}(t) + \tilde{a}_0(t)\, y(t) = b_0 u(t) + M(t, y, y^{(i)}, u), \tag{8}$$

$$M(t, y, y^{(i)}, u) = -\sum_{i=0}^{n-1} \tilde{R}_{a_i}(t)\, y^{(i)}(t) - \tilde{R}_{a_0}(t)\, y(t) + \tilde{R}_b(t)\, u + m(t),$$

где $a_i(t_0)$ – неизвестные значения, которые можно заменить либо расчетными номинальными значениями, либо априори известными верхними оценками коэффициентов (2). Модель объекта (8) назовем модифицированной второго вида.

Синтез адаптивной системы полного порядка. Пусть эталонная динамика системы описывается уравнением

$$y^{(n)} = -a_{n-1}^{*} y^{(n-1)} - a_{n-2}^{*} y^{(n-2)} - \ldots - a_0^{*} y + a_0^{*} r = F(y^{(n-1)}, y^{(n-2)}, \ldots, y, r), \tag{9}$$

коэффициенты которого получены согласно заданным показателям качества переходного процесса. Разрешим уравнение объекта (1) относительно старшей производной

$$y^{(n)} = -\sum_{i=0}^{n-1} a_i(t)\, y^{(i)}(t) + b(t)\, u(t) + m(t). \tag{10}$$

Вид закона управления получим методом эталонного уравнения, приравнивая правые части (9), (10) и заменяя неизвестные параметры, а также функцию $m(t)$ настраиваемыми коэффициентами:

$$u = k_b^{-1}\big(F(y^{(n-1)}, y^{(n-2)}, \ldots, y, r) + k_{n-1}(t)\, y^{(n-1)} + \ldots + k_0(t)\, y - k_m\big). \tag{11}$$

Здесь k_i, k_b, k_m – настраиваемые коэффициенты, $i = \{0, 1, \ldots, n-1\}$. Пусть коэффициенты регулятора образуют вектор $k^{\mathrm{T}} = \{k_i, k_b, k_m\}$, тогда алгоритм адаптации на основе принципа локализации [2] запишется в виде

$$\dot{k}(t) = \Gamma L(y, y^{(i)}, u)(y^{(n)} - F), \tag{12а}$$

$$\dot{k}(t) = \Gamma L_1(y, y^{(i)}, u)\,\mathrm{sign}(L_2(y, y^{(i)}, u)(y^{(n)} - F)), \tag{12б}$$

где $\Gamma = \mathrm{diag}\{\gamma_j\}$ – матрица коэффициентов передачи; $L, L_i(y, y^{(i)}, u)$ – вспомогательные вектор-функции. Для сходимости процессов в системе (1), (11), (12а) элементы L определяются следующим образом [12]:

$$L(y, y^{(i)}, u) = (\partial f \big/ \partial k^{\mathrm{T}})^{\mathrm{T}}; \quad f = f(k, y^{(i)}, u) = -\sum_{i=0}^{n-1} k_i y^{(i)} + k_b u + k_m.$$

Оценки требуемых производных выходной переменной определим с помощью линейной малоинерционной динамической системы:

$$\mu^n \hat{y}^{(n)} + d_{n-1}\mu^{n-1}\hat{y}^{(n-1)} + \ldots + d_1\mu\hat{y}^{(1)} + \hat{y} = y, \tag{13}$$

где $\mu, d_j, \hat{y}^{(i)}$ – малая постоянная времени, j-й коэффициент демпфирования, оценка i-й производной выходной переменной системы соответственно. Обычно такая система называется либо дифференцирующим фильтром [1], либо фильтром оценки производных. Порядок адаптивной системы (10)–(13) равен $2n + l$, $1 \le l \le (n+2)$, l – порядок адаптивного регулятора, значение l зависит от количества возмущений, действующих на объект.

