УДК 681.513.6

ДИСКРЕТНЫЕ АДАПТИВНЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ ДЛЯ СИСТЕМ С ПАРАМЕТРИЧЕСКИМИ ВОЗМУЩЕНИЯМИ

О. Я. Шпилевая

Новосибирский государственный технический университет,
630092, г. Новосибирск, просп. К. Маркса, 20
E-mail: oyas07@yandex.ru

Представлены процедуры синтеза дискретных одноканальных систем управления, обладающих заданными качественными показателями переходных процессов, в условиях неопределённости модели объекта. Рассмотрен интегральный закон настройки параметров регулятора относительно рассогласования между текущим и желаемым значениями выходной переменной на старшем шаге. Приведены результаты анализа замкнутой системы, выполненного с помощью дискретного аналога второго метода Ляпунова.

Ключевые слова: одноканальные системы управления, адаптивный регулятор, неконтролируемые возмущения, устойчивость.

Введение. Методы проектирования цифровых систем управления имеют свою специфику и отличаются от методов, применяемых при анализе и синтезе непрерывных систем. Алгоритмы, используемые при расчёте цифровых систем и построении их дискретных моделей, как правило, реализуются с помощью микроконтроллеров [1–7]. Один цифровой регулятор способен заменить несколько аналоговых. Кроме этого сложные законы управления часто имеют более простую реализацию в цифровом виде. Отличительной особенностью цифровых систем управления является то, что они выполняют дополнительные функции, такие как связь с другими подсистемами, в том числе регуляторами, архивирование данных и т. д. [3–5].

Дискретные адаптивные системы с идентификацией параметров объекта управления представлены в [1, 2, 6–9]. Реализация адаптивных систем управления связана с большим объёмом вычислений. В [9] рассмотрен синтез робастно-адаптивных систем управления линейными нестационарными объектами при условии, что задана априорная гарантированная оценка скорости изменения их параметров во времени. Показано, что решение задачи синтеза оптимального относительно некоторого аддитивного функционала адаптивного управления в реальном масштабе времени требует большого объёма вычислений. Из многолетнего опыта проектирования и анализа таких систем известно, что в условиях параметрической неопределённости и переменных внешних возмущений сложно обеспечить устойчивость и требуемую точность выходных процессов, когда полный порядок объекта управления выше двух. Поэтому разработка подходов к синтезу дискретных адаптивных систем управления как линейными нестационарными, так и нелинейными объектами попрежнему актуальна.

В данной работе предложен новый подход к построению дискретных адаптивных регуляторов для линейных одноканальных объектов с неизвестными переменными параметрами. Особенность рассматриваемого подхода состоит в том, что для настройки параметров регулятора используется рассогласование между выходной переменной системы и её желаемым (эталонным) значением на старшем шаге. Описание структуры и некоторых свойств дискретных адаптивных систем в условиях параметрических возмущений для объектов низкого порядка приведено в [10, 11]. В работе [12] обсуждаемый подход применён для синтеза непрерывной системы с аддитивной настройкой.

Известно, что переход от дифференциальных уравнений с переменными коэффициентами к уравнениям в разностной форме сопряжён с определёнными трудностями. В данной работе выполнено такое преобразование при условии, что коэффициенты в исходной непрерывной модели постоянны. Однако при этом возникает неопределённость не только коэффициентов разностного уравнения, но и его относительного порядка. Таким образом, зависимость от времени коэффициентов непрерывной модели приводит к параметрической и структурной неопределённости модели в разностной форме. В предлагаемой работе показано, что синтезированный дискретный адаптивный регулятор обеспечивает заданные качественные показатели переходных процессов в условиях неопределённости модели объекта. Выполнен анализ свойств замкнутых систем при постоянных неизвестных параметрах, а также при ограниченных параметрических возмущениях.

