

ТЕХНОЛОГІЇ

УДК 621.311:681.5

И.А. ПОЛИЩУК, Ю.М. КОВРИГО, А.П. МОВЧАН

АДАПТИВНЫЙ РЕГУЛЯТОР С ИДЕНТИФИКАЦИЕЙ В ЗАМКНУТОМ КОНТУРЕ

В настоящее время при построении АСУТП энергетических объектов особые требования предъявляются к качеству локальных систем автоматического регулирования. Существующие АСР реализуют, как правило, ПИ и ПИД законы регулирования, однако разработка новых технологий, реконструкция оборудования и расширение функциональных возможностей действующих производств, приводят к необходимости существенного повышения качества управления квазистационарными нелинейными объектами энергетики.

В статье рассматривается адаптивный ПИД-регулятор с идентификацией параметров в замкнутом контуре при условии наличия помех и при их отсутствии.

Промышленные объекты управления описываются моделями, которые отличаются от идеальных нестационарностью характеристик. Поэтому для осуществления качественного управления такими объектами необходимо идентифицировать в процессе их нормального функционирования изменяющиеся во времени параметры, а затем полученную информацию использовать для подстройки регуляторов.

Многие промышленные объекты управления могут быть описаны моделями:

$$W_o(s) = \frac{k_o}{(T_o \cdot s + 1)^m}, \quad (1)$$

$$W_o(s) = \frac{k_o \cdot \exp(-\tau \cdot s)}{T_o \cdot s + 1}. \quad (2)$$

Причём, если для модели (2) выполняется соотношение $\frac{\tau}{T_o} \leq 1$, то с ней может быть сопоставлена модель (1) [1].

При построении адаптивных систем управления требуется идентификация параметров моделей (1) или (2), причём

идентификация, например, параметров m , T_o , k_o модели (1) позволяет при необходимости

перейти к модели (2). Ниже рассматривается метод идентификации, основанный на анализе поведения производной ошибки регулирования в точке перегиба переходной характеристики.

Точка перегиба имеет место при $m \geq 2$ или

$$\frac{\tau}{T_o} \geq 0,1$$

Характеристическое уравнение, соответствующее (1), может быть записано в виде:

$$\sum_{i=1}^m a_i \cdot \lambda^i + 1 = 0. \quad (3)$$

Для случая изменения во времени динамических параметров объекта, например,

постоянной времени T_o , можно ввести параметр

a_i , учитывающий это изменение. Тогда (3) запишем в виде:

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^m a_i(t) \cdot \lambda^i(t) + 1 &= \\ &= (a \cdot T_o \cdot \lambda + 1)^m = 0, \end{aligned} \quad (4)$$

$$0 < a_{\min} < a < a_m,$$

где a_{\min} , a_m – минимальное и максимальное значение параметра соответственно.

Для регулируемой координаты $x(t)$ введём обозначение $x_{k_o, a}(t)$, показывающее в общем

случае её зависимость от статического k_o и динамического a_i параметров объекта.

Тогда дифференциальное уравнение, соответствующее (1), для случая подачи на вход объекта единичного ступенчатого воздействия можно записать следующим образом:

$$\sum_{i=1}^m a_i(t) \cdot x_{k_o, a}^{(i)}(t) + x_{k_o, a}(t) = k_o(t) \cdot 1(t) \quad (5)$$