Синтез адапторов пониженного порядка. Рассмотрим объект с модифицированной моделью первого вида (5), в которой присутствует только аддитивное возмущение. Исходя из изложенной в предыдущем разделе последовательности расчета закон управления в системе с одним контуром адаптации имеет вид

$$u = b_0^{-1}\left(F + \sum_{i=0}^{n-1} a_{0i}\hat{y}^{(i)} - k_m(t)\right), \tag{14}$$

алгоритм сигнальной настройки запишем следующим образом:

$$\dot{k}_m(t) = \gamma_m l_m(\hat{y}^{(n)} - F). \tag{15}$$

Порядок адаптивной системы с одним контуром адаптации равен $2n+1$. Систему с сигнальной адаптацией (5), (13)–(15) также можно отнести к классу робастных систем с астатическим регулятором (астатический регулятор со старшей производной выходной переменной).

Перейдем к рассмотрению модифицированной модели второго вида (8). Уравнение регулятора с двумя настраиваемыми коэффициентами запишется в виде

$$u = b_0^{-1}\left(F + \sum_{i=0}^{n-1} a_i(t_0)\hat{y}^{(i)}(t) + k_0(t)y(t) - k_m(t)\right), \tag{16}$$

изменение коэффициентов организуем согласно алгоритму (12а) как

$$\dot{k}_0(t) = \gamma_0 l_0(\hat{y}^{(n)} - F); \qquad \dot{k}_m(t) = \gamma_m l_m(\hat{y}^{(n)} - F). \tag{17}$$

Порядок системы с сигнально-параметрической адаптацией (8), (13), (16), (17) равен $2n+2$.

Определение коэффициентов передачи адаптеров. Рассмотрим адаптивную систему с одним контуром адаптации вида (15). Значения коэффициентов передачи адаптора определим с помощью второго метода Ляпунова, проведя анализ устойчивости замкнутой системы. Полагаем, что требуемые оценки производных координат состояний известны точно. Введем переменную e_m для обозначения отклонения настраиваемого параметра регулятора $k_m(t)$ от структурно-параметрического возмущения $M(t, y, y^{(i)}, u)$:

$$e_m(t) = k_m(t) - M(t, y, y^{(i)}, u),$$

а для оценивания отклонения системы от эталонной траектории – $\varepsilon = y^{(n)} - F$.

Подставив в уравнение (5) закон управления (14), получим описание обобщенного настраиваемого объекта:

$$y^{(n)} = -\sum_{i=0}^{n-1} a_i(t_0) y^{(i)}(t) + M + F + \sum_{i=0}^{n-1} a_i(t_0) y^{(i)}(t) - k_m(t) = M + F - k_m(t). \tag{18}$$

На основе введенных рассогласований и уравнения (18) следует справедливость выражения $\varepsilon = -e_m$, полные производные по времени рассогласований имеют вид $\dot{\varepsilon} = -\dot{e}_m$, $\dot{e}_m = \gamma_m \varepsilon - \dot{M}$. Проверим сходимость $\varepsilon \to 0$ или $e_m \to 0$ с помощью функции $V(e_m) = |e_m|$. Производной исследуемой функции является $\dot{V}(e_m) = (\dot{k}_m - \dot{M})\operatorname{sign} e_m$. Подставим вместо $\dot{k}_m(t)$ выражение (15):

$$\dot{V}(e_m) = -\gamma_m l_m |e_m| - \dot{M} \operatorname{sign} e_m.$$

Выберем вспомогательную функцию вида $l_m = 1$. Условие отрицательной определенности $\dot{V}$ выполняется, если $\gamma_m > c_3$, где c_3 – ограничение темпа изменения структурно-параметрического возмущения, $\max\limits_{t_0 \le t \le t_k} |\dot{M}| \le c_3$. В результате регулятор и адаптор описываются уравнениями

$$u = b_0^{-1}\left(F + \sum_{i=0}^{n-1} a_i(t_0)\hat{y}^{(i)} - k_m(t)\right); \qquad \dot{k}_m(t) = \gamma_m(\hat{y}^{(n)} - F). \tag{19}$$

Определим параметры адаптора в системе с двумя контурами настройки. Назовем алгоритм адаптации (12а) «гладким», а алгоритм (12б) релейным. Сначала рассмотрим определение параметров гладкого алгоритма адаптации. Для этого запишем уравнение обобщенного настраиваемого объекта, используя уравнение (8), разрешенное относительно старшей производной

$$y^{(n)} = -\sum_{i=0}^{n-1} a_i(t_0) y^{(i)}(t) - \widetilde{a}_0(t) y(t) + b_0 u + M,$$