Постановка задачи управления. Рассмотрим одноканальный объект управления, модель которого задана уравнением вида

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

где $y(t)$, $u(t)$ — выходная и управляющая переменные; $\alpha_i(t)$, $\beta_j(t)$, $i=\overline{0,n-1}$, $j=\overline{0,m}$, $n\geq m$, — неизвестные, ограниченные по модулю и производным коэффициенты, принадлежащие ограниченному множеству Ω_ρ; $\beta_0(t)\neq 0$; нули системы (1) имеют отрицательные вещественные части для любого t $(0\leq t<\infty)$.

Пусть в модели объекта (1) номинальные значения параметров постоянны. Полагая наличие экстраполятора нулевого порядка на входе объекта и применяя Z-преобразование к (1), перейдём к модели объекта в операторной форме:

$$A(z)y_\kappa=B(z)u_\kappa, \tag{2}$$

где y_κ, u_κ — значения выходной и управляющей переменных на κ-м шаге; $A(z)=\sum\limits_{i=0}^{n}a_iz^i$, $B(z)=\sum\limits_{l=0}^{L}b_lz^l$, $a_n=1$, $b_0\neq 0$, $n>L$. Относительно свойств объекта делаем следующие допущения: объект управляем, многочлены $A(z)$ и $B(z)$ не имеют равных корней, многочлен $B(z)$ является устойчивым, корни уравнения $B(z)=0$ лежат внутри круга единичного радиуса $(|z_i|<1)$, коэффициенты a_i и b_l ограничены по модулю и неизвестны.

В общем случае a_i и b_l зависят от κ. Допустим, что a_i и b_l изменяются в ограниченном диапазоне значений на каждом шаге не более чем на Δa_i и Δb_l и значения приращений не зависят от номера шага:

$$|a_{i(\kappa+1)}-a_{i\kappa}|\leq\Delta a_i;\quad |b_{l(\kappa+1)}-b_{l\kappa}|\leq\Delta b_l, \tag{3}$$

$$|\Delta a_i|/|a_{i\kappa}|<1,\quad |\Delta b_l|/|b_{l\kappa}|<1,\quad \Delta a_i,\Delta b_l=\mathrm{const}\,. \tag{4}$$

Согласно (3) и (4) перейдём от (2) к разностному уравнению вида

$$y_{\kappa+n}=-\sum_{i=0}^{n-1}a_iy_{\kappa+i}+\sum_{l=0}^{L}b_lu_{\kappa+l}. \tag{5}$$

Цель функционирования системы управления задана предельным условием

$$\lim_{\kappa\to\infty}(r_\kappa-y_\kappa)\approx 0, \tag{6}$$

где $r_\kappa = r_{\kappa+1} = r = \mathrm{const}$ — эталонное входное воздействие на систему. При этом требуется обеспечить определённое качество переходных процессов по быстродействию, которое оценивается временем переходного процесса t_n, и по перерегулированию σ. По данным показателям определяются коэффициенты желаемого дифференциального уравнения

$$y^{(n)}(t) = -\sum_{i=0}^{n-1} \alpha_i^* y^{(i)}(t) + \beta^* r.$$

Переход к его разностной форме осуществляется с помощью Z-преобразования:

$$y^*_{\kappa+n} = -\sum_{i=0}^{n-1} a_i^* y_{\kappa+i} + b^* r_\kappa, \tag{7}$$

где a_i^*, b^* — коэффициенты желаемого разностного уравнения. Уравнение (7) описывает эталонную модель. Нетрудно видеть, что поставленная цель (6) соответствует асимптотическому условию

$$\varepsilon_{\kappa+n} \to 0 \quad \text{при} \quad \kappa \to \infty. \tag{8}$$

Здесь $\varepsilon_{\kappa+n} = y_{\kappa+n} - y^*_{\kappa+n}$ — рассогласование между текущим и желаемым значениями выходной переменной на старшем шаге.

Задача синтеза состоит в определении адаптивного закона управления и алгоритма настройки параметров регулятора, которые обеспечивают выполнение условия (8) независимо от параметрической неопределённости рассматриваемого вида.

