

УДК 681.5

doi:10.15217/issn1684-8853.2017.4.25

# МОДИФИКАЦИЯ ПРЕДИКТОРА СМИТА ДЛЯ ЛИНЕЙНОГО ОБЪЕКТА С ПЕРЕМЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

**М. В. Бураков<sup>а</sup>**, канд. техн. наук, доцент

**А. С. Коновалов<sup>а</sup>**, доктор техн. наук, профессор

<sup>а</sup>Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, Санкт-Петербург, РФ

**Постановка проблемы:** предиктор Смита является эффективным инструментом для управления системами с запаздыванием, однако его использование требует точной оценки параметров объекта управления. Таким образом, для объектов с переменными параметрами требуется введение в структуру предиктора Смита дополнительного контура адаптации. **Цель исследования:** разработка модификации предиктора Смита, которая позволяет работать в условиях изменения коэффициента усиления объекта управления, описываемого передаточной функцией. **Результаты:** рассмотрены различные варианты организации контура адаптации предиктора Смита: на основании правила МПТ, функций Ляпунова, на базе линейного ПИД-регулятора и адаптивного регулятора с эталонной моделью, использующей функции чувствительности замкнутой системы относительно параметров ПИД-регулятора. На основании компьютерных экспериментов обоснован выбор контура адаптации, обеспечивающего работу предиктора Смита в условиях изменения передаточной функции объекта управления. **Практическая значимость:** алгоритм адаптации предиктора Смита, предложенный в данной работе, перспективен для реализации в системах управления объектами с запаздыванием.

**Ключевые слова** — предиктор Смита, адаптивная система, ПИД-регулятор, генетический алгоритм.

## Введение

Предиктор Смита [1, 2] в комбинации с ПИД-регулятором часто используется при управлении объектами с запаздыванием, в том числе в химической, металлургической промышленности и топливно-энергетическом комплексе. Работа этого устройства основана на использовании точной модели объекта управления в виде передаточной функции и звена запаздывания. Если же параметры модели отличаются от параметров объекта или объект имеет переменные параметры, то в системе с предиктором Смита возможно ухудшение качества переходных процессов или потеря устойчивости. Поэтому существующие классические подходы управления линейными системами с запаздыванием в последние годы совершенствуются на базе методов адаптивного управления [3–5].

В работе [6] была рассмотрена задача адаптации системы с предиктором Смита для объекта с переменным запаздыванием, а в данной работе рассматривается задача управления линейным динамическим объектом с запаздыванием и переменными параметрами. При этом запаздывание полагается постоянным, но требуется коррекция параметров ПИД-регулятора, который должен поддерживать заданные показатели качества переходного процесса. Одним из вариантов адаптации «в малом» здесь является переход от линейного ПИД-регулятора к нечеткому регулятору ПИД-типа [7, 8] или нейроПИД-регулятору [9].

В более общей постановке задача может быть решена с использованием адаптивного управления с эталонной моделью [10, 11] или супервизорного управления ПИД-регулятором на базе нечеткой логики [12–14] или нейросетевых технологий [15, 16].

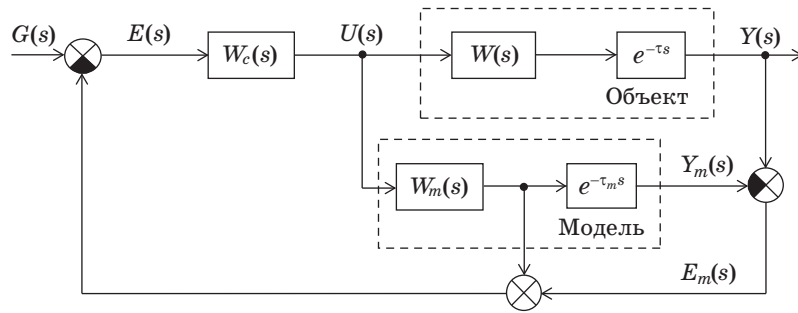
В настоящей работе анализируется организация блока адаптации предиктора Смита для двух вариантов: с изменением только коэффициента усиления объекта и когда меняется и коэффициент усиления, и параметры передаточной функции объекта. Для настройки параметров блока адаптации при первом варианте задачи используется генетический алгоритм [17, 18]. При второй постановке задачи используется принцип адаптации с эталонной моделью. Качество работы адаптивного предиктора Смита исследуется с помощью компьютерного моделирования.

## Предиктор Смита и его модификации

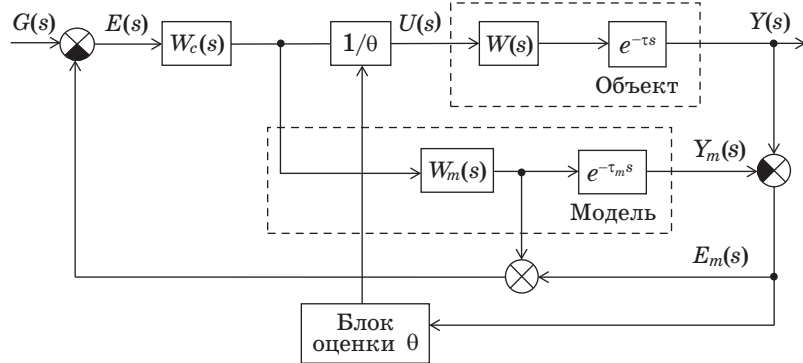
Линейной системе с запаздыванием, замкнутой единичной обратной связью, соответствует передаточная функция (ПФ) вида

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{W_c(s)W(s)e^{-\tau s}}{1 + W_c(s)W(s)e^{-\tau s}}, \quad (1)$$

где  $Y(s)$  и  $R(s)$  — выход и вход системы;  $W_c(s)$  — ПФ регулятора (ПИД-регулятора);  $W(s)e^{-\tau s}$  — ПФ объекта управления.