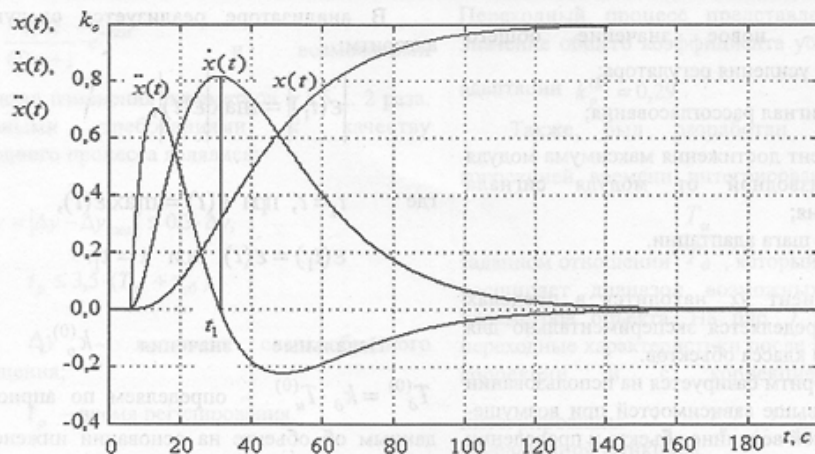


Рис.1. Переходная характеристика, производная и вторая производная от неё

Обозначим через $t_1 = f(a)$ момент времени, в который первая производная уравнения (5) принимает максимальное значение

$$x_{k_o, a}(t)|_{t_1} = \max x_{k_o, a}(t), \text{ а вторая производная}$$

$\ddot{x}_{k_o, a}(t)|_{t_1} = \ddot{x}_{k_o, a}(t_1) = 0$, что иллюстрируется рис. 1.

На рис.1 $x(t)$, $\dot{x}(t)$ показаны в увеличенном масштабе:

$$\dot{x}(t) \cdot 1000, \quad \ddot{x}(t) \cdot 10000.$$

Решение уравнения (5) при условии (4) является функцией статического k_o и динамического a_i параметров объекта управления $x_{k_o, a} = f(k_o, a, t)$, причём момент времени t_1 , в который $\dot{x}_{k_o, a}(t_1) = 0$, зависит только от a_i (динамических свойств объекта):

$$t_1 = f(a) = a \cdot t_2, \quad t_2 = \text{const}, \quad a = f_1(a_i), \quad (6)$$

а произведение $x_{k_o, a}(t_1) \cdot t_1$ зависит только от k_o (статических свойств объекта) [2].

При нулевых начальных условиях уравнения (5) и при отрицательных корнях характеристического уравнения (3) характер решения $x_{k_o, a}(t)$, как это видно из рис.1, таков,

что первая производная имеет одно экстремальное значение при $t > 0$ в точке $t = t_1$. причём в этой точке вторая производная $\ddot{x}_{k_o, a}(t_1)$, равна нулю независимо от значения k_o .

Алгоритм ПИД-регулятора выбран в следующей форме:

$$u = k_p \left(\varepsilon(t) + k_u \int \varepsilon(t) dt + k_d \frac{d\varepsilon(t)}{dt} \right) \quad (7)$$

При $k_d = 0$ имеем ПИ-регулятор. При использовании ПИД закона регулирования k_d и k_u связаны между собой алгебраической зависимостью.

Известно, что при небольшом диапазоне изменения параметров объекта в 1,5 ... 2 раза однопараметрическая настройка регулятора в достаточной мере обеспечивает качество управления при сохранении соотношения между двумя(тремя) составляющими закона управления.

Предложен алгоритм адаптации k_p следующего вида:

$$k_p^{n+1} = \alpha \cdot k_p^n \cdot \frac{|\varepsilon(t_1)|}{t_1 \cdot \max |\varepsilon(t_1)|}, \quad (8)$$

где k_p^n – значение общего коэффициента усиления регулятора перед адаптацией;

k_p^{n+1} – новое значение общего коэффициента усиления регулятора;

$\varepsilon(t)$ – сигнал рассогласования;

t_1 – момент достижения максимума модуля первой производной от модуля сигнала рассогласования;

n – номер шага адаптации.

Коэффициент α находится в пределах 1 ... 1,8 и определяется экспериментально для определённого класса объектов.

Этот алгоритм базируется на использовании приведенных выше зависимостей при возмущении по выходной величине объекта и проведении анализа начальной стадии переходного процесса в замкнутой системе регулирования. В этом

случае величина $t_1 \cdot |\dot{\varepsilon}(t_1)|$ зависит от

$k_p = k_p(k_o)$. Экспериментально доказана справедливость этой зависимости.

Структурная схема АПИД регулятора (адаптивного ПИД регулятора) представлена на рис.2.