Синтез дискретного адаптивного регулятора. На первом этапе расчёта системы определяется уравнение основного контура. Допустим, что траектории систем (5) и (7) достаточно близки. Найдём идеальный закон управления методом эталонного уравнения. С этой целью приравниваются правые части уравнений (5) и (7), а затем из равенства выражаются элементы, зависящие от $u_{\kappa+i}$:

$$\sum_{l=0}^{L} b_l u_{\kappa+l} = \sum_{i=0}^{n-1} a_i y_{\kappa+i} - \sum_{i=0}^{n-1} a_i^* y_{\kappa+i} + b^* r_\kappa.$$

Так как a_i и b_l неизвестны, то в полученном уравнении они заменяются настраиваемыми параметрами, а именно: a_i величиной $k_{i\kappa}$ и b_l величиной $k^b_{l\kappa}$. В результате реальный закон управления принимает следующий вид:

$$\sum_{l=0}^{L} k^b_{l(\kappa+l)} u_{\kappa+l} = \sum_{i=0}^{n-1} (k_{i(\kappa+i)} - a_i^*) y_{\kappa+i} + b^* r_\kappa. \tag{9}$$

Полагаем, что найдены алгоритмы изменения $k^b_{l\kappa}$ и $k_{i\kappa}$, которые обеспечивают выполнение равенств $a_i - k_{iq} = 0$ и $b_l - k^b_{lq} = 0$ начиная с некоторого номера шага: $\kappa = q$. Тогда динамика системы (5), (9) соответствует (7), т. е.

$$y^*_{\kappa+n} = -\sum_{i=0}^{n-1} k_{i(\kappa+i)} y_{\kappa+i} + \sum_{l=0}^{L} k^b_{l(\kappa+l)} u_{\kappa+l}. \tag{10}$$

Уравнение для рассогласования $\varepsilon_{\kappa+n}$ определяется вычитанием (5) из (10):

$$y^*_{\kappa+n} - y_{\kappa+n} = \sum_{i=0}^{n-1}(a_i - k_{i(\kappa+i)})y_{\kappa+i} + \sum_{l=0}^{L}(k^b_{l(\kappa+l)} - b_l)u_{\kappa+l}.$$

Это уравнение описывает обобщённый настраиваемый объект, относительно которого параметры регулятора $k_{i\kappa}$ и $k^b_{l\kappa}$ являются управляющими воздействиями. Отсутствие достоверной информации об относительном порядке модели объекта в разностной форме приводит к необходимости использования в замкнутой системе значений выходной переменной на старшем шаге с целью обеспечения требуемого быстродействия процесса парирования переменных возмущений. По аналогии с алгоритмами, приведёнными в [10, 11], изменение $k_{i\kappa}$ и $k^b_{l\kappa}$ организуется в зависимости от $\varepsilon_{\kappa+n}$ по типовому интегральному закону в разностной форме:

$$\begin{aligned} k_{i(\kappa+1)} &= k_{i\kappa} + \gamma_i y_{\kappa+i}(y^*_{\kappa+n} - y_{\kappa+n}); \\ k^b_{l(\kappa+1)} &= k^b_{l\kappa} - \gamma^b_l u_{\kappa+l}(y^*_{\kappa+n} - y_{\kappa+n}), \end{aligned} \tag{11}$$

где $\gamma_i, \gamma^b_l = \text{const}$ — коэффициенты передачи адаптора. Замкнутая система с адаптивным регулятором описывается уравнениями (5), (9) и (11).

Анализ сходимости процессов в системе с неизвестными постоянными параметрами. В [2] приведены необходимое и достаточное условия устойчивости дискретных адаптивных систем. Необходимым условием является устойчивость замкнутого контура с точно построенным фиксированным регулятором. Сходимость оценок параметров, требуемых для алгоритма управления, к их истинным значениям — достаточное условие устойчивости. В рассматриваемом классе адаптивных дискретных систем необходимое условие выполняется благодаря выбранной последовательности расчёта основного контура, в которой используется уравнение устойчивой эталонной модели. Достаточное условие доказывается с помощью дискретного аналога второго метода Ляпунова.