■ **Рис. 1.** Вариант описания предиктора Смита:  $E(s)$  — ошибка управления;  $U(s)$  — сигнал управления;  $G(s)$  — задающее воздействие  
 ■ **Fig. 1.** Variant of the description of Smith predictor:  $E(s)$  — error;  $U(s)$  — control signal;  $G(s)$  — reference input



■ **Рис. 2.** Предиктор Смита с контуром адаптации  
 ■ **Fig. 2.** The Smith predictor with adaptation circuit

В предикторе Смита для предсказания используется модель объекта управления, состоящая из ПФ  $W_m(s)$  и транспортной задержки  $\tau_m$  (рис. 1).

При равенстве параметров объекта и модели ( $W_m(s) = W(s)$  и  $\tau_m = \tau$ ) выполняется условие

$$E_m(s) = Y(s) - Y_m(s) = 0$$

и ПФ системы с предиктором Смита приобретает вид

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{W_c(s)W(s)e^{-\tau s}}{1 + W_c(s)W(s)}. \quad (2)$$

Очевидно, характеристический полином (2), в отличие от (1), не зависит от задержки. Однако коэффициент усиления объекта может отличаться от коэффициента усиления модели:

$$W(s) = \theta W_m(s). \quad (3)$$

В этом случае

$$E_m(s) = U(s)e^{-\tau s}(W(s) - \theta W_m(s)).$$

Ошибка оказывается равна нулю при выполнении условия (3).

Передаточную функцию ПИД-регулятора можно переписать в виде

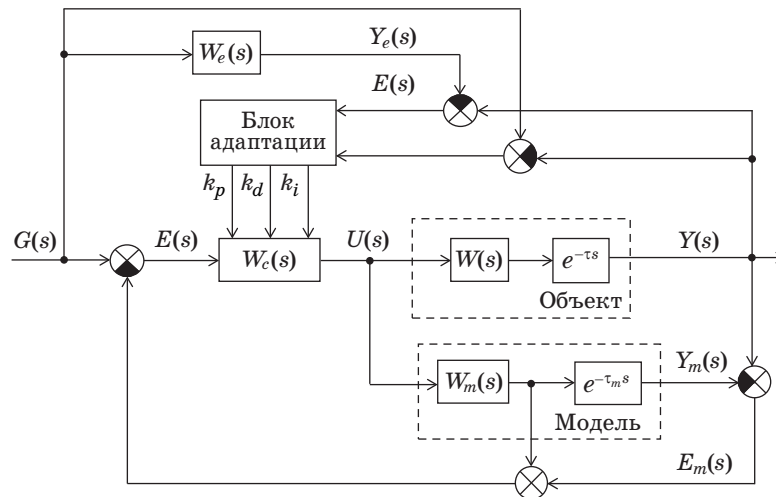
$$W_c(s) = k_p \left( 1 + T_d s + \frac{1}{T_i s} \right), \quad (4)$$

где коэффициенты  $k_p$ ,  $T_d$  и  $T_i$  рассчитываются однократно при номинальных параметрах модели.

Исходя из (4), для обеспечения постоянных параметров переходного процесса необходимо изменять пропорциональный коэффициент по закону

$$k(t) = \frac{k_p}{\theta(t)}. \quad (5)$$

Таким образом, возникает задача адаптации коэффициента усиления. На основании (3) и (5) структура адаптивного предиктора Смита приобретает вид, показанный на рис. 2.



■ **Рис. 3.** Адаптивный предиктор Смита с эталонной моделью  
 ■ **Fig. 3.** Adaptive Smith predictor with a reference model

Рассмотрим далее вариант, когда меняется не только коэффициент усиления объекта управления, но и его ПФ в целом. Если считать, что величина задержки при этом неизменна, то возникает задача коррекции параметров ПИД-регулятора для улучшения качества переходного процесса. Для управления коэффициентами ПИД-регулятора может быть использован принцип адаптации с эталонной моделью (рис. 3).

Эталонная модель с ПФ  $W_e(s)$  описывает желаемую реакцию объекта управления. Выбор эталонной модели является частью процедуры проектирования. Модель выдает желаемый выход системы  $Y_m$  в ответ на входное воздействие  $G$ . Параметры регулятора изменяются в соответствии с ошибкой управления так, чтобы приблизить реальный выход объекта к желаемому выходу.

### Адаптация коэффициента усиления

Для организации контура адаптации возможны различные подходы.

Рассмотрим простой алгоритм адаптации, использующий так называемое правило MIT (Massachusetts Institute of Technology) [10, 11].

Определим целевую функцию, подлежащую минимизации, в виде

$$J(\theta) = \frac{1}{2} e^2(\theta).$$

Такая целевая функция всегда положительна, и уменьшение  $J(\theta)$  означает уменьшение  $e$ .

Правило MIT предполагает изменение настраиваемого параметра в направлении отрицательного градиента  $J$ :

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma \frac{\partial J}{\partial \theta} = -\gamma \left( e \frac{\partial e}{\partial \theta} \right).$$

Частная производная ошибки по параметру  $\theta$  описывает чувствительность ошибки к изменению параметра. Правило MIT можно объяснить следующим образом. Если параметры  $\theta$  изменяются значительно медленнее, чем состояние системы, тогда для того, чтобы сделать квадрат ошибки малым, нужно изменять параметры в направлении отрицательного градиента.

Коэффициент адаптации  $\gamma$  определяет длину шага в процессе минимизации (адаптации).

В соответствии с (3)

$$Y(s) = \theta W_m(s) e^{-\tau s} U(s);$$

$$Y_m(s) = W_m(s) e^{-\tau_m s} U(s).$$

Тогда ошибка будет равна

$$E(s) = Y(s) - Y_m(s) = (\theta W_m(s) - W_m(s)) e^{-\tau s} U(s);$$

$$\frac{\partial e}{\partial \theta} = W_m e^{-\tau s} U(s) = y_m.$$

В соответствии с правилом MIT

$$\frac{d\theta}{dt} = -k \left( e \frac{\partial e}{\partial \theta} \right) = -k e y_m;$$

$$\theta(t) = -k \int e(t) y_m(t) dt + \theta_0. \quad (6)$$

В рассматриваемой задаче начальное значение  $\theta_0 = 1$ .