и закон управления (16):

$$y^{(n)} = M + F - k_m(t) + k_0(t)y(t) - \widetilde{a}_0(t)y(t).$$

С учетом ранее введенных обозначений зависимость между рассогласованиями можно записать в виде

$$\varepsilon = (k_0(t) - \widetilde{a}_0(t))y(t) - k_m(t) + M(t, y, y^{(i)}, u) = e_a y - e_m,$$

где $e_a = (k_0 - \widetilde{a}_0)$ – отклонение настраиваемого коэффициента $k_0(t)$ от параметра $\widetilde{a}_0(t)$. Для проверки сходимости $e_a \to 0$ и $e_m \to 0$ рассмотрим функцию $V(e_a, e_m) = 0{,}5e_a^2 + 0{,}5e_m^2$, ее производная по времени определяется как

$$\dot{V} = e_a(\dot{k}_0 - \dot{\widetilde{a}}_0) + e_m(\dot{k}_m - \dot{M}) = -e_m\dot{M} - e_a\dot{\widetilde{a}}_0 + \gamma_m e_m l_m \varepsilon + \gamma_0 e_0 l_0 \varepsilon.$$

Примем коэффициенты адаптора соизмеримыми по значениям $\gamma_0 \approx \gamma_m$ и $l_0 = -y$, $l_m = 1$, тогда

$$\dot{V} = -e_m\dot{M} - e_a\dot{\widetilde{a}}_0 - \gamma_0\varepsilon(-e_a l_0 - e_m l_m),$$

$$\dot{V} = -e_m\dot{M} - e_a\dot{\widetilde{a}}_0 - \gamma_0\varepsilon^2.$$

Из последнего выражения можно сделать вывод, что при ограниченных по модулю значениях отклонений для отрицательной определенности функции $\dot{V}$ и, следовательно, сходимости процессов $e_a \to 0$ и $e_m \to 0$ требуется выполнение условия

$$\gamma_0 > \max_{t_0 \le t \le t_k} \left| \dot{M}(t, y, y^{(i)}) \right| + \max_{t_0 \le t \le t_k} \left| \dot{\widetilde{a}}_0(t) \right|. \qquad (20)$$

Согласно принятым допущениям гладкий алгоритм адаптации имеет вид

$$\dot{k}_0(t) = -\gamma_0 y\varepsilon; \qquad \dot{k}_m(t) = \gamma_m\varepsilon. \qquad (21)$$

Перейдем к рассмотрению релейного алгоритма адаптации (12б):

$$\dot{k}_0(t) = \gamma_0 l_1 \operatorname{sign}(l_2\varepsilon); \qquad \dot{k}_m(t) = \gamma_m l_3 \operatorname{sign}(l_4\varepsilon). \qquad (22)$$

Интуитивно понятно, что значения γ_0, γ_m, l_i зависят от вида исследуемой функции. Если выбрать функцию в виде суммы квадратов, $V(e_a, e_m) = 0{,}5e_a^2 + 0{,}5e_m^2$, и потребовать выполнения равенств $l_2 = l_4$ и $\gamma_0 \approx \gamma_m$, то в силу уравнений системы (21) имеем

$$\dot{V} = -e_m\dot{M} - e_a\dot{\widetilde{a}}_0 - \gamma_0(-e_a l_1 - e_m l_3)\operatorname{sign}(l_2\varepsilon).$$

Справедливость выражения $-e_a l_1 - e_m l_3 = l_2\varepsilon$ достигается, если l_i удовлетворяют условиям

$$l_2(ye_a - e_m) = -e_a l_1 - e_m l_3, \quad l_2 = l_3 = l_4 = 1, \quad l_1 = -y. \qquad (23)$$

Подставим l_i из (23) в (22), тогда релейный алгоритм адаптации запишется в виде

$$\dot{k}_0(t) = -\gamma_0 y \,\mathrm{sign}(\varepsilon), \qquad \dot{k}_m(t) = \gamma_m \,\mathrm{sign}(\varepsilon),$$

а производная исследуемой функции –

$$\dot{V} = -e_m \dot{M} - e_a \dot{\tilde{a}}_0 - \gamma_0 |\varepsilon|.$$

Отсюда следует, что условие $\dot{V} < 0$ выполняется, если коэффициенты передачи адаптора удовлетворяют (20).