В анализаторе реализуется следующий алгоритм:

$$|\dot{\varepsilon}(t_1)| = \max |\dot{\varepsilon}(t)|,$$

где $t_1 = t$, при $\varepsilon(t) = \max \varepsilon(t)$,

$$\varepsilon(t_1) = \varepsilon(t), \text{ при } t = t_1.$$

Начальные значения $k_p^{(0)}$, $T_u^{(0)}$

$T_\delta^{(0)} = k_o \cdot T_u^{(0)}$ – определяем по априорным данным об объекте на основании инженерных формул расчёта настроек.

Фильтр $W_\phi(s)$ вводится для того, чтобы гарантированно обеспечить $m \geq 2$, а также уменьшить влияние шумов.

Было проведено исследование работы алгоритма (7) с целью определения показателей качества функционирования контура адаптации.

В качестве объекта исследования выбран теплообменник с передаточной функцией

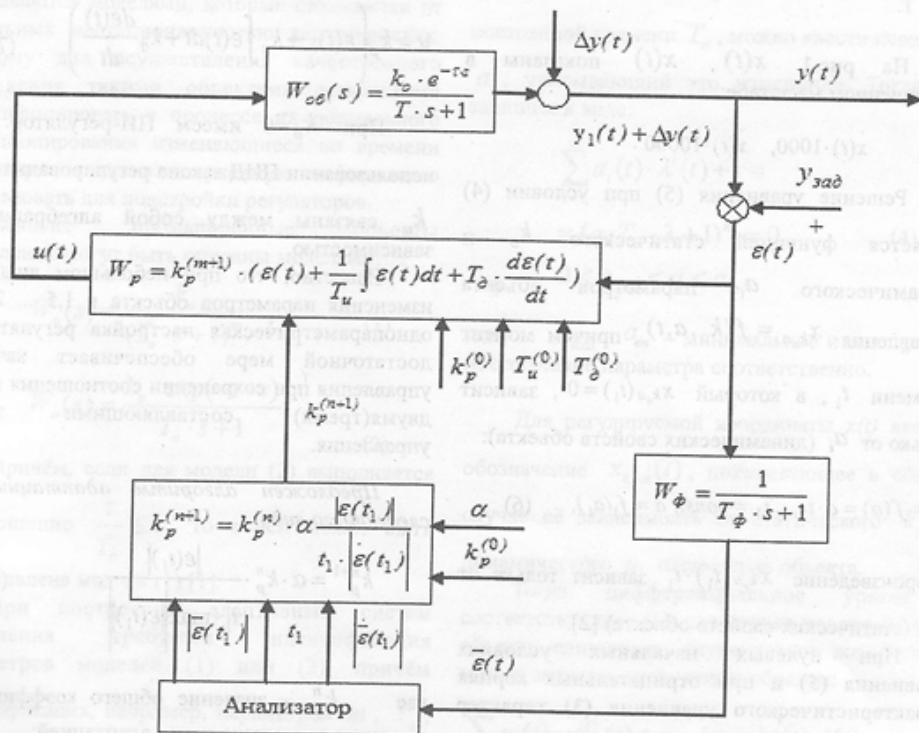


Рис. 2. Структурная схема АСР

$$W_{\text{об}} = \frac{0,42}{60p+1} \cdot e^{-30t} \quad \text{и} \quad \text{возможными}$$

пределами изменения параметров в 1,5 ... 2 раза. Основными требованиями к качеству переходного процесса являлись:

$$v = |\Delta y - \Delta y_{\text{max}}| \leq 0,3 \cdot \Delta y,$$

$$t_p \leq 3,5 \cdot (T_{\text{об}} + \tau_{\text{об}}),$$

где Δy – величина скачкообразного возмущения;

t_p – время регулирования.

На рис. 3 представлена переходная характеристика при возмущении $\Delta y = 2$ и начальных настройках: $k_p = 6,94$, $T_u = 48$, $T_D = 10$.

На рис. 4 изображена переходная характеристика на третьем шаге адаптации ($N_{\text{ад}} = 3$). При этом изменённое значение коэффициента усиления равно $k_p^{(3)} = 1,4$.