Для описания закона изменения  $\theta$  может быть также использован аппарат функций Ляпунова.

Пусть объект управления без запаздывания описывается ПФ 1-го порядка

$$W(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{\theta k}{Ts+1};$$

$$Y(s)(Ts+1) = kU(s) \Rightarrow \dot{y}(t) = -\frac{1}{T}y(t) + \frac{\theta k}{T}u(t).$$

Аналогично при  $k = k_m$  и  $T = T_m$  для модели

$$Y(s)(Ts+1) = kU(s) \Rightarrow \dot{y}(t) = -\frac{1}{T}y(t) + \frac{k}{T}u(t).$$

Рассмотрим производную ошибки выхода:

$$\begin{aligned} \dot{e}(t) &= \dot{y}(t) - \dot{y}_m(t) = -\frac{1}{T}y(t) + \frac{\theta(t)k}{T}u(t) + \\ &+ \frac{1}{T}y_m(t) - \frac{k}{T}u(t) = -\frac{1}{T}e(t) + \frac{1}{T}(\theta(t)k - k)u(t). \end{aligned}$$

Функцию Ляпунова можно определить следующим образом ( $\lambda > 0$ ):

$$V(e, \theta) = \frac{1}{2} \left( Te^2(t) + \frac{1}{\lambda} (\theta(t)k - k)^2 \right).$$

Производная функции Ляпунова

$$\begin{aligned} \dot{V}(e, \theta) &= \frac{\partial V}{\partial e} \frac{\partial e}{\partial t} + \frac{\partial V}{\partial \theta} \frac{\partial \theta}{\partial t} = \\ &= Te(t) \left( -\frac{1}{T}e(t) + \frac{1}{T}(\theta(t)k - k)u(t) \right) - \frac{1}{\lambda} (\theta(t)k - k) \dot{\theta}(t) = \\ &= -e^2(t) + e(t)(\theta(t)k - k)u(t) - \frac{1}{\lambda} (\theta(t)k - k) \dot{\theta}(t) = \\ &= -e_y^2(t) + (\theta(t)k - k) \left( e(t)u(t) - \frac{1}{\lambda} \dot{\theta}(t) \right). \end{aligned}$$

Для того чтобы производная  $V$  всегда была отрицательной, можно потребовать выполнения условия

$$-\frac{1}{\lambda} \dot{\theta}(t) = e(t)u(t) = 0 \Rightarrow \dot{\theta}(t) = -\lambda e(t)u(t).$$

Таким образом:

$$\theta = -\lambda \int e(t)u(t)dt + \theta_0. \quad (7)$$

Хотя выражение (7) получено для объекта 1-го порядка, оно использует только ошибку выхода и может быть применено для объекта любого порядка.

Коэффициенты  $k$  в (6) и  $\lambda$  в (7) оказывают влияние на скорость процесса адаптации.

Произведение  $ke(t)$  в (6) или  $\lambda e(t)$  в (7) может рассматриваться как сигнал пропорционального регулятора. Можно предположить, что качество управления улучшится при усложнении закона управления:

$$\theta(t) = -\int \left( k_p e(t) + k_d \frac{de}{dt} + k_i \int e dt \right) y_m(t) dt + \theta_0. \quad (8)$$

Задача выбора постоянного значения  $k$  или  $\lambda$ , входящего в (6) и (7), достаточно проста, она решается методом проб и ошибок. Использование (8) требует предварительной фазы обучения в режиме офлайн, с этой целью может быть использован генетический алгоритм [18].

### Адаптивная коррекция параметров ПИД-регулятора

Правило МПТ, определяемое формулами (6) и (7), может быть использовано и для коррекции коэффициентов ПИД-регулятора.

Пусть объект управления описывается ПФ 3-го порядка:

$$W(s) = \frac{1}{s^3 + a_1 s^2 + a_2 s + a_3}.$$

Передаточная функция ПИД-регулятора

$$W_{pid}(s) = \frac{k_p s + k_d s^2 + k_i}{s}.$$

Тогда ПФ замкнутой системы имеет вид

$$W(s) = \frac{Y(s)}{G(s)} = \frac{k_p s + k_d s^2 + k_i}{s^4 + a_1 s^3 + (a_2 + k_d) s^2 + (a_3 + k_p) s + k_i}.$$

В соответствии с рис. 3  $e(t) = y(t) - y_e(t)$ , следовательно:

$$\frac{dk_p}{dt} = -\gamma_p \frac{\partial J}{\partial k_p} = -\gamma_p \left( \frac{\partial J}{\partial e} \right) \left( \frac{\partial e}{\partial y} \right) \left( \frac{\partial y}{\partial k_p} \right) = -\gamma_p e \left( \frac{\partial y}{\partial k_p} \right);$$

$$\frac{dk_i}{dt} = -\gamma_i \frac{\partial J}{\partial k_i} = -\gamma_i \left( \frac{\partial J}{\partial e} \right) \left( \frac{\partial e}{\partial y} \right) \left( \frac{\partial y}{\partial k_i} \right) = -\gamma_i e \left( \frac{\partial y}{\partial k_i} \right);$$

$$\frac{dk_d}{dt} = -\gamma_d \frac{\partial J}{\partial k_d} = -\gamma_d \left( \frac{\partial J}{\partial e} \right) \left( \frac{\partial e}{\partial y} \right) \left( \frac{\partial y}{\partial k_d} \right) = -\gamma_d e \left( \frac{\partial y}{\partial k_d} \right),$$

где  $\gamma_p$ ,  $\gamma_d$  и  $\gamma_i$  — коэффициенты скорости адаптации, которые могут быть различными.