Если выбрать квадратичную форму $V = 0{,}5\varepsilon^2$ и допустить справедливость соотношения норм $|\varepsilon \dot{y} e_a| \ll |\varepsilon y \dot{\tilde{a}}_0| + |\varepsilon \dot{M}|$, то отрицательная определенность функции $\dot{V}$ достигается при условиях, что коэффициенты алгоритма адаптации удовлетворяют (19) и $l_1 = -1,\ l_2 = y,\ l_3 = l_4 = 1$. При этом релейный алгоритм адаптации имеет вид

$$\dot{k}_0(t) = -\gamma_0 \,\mathrm{sign}(y\varepsilon), \qquad \dot{k}_m(t) = \gamma_m \,\mathrm{sign}\,\varepsilon.$$

Следует отметить, что для рассмотренных видов адаптивных систем необходимо, чтобы темп изменения коэффициентов регулятора был выше темпа возмущений. Поэтому алгоритмы адаптации, синтезированные на основе принципа локализации, можно назвать быстрыми.

Пример. Проиллюстрируем процессы в адаптивных системах полного и пониженного порядков. Рассмотрим линейный нестационарный объект третьего порядка с параметрическими возмущениями, модель которого имеет следующий вид:

$$\dddot{y}(t) + a_2(t)\ddot{y}(t) + a_1(t)\dot{y}(t) + a_0(t)y(t) = u,$$

$$a_0(t) = a_{00} + A_0 \sin(\omega_0 t), \quad a_1(t) = a_{10} + A_1 \sin(\omega_1 t), \quad a_2(t) = a_{20} + A_2 \sin(\omega_2 t).$$

Желаемое качество выходных процессов задается апериодическим процессом с перерегулированием $\sigma \le 5$ %, статической ошибкой $e_s \le 1$ % и временем достижения допустимой зоны отклонений $t_s \le 3$ с. Для выбранных показателей качества уравнение эталонной динамики имеет вид

$$\dddot{y} + 12\ddot{y} + 47\dot{y} + 60y = 60r.$$

Параметры фильтра оценок производных выходной переменной определим согласно условиям устойчивости адаптивной системы, полученным в [2]:

$$\dddot{\hat{y}} + 70\ddot{\hat{y}} + 2000\dot{\hat{y}} + 24000\hat{y} = 24000y.$$

Регулятор с адаптором полного порядка описывается уравнениями (11), (12а). Для систем пониженного порядка регулятор с одним контуром настройки (сигнальная адаптация) описывается (19), а регулятор с двумя контурами настройки (сигнально-параметрическая адаптация) – выражениями