При существенных изменениях параметров объекта получены следующие результаты:

при значении параметров объекта $\tau_{\text{об}} = 200$, $T_{\text{об}} = 20$, $k_{\text{об}} = 0,42$ и начальных настройках $k_p = 1,4$, $T_u = 48$, $T_D = 10$, полученных выше, имеет место расходящийся переходный процесс при $\Delta y = 2$, рис.5.

После 8 шагов адаптации получена удовлетворительная настройка регулятора.

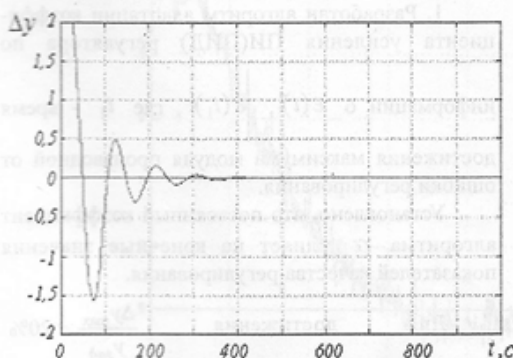


Рис. 3. Переходная характеристика без контура адаптации

Переходный процесс представлен на рис.6. Значение общего коэффициента усиления после адаптации $k_p^{(8)} = 0,29$.

Также был разработан алгоритм с коррекцией времени интегрирования T_u , при

данном отношении $\frac{T_u}{T_D}$, который существенно расширяет диапазон возможных изменений параметров объекта. На рис. 7 представлены переходные характеристики после адаптации без коррекции и с коррекцией времени

интегрирования $T_u = T_u(t_1)$ для объекта с передаточной функцией:

$$W_{\text{об}} = \frac{0,42}{100p+1} \cdot e^{-10t}$$

при возмущении и начальных настройках: $k_p = 6,94$, $T_u = 48$, $T_D = 10$. Значение $T_u = 80$ было скорректировано для данного объекта, а значение $k_p = 5,95$.

При наличии шумов значительной интенсивности рассмотренный выше алгоритм даёт погрешности. Предложен алгоритм, обеспечивающий устойчивую работу АПИД регулятора при наличии помех типа "белого шума". Фильтр W_ϕ реализован по алгоритму скользящего среднего:

$$\bar{\varepsilon} = \frac{1}{T_\phi \cdot s} \cdot \varepsilon - \frac{e^{-T_\phi \cdot s}}{T_\phi \cdot s} \cdot \varepsilon \quad (9)$$