Рассмотрим выходной сигнал объекта

$$Y(s) = \frac{k_p s + k_d s^2 + k_i}{s^4 + a_1 s^3 + (a_2 + k_d) s^2 + (a_3 + k_p) s + k_i} G(s).$$

Таким образом, получаем описание закона изменения коэффициентов ПИД-регулятора в виде

$$\begin{aligned} \frac{dk_p}{dt} &= -\gamma_p e \left( \frac{\partial y}{\partial k_p} \right) = \\ &= -\gamma_p e \left( \frac{s(G(s) - Y(s))}{s^4 + a_1 s^3 + (a_2 + k_d)s^2 + (a_3 + k_p)s + k_i} \right); \\ \frac{dk_i}{dt} &= -\gamma_i e \left( \frac{\partial y}{\partial k_i} \right) = \\ &= -\gamma_i e \left( \frac{(U(s) - Y_p(s))}{s^4 + a_1 s^3 + (a_2 + k_d)s^2 + (a_3 + k_p)s + k_i} \right); \\ \frac{dk_d}{dt} &= -\gamma_d e \left( \frac{\partial y}{\partial k_d} \right) = \\ &= -\gamma_d e \left( \frac{s^2(G(s) - Y(s))}{s^4 + a_1 s^3 + (a_2 + k_d)s^2 + (a_3 + k_p)s + k_i} \right). \end{aligned}$$

На основании этих формул можно построить контур адаптации для объекта с переменными параметрами.

### Результаты моделирования

При моделировании рассматривался объект управления, заданный ПФ

$$W(s) = \frac{1}{s^3 + 5s^2 + 11s + 15}.$$

Параметры ПИД-регулятора были синтезированы с помощью генетического алгоритма для желаемой ПФ вида

$$W(s) = \frac{1}{0,5s^2 + s + 1}.$$

Модель предиктора Смита для этого объекта и регулятора приведена на рис. 4.

Переходные процессы в системе с предиктором Смита представлены на рис. 5.

При моделировании закон изменения коэффициента усиления описывался формулой

$$\theta(t) = 0,5 \sin(0,1t) + 1. \quad (9)$$

На первом этапе исследовалась адаптация по правилу MIT (6). На рис. 6 показана реализация предиктора Смита с контуром адаптации. На рис. 7 приведены графики переходных процессов при различных коэффициентах скорости адаптации. Качество управления в целом оказалось неудовлетворительным. Аналогичный результат был получен при адаптации по методу функций Ляпунова (7). Система с постоянным коэффициентом скорости адаптации здесь не обеспечивает приемлемого качества управления.

На втором этапе работы исследовалось применение формулы (8) в контуре адаптации. На рис. 8 показана структура дискретного ПИД-регулятора, который использовался в контуре адаптации, на рис. 9 и 10 — переходные процессы в системе.

Как показывает рис. 10, контур адаптации достаточно точно отслеживает изменение коэффициента усиления объекта, обеспечивая приемлемое качество переходного процесса.

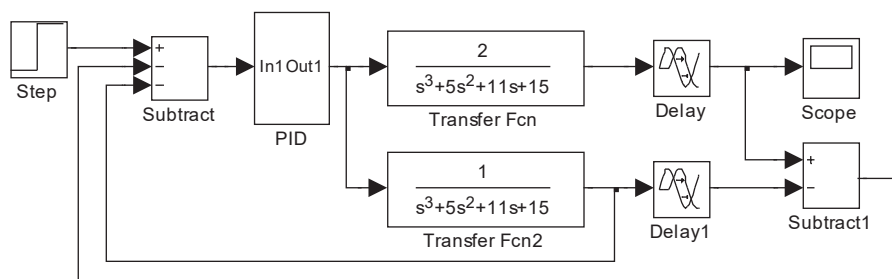
Рассмотрим далее вариант, когда изменяется не только коэффициент усиления, но и другие коэффициенты ПФ объекта. Например, пусть коэффициент усиления объекта описывается выражением (9), а сама ПФ имеет вид