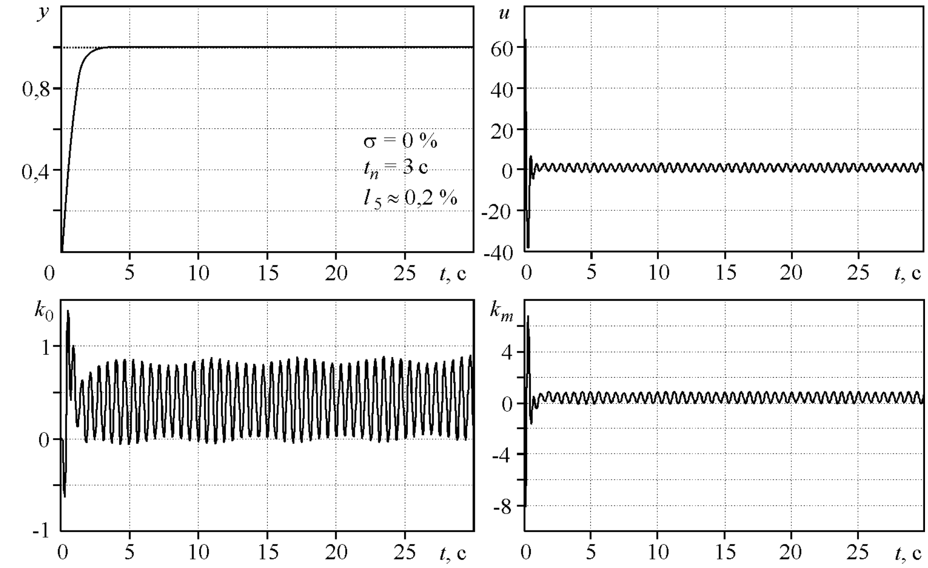

Рис. 1. Процессы в системе пониженного порядка с сигнально-параметрической адаптацией (два контура настройки: k_0, k_m) при $\omega_1 = \omega_2 = 1$, $\omega_0 = 10$, $\gamma_0 = \gamma_m = 3$

(16) и (21). Анализ свойств адаптивных систем выполнен при следующих параметрах возмущений:

$$a_{00} = a_{10} = a_{20} = 1, \quad \omega_i = [0{,}01,\ 0{,}1,\ 1{,}0\ \ 10], \quad A_i = [0{,}01,\ 0{,}1,\ 1{,}0,\ 10].$$

При нулевых начальных условиях в системах полного и пониженного порядков удается обеспечить заданное качество по быстродействию и точности. Процессы на выходах системы, регулятора и контуров настройки при еди-

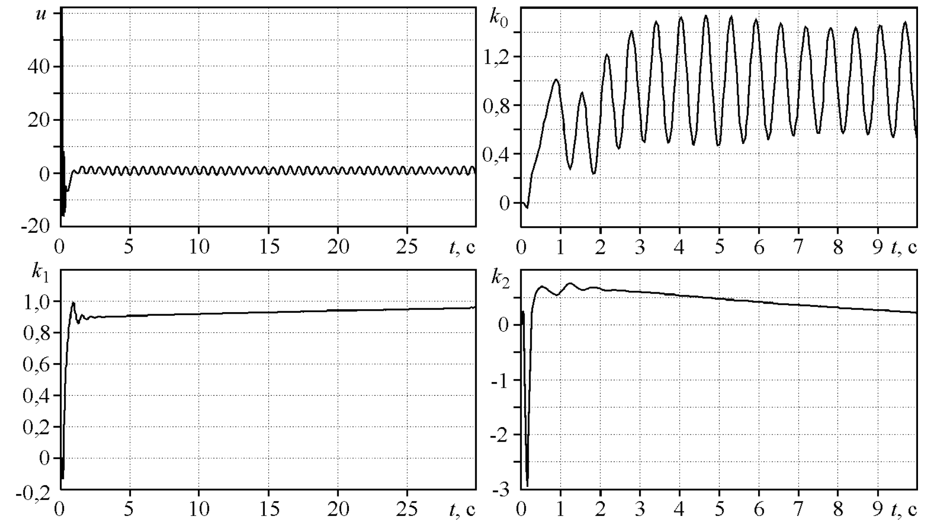

Рис. 2. Выходные процессы регулятора и адаптора в системе полного порядка (три контура настройки: k_0, k_1, k_2) при $\omega_1 = \omega_2 = 1$, $\omega_0 = 10$, $\gamma_0 = 4$, $\gamma_1 = \gamma_2 = 1$

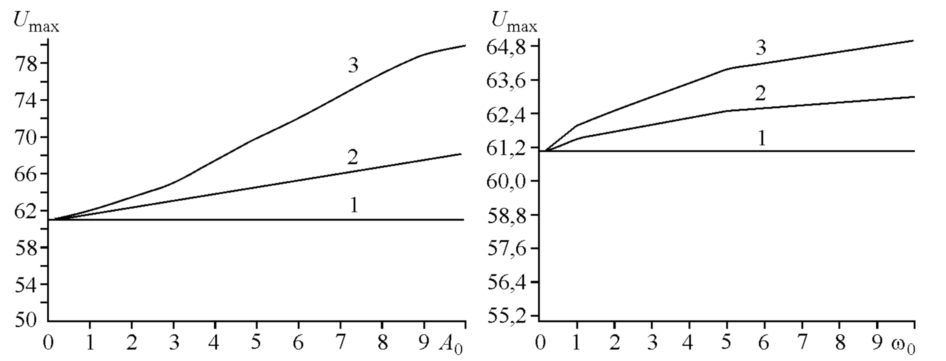

Рис. 3. Зависимости максимального значения управляющего воздействия от амплитуды и частоты параметрических возмущений (1 – система полного порядка, 2 – система с двумя контурами настройки, 3 – система с одним контуром настройки)