Рассмотрим частный случай, полагая, что система стационарна, т. е. $\Delta a_i = \Delta b_l = 0$ для $i = \overline{0, n-1}$ и $l = \overline{0, L}$.

Утверждение 1. Замкнутая система (5), (9) и (11) асимптотически устойчива во всей рабочей области, если $\Delta a_i = \Delta b_l = 0$ для $i = \overline{0, n-1}$, $l = \overline{0, L}$ и существуют такие γ и $\delta_x \neq 0$, что $\|x\|^2 \le \delta_x$, $0 < \gamma < 2/\delta_x$, где $x^T = (y_\kappa, \ldots, y_{\kappa+n-1}, u_\kappa, \ldots, u_{\kappa+L})$ — вектор измерений; $\gamma = \gamma_i = \gamma^b_l$.

Докажем это утверждение. Введём обозначения отклонений настраиваемых параметров регулятора от соответствующих параметров объекта:

$$s^a_{i\kappa} = a_i - k_{i\kappa}; \quad s^b_{l\kappa} = k^b_{l\kappa} - b_l. \tag{12}$$

Согласно принятым обозначениям и (11) имеем

$$s^a_{i(\kappa+1)} = s^a_{i\kappa} - \gamma_i y_{\kappa+i}\varepsilon_{\kappa+n}; \quad s^b_{l(\kappa+1)} = s^b_{l\kappa} - \gamma^b_l u_{\kappa+l}\varepsilon_{\kappa+n}. \tag{13}$$

Введём векторы отклонений и измерений:

$$s^T_\kappa = (s^a_{0\kappa}, \ldots, s^a_{(n-1)\kappa}, s^b_{1\kappa}, \ldots, s^b_{L\kappa}), \quad x^T = (y_\kappa, \ldots, y_{\kappa+n-1}, u_\kappa, \ldots, u_{\kappa+L}),$$

где $x, s_\kappa \in R^q$, $q = n + L + 1$. Из (12) и (13) следует, что если $s_\kappa \to 0$, то $\varepsilon_{\kappa+n} \to 0$ при $x \neq 0$. Рассмотрим положительную функцию

$$V_\kappa = \|s_\kappa\|^2, \tag{14}$$

где $\|w\|$ — евклидова норма вектора. Пусть $\gamma_i = \gamma_l^b = \gamma$; учитывая (12) и (13), функция (14) на $(\kappa+1)$-м шаге имеет вид

$$V_{\kappa+1} = \|s_{\kappa+1}\|^2 = \|s_\kappa\|^2 - 2\gamma(s_\kappa^T x)^2 + \gamma^2(s_\kappa^T x)^2\|x\|^2. \tag{15}$$

Используя выражения (14) и (15), находим первую разность анализируемой функции:

$$\Delta V_\kappa = -\gamma(s_\kappa^T x)^2(2 - \gamma\|x\|^2).$$

Отсюда следует, что ΔV_κ отрицательна, если выполняются условия

$$\|x\|^2 \leq \delta_x; \quad 0 < \gamma < 2/\delta_x, \tag{16}$$

где $\delta_x \neq 0$. Тогда достигается поставленная цель: $s_\kappa \to 0$ и $\varepsilon_{\kappa+n} \to 0$. Это значит, что начиная с некоторого номера шага траектория системы (5), (9) и (11) попадает в малую окрестность желаемой траектории, которая задана устойчивым по условию уравнением (7). Таким образом, утверждение 1 доказано.

Анализ сходимости процессов в системе с переменными параметрическими возмущениями. Рассмотрим дискретную систему (5), (9) и (11) с параметрическими возмущениями (3) и (4). Теперь значения a_i и b_l зависят от номера шага, т. е. $a_i = a_{i\kappa}$ и $b_l = b_{l\kappa}$. Полагаем, что параметры объекта могут изменяться на каждом шаге не более чем на Δa_i и Δb_l, значения которых не зависят от номера шага и удовлетворяют условиям (3) и (4). Причём оценки отклонений Δa_i и Δb_l известны. Рассмотрим наихудший случай, когда происходит максимальное по модулю изменение параметров: $a_{i(\kappa+1)} = a_{i\kappa} \pm \Delta a_i$, $b_{l(\kappa+1)} = b_{l\kappa} \pm \Delta b_l$.