$$W(s) = \frac{1}{s^3 + 7s^2 + 7s + 7}.$$

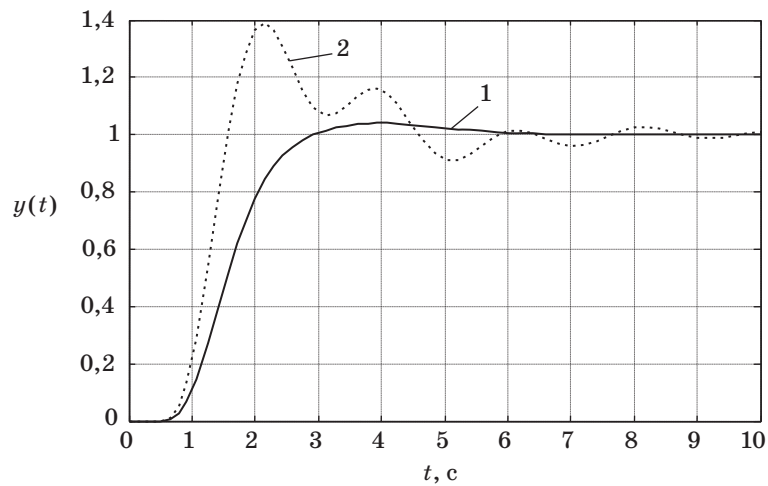
Пусть ПФ модели имеет вид

$$W(s) = \frac{2}{s^3 + 5s^2 + 11s + 15}.$$

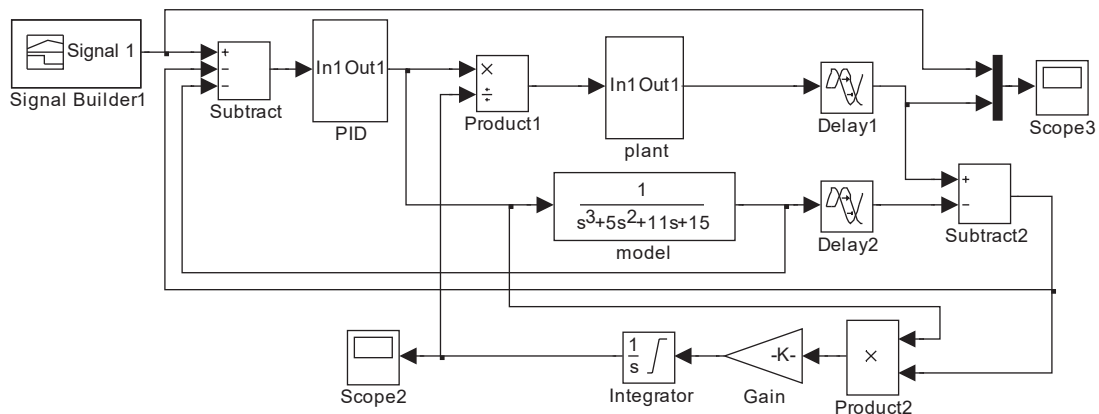
Качество переходного процесса на выходе предиктора Смита неудовлетворительно (рис. 11).



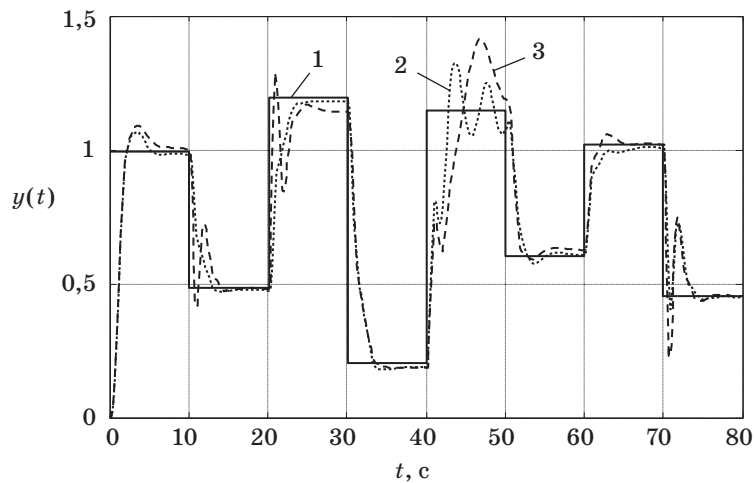
■ Рис. 4. Блок-схема предиктора Смита в Simulink MatLab  
 ■ Fig. 4. Block diagram of Smith predictor in Simulink MatLab



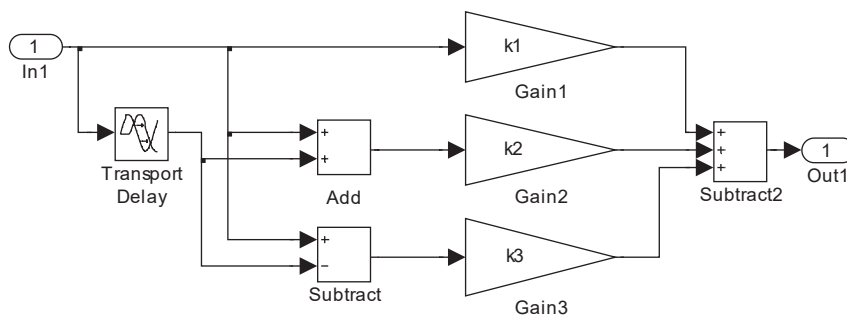
■ *Рис. 5.* Переходный процесс при номинальных параметрах (1) и при увеличении коэффициента усиления объекта (2)  
 ■ *Fig. 5.* Transient process with nominal parameters (1) and with increasing the gain of the plant (2)



■ *Рис. 6.* Блок-схема адаптации по правилу MIT  
 ■ *Fig. 6.* Adaptation scheme according to MIT rule

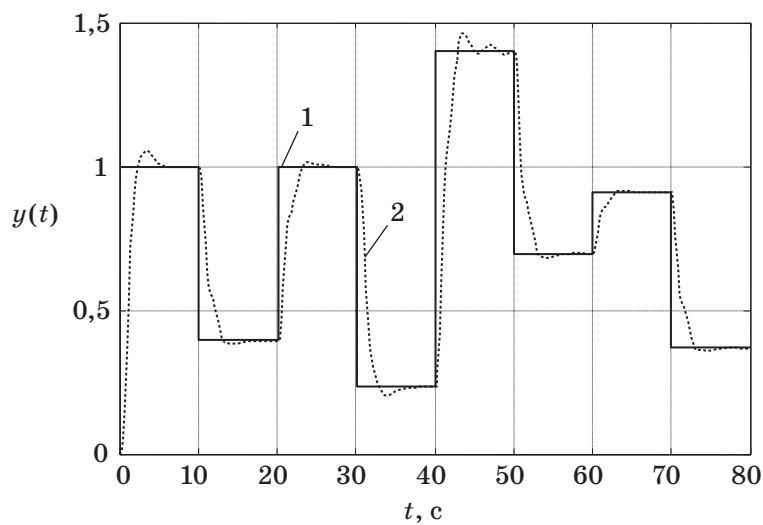


■ *Рис. 7.* Переходные процессы при адаптации по правилу MIT: задающее воздействие (1); выход объекта при  $k = 0,1$  (2); выход объекта при  $k = 0,5$  (3)  
 ■ *Fig. 7.* Transient processes in the adaptation according to the MIT rule: the setting action (1); the output of the plant at  $k = 0,1$  (2); the output of the plant at  $k = 0,5$  (3)