ничном ступенчатом входном сигнале показаны на рис. 1, 2. Во всех системах с моделированными параметрическими возмущениями переходный процесс удовлетворяет требуемым показателям качества при соответствующем выборе коэффициентов передачи адаптора (см. рис. 1). В зависимости от темпа возмущений процессы на выходах регулятора и адаптора меняются, парирование быстроменяющихся возмущений возможно при соответствующем ресурсе управления. Повышение темпа возмущений приводит к необходимости увеличения коэффициентов передачи адапторов и, как следствие, в начальный момент работы системы под влиянием частоты и амплитуды параметрических возмущений возрастает величина сигнала управления, что отражено на рис. 3.

Заключение. Сравнение свойств адаптивных систем полного и пониженного порядков, синтезированных по принципу локализации, приводит к следующим выводам. При нулевых начальных условиях в системах обеспечивается требуемое качество процессов по быстродействию и динамической точности. В зависимости от темпа возмущений выбираются значения коэффициентов передачи адаптора, которые, в свою очередь, влияют на управляющее воздействие. В системах с двумя контурами адаптации при максимальном темпе параметрических возмущений величина предельного управляющего воздействия меньше в 1,5–2 раза, чем в системах с одним контуром адаптации. Можно заключить, что требования к ресурсу управления зависят от порядка адаптора, количества параметрических возмущений и их темпа. Таким образом, рассмотренные системы различаются между собой по величине требуемого ресурса управления, необходимого для обеспечения заданной динамической точности.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Востриков А. С.** Синтез нелинейных систем методом локализации. Новосибирск: Наука, 1990.
2. **Шпилевая О. Я.** Стабилизация динамических характеристик на основе принципа адаптации // Электронная техника. 1993. Сер. 7, вып. 2–3. С. 10.
3. **Павлов В. Н., Соловьев И. Г.** Системы прямого адаптивного регулирования. М.: Наука, 1989.

4. **Tao G.** Adaptive Control Design and Analysis (Adaptive and Learning Systems for Signal Processing, Communications and Control Series). New Jersey, 2003.
5. **Anderson B. D. O., Bitmead R. R., Johnson C. R. Jr., Kokotovic P. V.** Stability of adaptive systems: passivity and averaging analysis // Mit Press Series in Signal Processing, Optimization, and Control. 1986. N 8.
6. **Мееров М. В.** Синтез структур систем автоматического регулирования высокой точности. М.: Наука, 1967.
7. **Уткин В. И.** Скользящие режимы в задачах оптимизации и управления. М.: Наука, 1981.
8. **Ioannou P. A., Kokotovic P. V.** Adaptive Systems which Reduced Models. Berlin: Springer-Verlag, 1983.
9. **Druzhinina M. V., Fradkov A. L.** Reduced order shunt nonlinear adaptive controller // Proc. 4th European Control Conference. Brussels, 1997.
10. **Никифоров В. О.** Адаптивное управление без измерения производных выходного сигнала // Изв. вузов. Приборостроение. 1996. № 8–9. С. 50 (Ч. 1); 1997. № 4. С. 28 (Ч. 2).
11. **Андриевский Б. Р., Стоцкий А. А., Фрадков А. Л.** Алгоритмы скоростного градиента в задачах управления и адаптации // АиТ. 1988. № 12. С. 3.
12. **Vostrikov A. S., Shpilevaya O. Y.** Nonlinear control systems with fast adaptive algorithm // Proc. of the IASTED Intern. Conf. “Modelling, Identification, and Control”. Switzerland, 2004. P. 444.

Новосибирский государственный
технический университет,
E-mail: shpilev@ait.cs.nstu.ru

Поступила в редакцию
29 сентября 2005 г.