Утверждение 2. Система (5), (9) и (11) с параметрическими возмущениями, удовлетворяющими условиям (3) и (4), асимптотически устойчива во всей рабочей области, если существуют такие положительные γ, δ^*, δ_ρ, δ_x и δ, что $\|x\|^2 \leq \delta_x$ при $\delta_x \neq 0$, $\min\limits_\kappa (s_\kappa^T x)^2 \geq \delta^*$, $\delta_\rho = (\rho^T\rho)/(\delta^*\delta)$ и $\delta_\rho < 2/\delta_x$, $2/\|x\|^2 - \gamma < \delta$, для которых справедливо неравенство $\delta_\rho < \gamma < 2/\delta_x$, где $\rho^T = (\Delta a_0, \ldots, \Delta a_{n-1}, \Delta b_0, \ldots, \Delta b_l)$ — вектор вариаций параметров.

Докажем данное утверждение. Анализ системы (5), (9) и (11) выполним с помощью функции V_κ прежнего вида (14). Параметрические рассогласования на $(\kappa+1)$-м шаге равны

$$\begin{aligned} s^a_{i\kappa+1} &= a_{i\kappa+1} - k_{i\kappa+1} = s^a_{i\kappa} + \Delta a_i - \gamma_i y_{\kappa+1} s_\kappa^T x; \\ s^b_{l\kappa+1} &= b_{l\kappa+1} - k^b_{l\kappa+1} = s^b_{l\kappa} + \Delta b_l - \gamma_l^b u_{\kappa+1} s_\kappa^T x. \end{aligned} \tag{17}$$

Введём вектор вариаций параметров $\rho^T = (\Delta a_0, \ldots, \Delta a_{n-1}, \Delta b_0, \ldots, \Delta b_l)$ и допустим, что $\gamma_i = \gamma_l^b = \gamma$. Согласно (11) и (17) выражение для первой разности исследуемой функции V_κ запишется в виде

$$\Delta V_\kappa = -2\gamma(s_\kappa^T x)^2 + \gamma^2(s_\kappa^T x)^2\|x\|^2 + \|\rho\|^2 + 2\rho^T s_\kappa - 2x^T\Gamma\rho s_\kappa^T x, \tag{18}$$

где $\Gamma = \gamma I$ (I — единичная матрица соответствующего размера). Теперь определим условие отрицательности ΔV_κ. Из (18) следует, что $\Delta V_\kappa < 0$, если

$$\frac{\rho^T \rho}{\delta^* \delta} < \gamma < \frac{2}{\|x\|^2}; \quad \delta_\rho < \frac{2}{\|x\|^2}, \tag{19}$$

где δ^*, $\delta > 0$. Неравенство (19) приводится к виду

$$\delta_\rho < \gamma < 2/\delta_x. \tag{20}$$

Из (19) следует, что коэффициент передачи адаптора зависит от рассогласования между параметрами регулятора и объекта, которое в устойчивой системе имеет максимальное значение в начальный момент времени. Кроме того, он зависит от вариаций коэффициентов объекта, верхняя оценка которых полагается известной. Если условие (19) выполняется, то существует такое γ, при котором процессы в системе сходятся к заданной траектории (8). Таким образом, получено достаточное условие асимптотической устойчивости (20) системы (5), (9) и (11) и тем самым утверждение 2 доказано.

Утверждение 3. Алгоритмы (11) обеспечивают сходимость $k_{i\kappa} \to a_{i\kappa}$, $k^b_{l\kappa} \to b_{l\kappa}$ и заданные динамические свойства (8) дискретной системы (5), (9) при ненаблюдаемых возмущениях (3) и (4), если выполняется условие (20) (или (16) для $\Delta a_i = \Delta b_l = 0$, $i = \overline{0, n-1}$, $l = \overline{0, L}$).