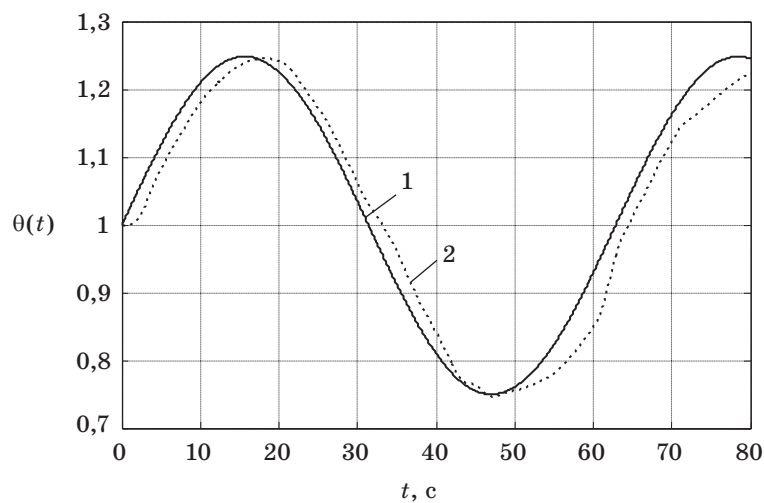
■ *Рис. 8.* Блок-схема дискретного ПИД-регулятора

■ *Fig. 8.* Block diagram of a discrete PID controller



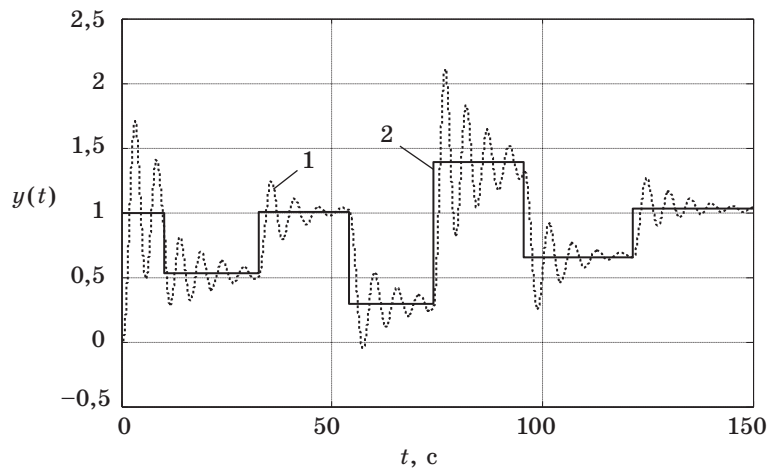
■ *Рис. 9.* Переходные процессы при адаптации с ПИД-регулятором: задающее воздействие (1); выход объекта (2)

■ *Fig. 9.* Transient processes during adaptation with a PID controller: the setting action (1); the output of the plant (2)

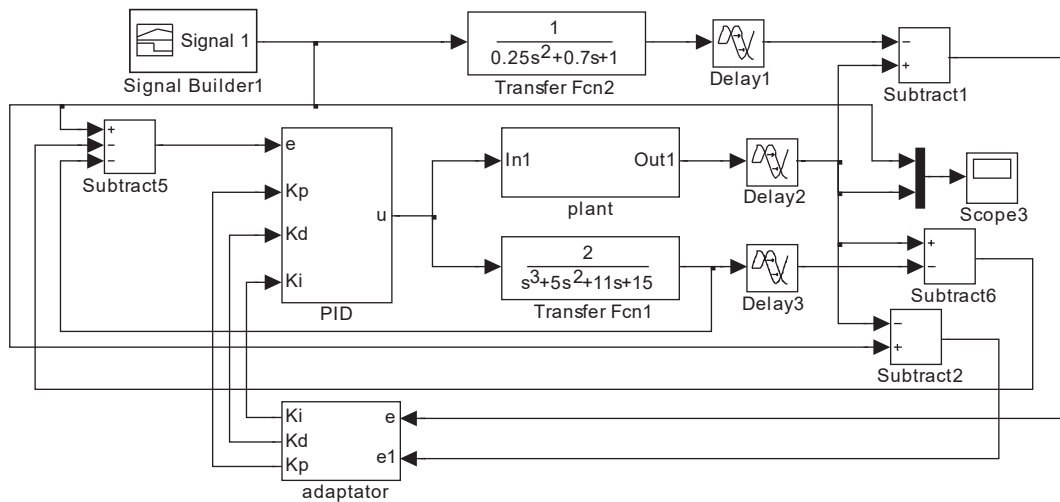


■ *Рис. 10.* Изменение параметра  $\theta$  (1) и его оценки (2) во время моделирования

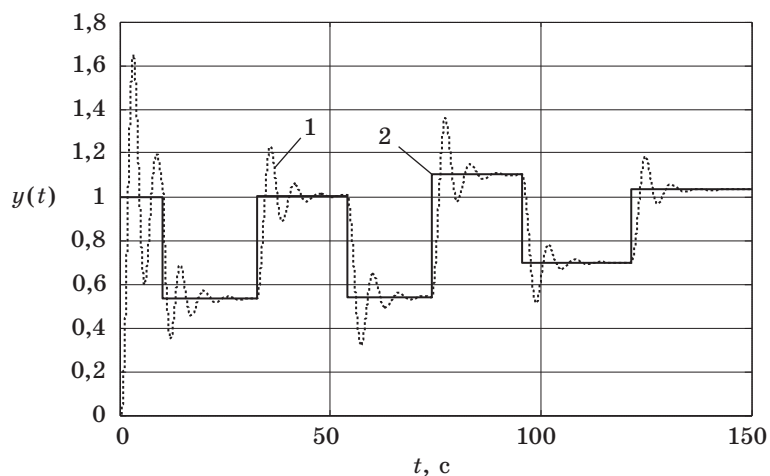
■ *Fig. 10.* Change in the parameter  $\theta$  (1) and its estimate (2) during simulation



■ *Рис. 11.* Реакция объекта (1) на тестовый входной сигнал (2)  
 ■ *Fig. 11.* The reaction of the plant (1) to the test input signal (2)