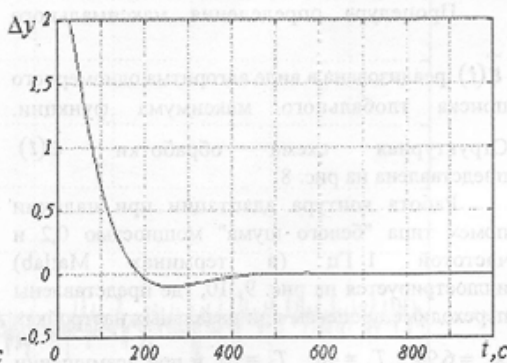


Рис.4. Переходная характеристика при

$$N_{\text{ад}} = 3$$

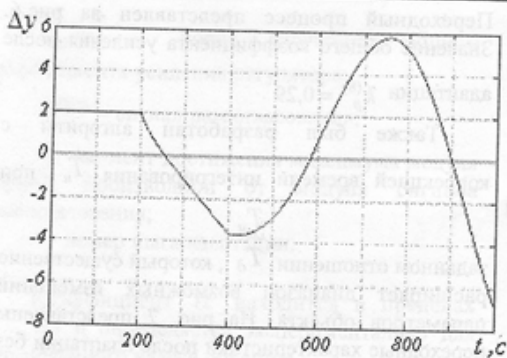


Рис. 5. Переходная характеристика без контура адаптации

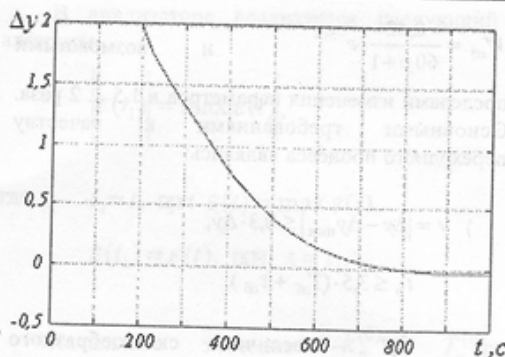


Рис. 6. Переходная характеристика при $N_{ad} = 8$

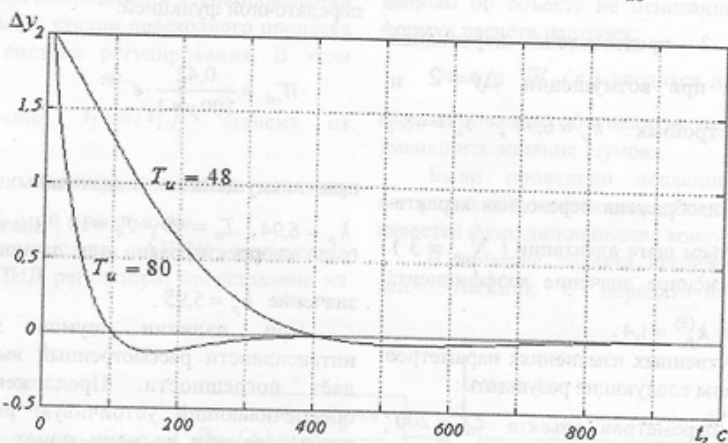


Рис. 7. Переходные процессы после адаптации с коррекцией и без коррекции $N_{ad} = 8$.

Фильтрации подвергается также сигнал $\dot{\varepsilon}(t)$ перед поступлением его в блок определения модуля первой производной от модуля сигнала рассогласования.

Процедура определения максимального $\dot{\varepsilon}(t)$ реализована в виде алгоритма одномерного поиска глобального максимума функции. Структурная схема обработки $\varepsilon(t)$ представлена на рис. 8.

Работа контура адаптации при наличии помех типа "белого шума" мощностью 0,2 и частотой 1 Гц (в терминах Matlab) иллюстрируется на рис. 9, 10, где представлены переходные процессы при начальных настройках $k_p = 6,94$, $T_u = 48$, $T_d = 10$ и при возмущении $\Delta y = 10$.

На рис. 10 изображена переходная характеристика на пятом шаге адаптации

($N_{ad} = 5$). После адаптации значение общего коэффициента усиления регулятора $k_p^{(5)} = 1,57$.

Основные результаты и выводы

1. Разработан алгоритм адаптации коэффициента усиления ПИ(ПИД) регулятора по информации о $\varepsilon(t)$, $\left| \dot{\varepsilon}(t_1) \right|$, где t_1 - время достижения максимума модуля производной от ошибки регулирования.

Установлено, что постоянный коэффициент алгоритма α влияет на конечные значения показателей качества регулирования.

Для достижения $\frac{\Delta y_{max}}{y_{зад}} < 20\%$ рекомендовано выбирать $\alpha = 1,44$.