Для доказательства последнего утверждения перейдём от (9) к уравнению

$$y_{\kappa+n} = -\sum_{i=0}^{n-1} (a_{i(\kappa+i)} - k_{i(\kappa+i)}) y_{\kappa+i} - \sum_{l=0}^{L} (k^b_{l(\kappa+l)} - b_{l(\kappa+l)}) u_{\kappa+l} + y^*_{\kappa+n}. \tag{21}$$

В системе (21) управляющими воздействиями являются $k_{i(\kappa+i)}$ и $k^b_{l(\kappa+l)}$, изменение которых осуществляется согласно алгоритмам (11). Из асимптотической устойчивости дискретной системы при действии возмущений рассмотренного вида (3) и (4) следует, что алгоритмы (11) обеспечивают достижение поставленной цели (8) в системе (5), (9).

Реализация предложенного адаптивного регулятора предполагает введение в систему устройства оценки выходных переменных на n шагов вперёд (фильтра). При выборе структуры и параметров фильтра можно воспользоваться рекомендациями, приведёнными в [13–15]. Как правило, используются линейные структуры, параметры определяются из условия обеспечения желаемых динамических свойств контура быстрых движений. В [15] предложена модель прогнозирующего фильтра вида

$$\mu z_{\kappa+1} = \Lambda z_\kappa + N y_\kappa, \quad \rho_\kappa = P z_\kappa,$$

где $\mu = \text{const} > 0$; Λ, N, P — матрицы соответствующих размеров; z_κ — вектор состояния наблюдателя; ρ_κ — оценка y_κ; $\rho_{\kappa+1}$ — оценка y на $(\kappa+1)$-м шаге. В случае адаптивных систем подсистема быстрых движений, в контур которой входит фильтр, нелинейна. В результате чего обеспечение устойчивости контура, в который входит фильтр n-го порядка, является непростой задачей.

Другой способ оценки выходных переменных [1] применим к разностной модели системы, полученной Z-преобразованием со сдвигом по времени вправо:

$$y_{\kappa+1} = -\sum_{i=0}^{n-1} a_{(n-i)(\kappa-i)} y_{\kappa-i} + \sum_{l=0}^{L} b_{(L-l)(\kappa-l)} u_{\kappa-l};$$

$$\sum_{l=0}^{L} k^b_{(L-l)\kappa} u_{\kappa-l} = -\sum_{i=0}^{n-1} a^*_{n-i} y_{\kappa-i} + b^* r_\kappa + \sum_{i=0}^{n-1} k_{(n-i)\kappa}, y_{\kappa-i}; \qquad (22)$$

$$k_{(n-i)(\kappa+1)} = k_{(n-i)\kappa} + \gamma_i y_{\kappa-i}(y^*_{\kappa+1} - y_{\kappa+1});$$

$$k^b_{(L-l)(\kappa+1)} = k^b_{(L-l)\kappa} - \gamma^b_l u_{\kappa-l}(y^*_{\kappa+1} - y_{\kappa+1}).$$

Условия сходимости процессов в системе (22) не изменятся. Нетрудно показать, что они являются частным случаем условий (16) или (20) [10, 16]. Оценку $y_{\kappa+1}$ можно получить, используя значения выходной и управляющей переменных системы на предыдущих шагах, т. е. учитывая «историю» процесса.

Заключение. В данной работе рассмотрен синтез дискретных адаптивных регуляторов для линейных одноканальных объектов с неизвестными переменными параметрами. Переменные параметрические возмущения исходного непрерывного объекта порождают неопределённость коэффициентов разностного уравнения и его относительного порядка. Отсутствие достоверной информации об относительном порядке модели объекта в разностной форме приводит к необходимости использования в замкнутой системе информации о выходной переменной на старшем шаге. Показано, что синтезированный дискретный адаптивный регулятор обеспечивает заданные качественные показатели переходных процессов в условиях неопределённости модели объекта рассмотренного вида. Анализ сходимости процессов к эталонной траектории выполнен с помощью дискретного аналога второго метода Ляпунова. Полученные достаточные условия асимптотической устойчивости синтезированной системы установили зависимость коэффициента передачи адаптора от рассогласования между параметрами регулятора и объекта, которое в устойчивой системе имеет максимальное значение в начальный момент времени. Кроме того, он зависит от вариаций коэффициентов объекта, верхняя оценка которых полагается известной.