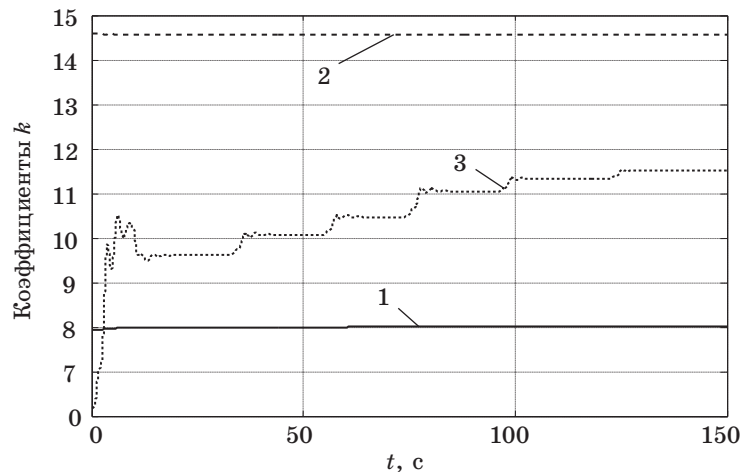


■ *Рис. 12.* Адаптивный предиктор Смита  
 ■ *Fig. 12.* Adaptive Smith predictor



■ *Рис. 13.* Реакция адаптивного предиктора Смита (1) на тестовый входной сигнал (2)  
 ■ *Fig. 13.* The response of the adaptive Smith predictor (1) to the test input signal (2)





■ *Рис. 14.* Изменение коэффициентов ПИД-регулятора во время переходного процесса: 1 —  $k_p$ ; 2 —  $k_i$ ; 3 —  $k_d$   
 ■ *Fig. 14.* Change of PID-regulator coefficients during the transient process: 1 —  $k_p$ ; 2 —  $k_i$ ; 3 —  $k_d$

Блок-схема адаптивного предиктора Смита с эталонной моделью приведена на рис. 12. Использованное значение задержки 0,3 с.

Переходный процесс на выходе адаптивного предиктора Смита показан на рис. 13, на рис. 14 — динамика изменения коэффициентов ПИД-регулятора.

Как показывает сравнение рис. 11 и 13, введение контура адаптации значительно улучшает качество переходного процесса.

### Заключение

В статье рассмотрены варианты организации контура адаптации предиктора Смита для объекта с переменными параметрами и постоянной задержкой на выходе. Показано, что при изменении

коэффициента усиления объекта управления эффективным может быть использование в контуре адаптации линейного ПИД-регулятора, который обеспечивает лучшие оценки неизвестного параметра, чем варианты на основании правила МГТ или функций Ляпунова.

В более общем случае при изменении динамики объекта управления может быть применена адаптивная система с эталонной моделью, использующая функции чувствительности замкнутой системы относительно параметров ПИД-регулятора. Сделанные выводы подтверждены компьютерным моделированием.

Рассмотренные варианты организации контура адаптации предиктора Смита могут быть использованы при управлении широким кругом динамических объектов с запаздыванием.

### Литература

1. Smith O. J. M. Close Control of Loops with Dead Time // Chemical Engineering Progress. 1957. Vol. 53. P. 217–235.
2. Гурецкий Х. Анализ и синтез систем управления с запаздыванием. — М.: Машиностроение, 1973. — 328 с.
3. Фуртат И. Б., Цыкунов А. М. Адаптивное управление объектами с запаздыванием по выходу // Изв. вузов. Приборостроение. 2005. № 7. С. 15–19.
4. Бобцов А. А. Стабилизация нелинейных систем по выходу в условиях запаздывания // Изв. РАН. Теория и системы управления. 2008. № 2. С. 21–28.
5. Бобцов А. А., Пыркин А. А. Адаптивное и робастное управление с компенсацией неопределенностей. — СПб.: НИУ ИТМО, 2013. — 135 с.
6. Бураков М. В., Шишлаков В. Ф. Модифицированный предиктор Смита для объекта с переменной задержкой // Тр. СПИИРАН. 2017. Вып. 2(51). С. 60–77.
7. Burakov M. V., Kurbanov V. G. Fuzzy PID Controller for Nonlinear Plant // ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences. 2016. Vol. 11. N 9. P. 5745–5748.
8. Бураков М. В., Коновалов А. С. Нечеткое управление автомобильной антиблокировочной системой // Информационно-управляющие системы. 2016. № 2. С. 35–41. doi:10.15217/issn1684-8853.2016.2.35
9. Burakov M. V., Kurbanov V. G. Neuro-PID Control for Nonlinear Plants with Variable Parameters // ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences. 2017. Vol. 12. N 4. P. 1226–1229.
10. Astrom K. J., Wittenmark B. Adaptive Control. — Addison-Wesley, Reading, MA. 1995. — 572 p.
11. Astrom K. J., Hagglund T. Advanced PID Control. — ISA (The Instrumentation, System, and Automation Society), 2006. — 460 p.

12. Deng J. The Smith-PID Control of Three-Tank-System based on Fuzzy Theory // *Journal of Computers*. 2011. Vol. 6. N 3. P. 514–523.
13. Wei Q., Wang W. Research on Fuzzy Self-adaptive PI-Smith Control in Long Time-delay System // *Journal of China Universities of Posts and Telecommunications*. 2011. N 18(5). P. 114–117.
14. Abuzaid O. M., Emheisen M. A., Ammar A. A. Design of Fuzzy Self-adaptive PI-Smith Predictor Process Controller // *International Journal of Engineering Trends and Technology (IJETT)*. 2016. Vol. 31. N 1. P. 18–21.
15. Wang P. G., Feng H. P., Zong X. P. Smith Predictive Control Based on NN // *Proc. of 2005 Intern. Conf. on Machine Learning and Cybernetics*, Guangzhou, China, 2005. P. 4179–4183.
16. Hao Chen, Zoubir Zouaoui, Zheng Chen. A Modified Smith Predictive Scheme based Back-propagation Neural Network Approach for FOPDT Processes Control // *Journal of Process Control*. 2013. N 23. P. 1261–1269.
17. Бураков М. В. Генетический алгоритм: теория и практика. — СПб.: ГУАП, 2008. — 164 с.
18. Бураков М. В., Коновалов А. С., Яковец О. Б. Эволюционный синтез нечетких регуляторов // *Информационно-управляющие системы*. 2015. № 6. С. 28–33. doi:10.15217/issn1684-8853.2015.6.28