2. Предложен вариант алгоритма с коррек-

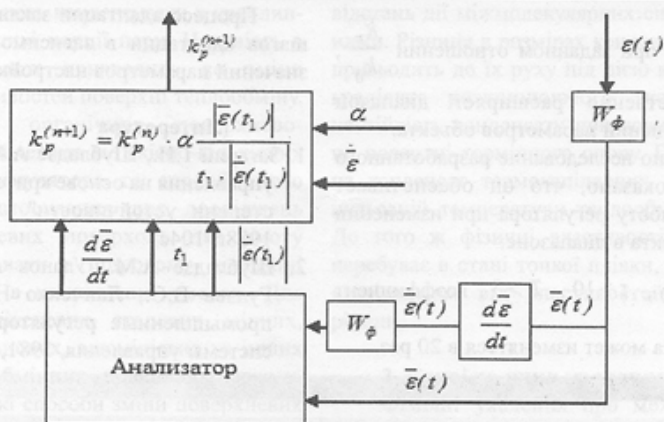


Рис. 8. Структурная схема контура адаптации при наличии помех

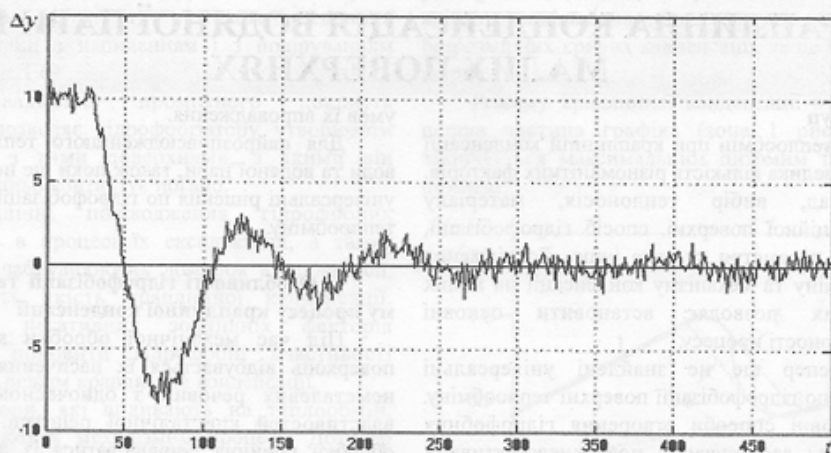
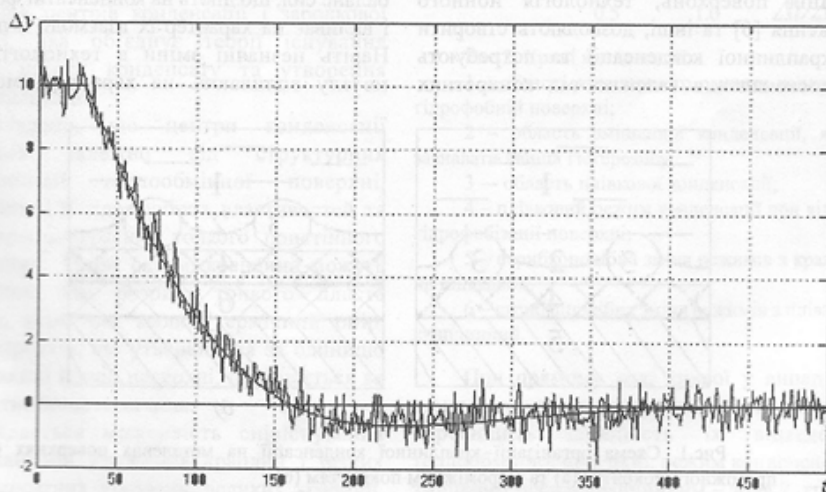


Рис.9 Переходная характеристика без контура адаптации

Рис.10 Переходные характеристики при $N_{ad} = 5$

щей k_p и k_u при заданном отношении $\frac{k_u}{k_d}$, который существенно расширяет диапазон возможных изменений параметров объекта.

3. Выполнено исследование разработанного алгоритма и показано, что он обеспечивает эффективную работу регулятора при изменении параметров объекта в диапазоне:

$$0,1 \leq \frac{\tau}{T} \leq 10, \quad \tau > 10, \quad T > 5, \quad \text{коэффициент}$$

усиления объекта может изменяться в 20 раз.

Процесс адаптации заканчивается за 2 ... 8 шагов адаптации в зависимости от начальных значений параметров настройки регулятора.

Литература

1. Загарий Г.И., Шубладзе А.М. "Синтез систем управления на основе критерия максимальной степени устойчивости" - Энергоатомиздат, 1988г.-104с.
2. Шубладзе А.М., Уланов А.Г., Ткачев В.П., Гулзев В.С., Ланченко Н.П. "Адаптивные промышленные регуляторы" - Приборы и системы управления, 1981, №7, С.15-16.