Обобщая полученные результаты, выделим некоторые особенности рассмотренных систем. Настройка параметров дискретного регулятора осуществляется по интегральному закону от рассогласования между выходной переменной системы и её эталонным значением на старшем шаге. Расчёт значений коэффициентов передачи адаптора выполняется по априори полученным оценкам начальных рассогласований в системе и максимально возможного отклонения параметров объекта от своих номинальных значений. Реализация предложенного адаптивного регулятора предполагает введение в систему наблюдателя состояния.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Деревицкий Д. П., Фрадков А. Л.** Прикладная теория дискретных адаптивных систем управления. М.: Наука, 1981. 216 с.
2. **Изерман Р.** Цифровые системы управления. М.: Мир, 1984. 541 с.
3. **Иванов В. А., Ющенко А. С.** Теория дискретных систем автоматического управления. М.: Наука, 1983. 336 с.
4. **Острем К., Виттенмарк В.** Системы управления с ЭВМ. М.: Мир, 1987. 480 с.

5. **Солодовников В. В., Коньков В. Г., Суханов В. А.** Микропроцессорные автоматические системы регулирования. Основы теории и элементы: Учеб. пособие. М.: Высш. шк., 1991. 256 с.
6. **Соколов В. Ф.** Адаптивное робастное управление дискретным скалярным объектом в l_1-постановке // АиТ. 1998. **59**, № 3. С. 107–131.
7. **Александров А. Г.** Методы построения систем автоматического управления. М.: Физматлит, 2008. 232 с.
8. **Теряев Е. Д., Шамриков Б. М.** Цифровые системы и поэтапное адаптивное управление. М.: Наука, 1999. 330 с.
9. **Кунцевич В. М., Кунцевич А. В.** Синтез робастно-адаптивных систем управления линейными нестационарными объектами при ограниченных возмущениях // Проблемы управления и информатики. 2006. № 1–2. С. 87–102.
10. **Афиногенова Т. Ю., Шпилевая О. Я.** Нелинейное адаптивное управление нестационарными объектами // Шестой Санкт-Петербургский симпозиум по теории адаптивных систем: Сб. тр. С.-Пб., 1999. Т. 2. С. 21–23.
11. **Шпилевая О. Я., Суханов Д. А., Афиногенова Т. Ю.** О свойствах дискретной адаптивной системы // Научные основы высоких технологий: Матер. междунар. науч.-техн. конф. Новосибирск, 1997. Т. 1. С. 46–48.
12. **Шпилевая О. Я.** Системы управления с аддитивной настройкой на основе метода вектора скорости // Автометрия. 2011. **47**, № 3. С. 92–99.
13. **Клевакин В. Н.** Синтез дискретных алгоритмов автоматического управления на основе метода локализации: Автореф. дисс. ... канд. техн. наук. Новосибирск: НЭТИ, 1986. 16 с.
14. **Мучкин В. С.** Расчет структур дискретного управления на основе принципа локализации // Автоматическое управление объектами с переменными характеристиками: Межвуз. сб. науч. тр. Новосибирск: НЭТИ, 1989. С. 94–98.
15. **Востриков А. С., Воевода А. А., Мучкин В. С.** Дискретные системы автоматического управления на основе метода локализации: Учеб. пособие. Новосибирск: НЭТИ, 1990. 176 с.
16. **Afinogenova T. Yu., Shpilevaya O. Ya.** Choice of discrete adaptive regulator parameters // Proc. of the 6th Intern. Conf. APEIE-2002. Novosibirsk, Russia, 2002. Vol. 1. P. 126–131.

Поступила в редакцию 23 апреля 2012 г.