UDC 681.5

doi:10.15217/issn1684-8853.2017.4.25

**Modification of Smith Predictor for a Linear Plant with Changeable Parameters**Burakov M. V.<sup>a</sup>, PhD, Tech., Associate Professor, bmv@sknt.ruKonovalov A. S.<sup>a</sup>, Dr. Sc., Tech., Professor, ask@aanet.ru<sup>a</sup>Saint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, 67, B. Morskaya St., 190000, Saint-Petersburg, Russian Federation

**Introduction:** The Smith predictor is an effective tool for the control over systems with delays, but its use requires an accurate evaluation of the parameters of the controlled plant. For plants with changeable parameters, an additional adaptation loop should be introduced into the structure of the Smith predictor. **Purpose:** The goal of this study is to develop a modification of the Smith predictor that allows you to operate with a changeable gain ratio of the controlled plant described by its transfer function. **Results:** Various options have been considered in order to build a Smith predictor adaptation loop: based on the MIT rule, on Lyapunov functions, or on a linear PID controller and an adaptive controller with a reference model which uses the closed system sensitivity functions relative to the PID parameters. On the base of computer experiments, we have substantiated the choice of an adaptation loop which would ensure Smith predictor operation when the transfer function of the controlled plant is changing. **Practical relevance:** The Smith predictor adaptation algorithm proposed in this paper can be implemented in control systems for objects with delays.

**Keywords** — Smith Predictor, Adaptive System, PID Controller, Genetic Algorithm.

**References**

1. Smith O. J. M. Close Control of Loops with Dead Time. *Chemical Engineering Progress*, 1957, vol. 53, pp. 217–235.
2. Guretskij Kh. *Analiz i sintez sistem upravleniya s zapazdyvaniem* [Analysis and Synthesis of Control Systems with Delay]. Moscow, Mashinostroenie Publ., 1973. 328 p. (In Russian).
3. Furtat I. B., Tsykunov A. M. Adaptive Control of Plants with Delayed Output. *Izvestiya vuzov. Priborostroenie*, 2005, no. 7, pp. 15–19 (In Russian).
4. Bobtsov A. A. Stabilization of Nonlinear Systems by Output in Terms of Delay. *Izvestiya RAN. Teoriya i sistemy upravleniya*, 2008, no. 2, pp. 21–28 (In Russian).
5. Bobtsov A. A., Pyrkin A. A. *Adaptivnoe i robastnoe upravlenie s kompensatsiey neopredelennostey* [Adaptive and Robust Control with Uncertainty Compensation]. Saint-Petersburg, NIU ITMO Publ., 2013. 135 p. (In Russian).
6. Burakov M. V., Shishlakov V. F. Modified Smith Predictor for Control of Systems with Time-varying Delay. *Trudy SPIIRAN*, 2017, no. 2(51), pp. 60–77 (In Russian).
7. Burakov M. V., Kurbanov V. G. Fuzzy PID Controller for Nonlinear Plant. *ARN Journal of Engineering and Applied Sciences*, 2016, vol. 11, no. 9, pp. 5745–5748.
8. Burakov M. V., Konovalov A. S. Fuzzy Control for Anti-Lock Automobile Brake Systems. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy* [Information and Control Systems], 2016, no. 2, pp. 35–41 (In Russian). doi:10.15217/issn1684-8853.2016.2.35
9. Burakov M. V., Kurbanov V. G. Neuro-PID Control for Non-linear Plants with Variable Parameters. *ARN Journal of Engineering and Applied Sciences*, 2017, vol. 12, no. 4, pp. 1226–1229.
10. Astrom K. J., Wittenmark B. *Adaptive Control*. Addison-Wesley, Reading, MA, 1995. 572 p.
11. Astrom K. J., Hagglund T. *Advanced PID Control*. ISA (The Instrumentation, System, and Automation Society), 2006. 460 p.
12. Deng J. The Smith-PID Control of Three-Tank-System based on Fuzzy Theory. *Journal of Computers*, 2011, vol. 6, no. 3, pp. 514–523.
13. Wei Q., Wang W. Research on Fuzzy Self-adaptive PI-Smith Control in Long Time-delay System. *Journal of China Universities of Posts and Telecommunications*, 2011, no. 18(5), pp. 114–117.
14. Abuzaid O. M., Emheisen M. A., Ammar A. A. Design of Fuzzy Self-adaptive PI-Smith Predictor Process Controller. *International Journal of Engineering Trends and Technology (IJETT)*, 2016, vol. 31, no. 1, pp. 18–21.
15. Wang P. G., Feng H. P., Zong X. P. Smith Predictive Control Based on NN. *Proc. of 2005 Intern. Conf. on Machine Learning and Cybernetics*, Guangzhou, China, 2005, pp. 4179–4183.
16. Hao Chen, Zoubir Zouaoui, Zheng Chen. A Modified Smith Predictive Scheme based Back-propagation Neural Network Approach for FOPDT Processes Control. *Journal of Process Control*, 2013, no. 23, pp. 1261–1269.
17. Burakov M. V. *Geneticheskij algoritm: teoriya i praktika* [Genetic Algorithms: Theory and Practice]. Saint-Petersburg, GUAP Publ., 2008. 164 p. (In Russian).
18. Burakov M. V., Konovalov A. S., Yakovets O. B. Evolutionary Design of Fuzzy Controllers. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy* [Information and Control Systems], 2015, no. 6, pp. 28–33 (In Russian). doi:10.15217/issn1684-8853.2015.6.28