

## АДАПТИВНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ТЕПЛОЭНЕРГЕТИЧЕСКИМИ ПРОЦЕССАМИ

Ковриго Ю.М., Мовчан А.П., Полищук И.А., Фоменко Б.В.

При проектировании систем автоматического регулирования важную роль играет получение точной математической модели объекта и расчёт настроек регуляторов с помощью этой модели. Однако, полученные на стадии проектирования по математической модели объекта настройки регуляторов обычно в значительной степени отличаются от оптимальных, что объясняется изменением динамических характеристик с течением времени, а также изменением нагрузки объекта в процессе его работы. Например, для прямого котла тгмп по каналу “подача топлива – температура за потолочным экраном” коэффициент передачи в диапазоне рабочих нагрузок изменяется в  $3 \div 4$  раза [1]; в системе автоматического регулирования процесса кондиционирования коэффициент передачи за счёт нелинейности характеристик изменяется в  $2 \div 3$  раза; в передаточной функции участка регулирования температуры перегретого пара за парогенератором постоянные времени и коэффициент передачи изменяются в  $2 \div 3$  раза в зависимости от нагрузки.

Кроме того получение точной математической модели затруднено нестационарностью объекта и влиянием на работу системы обслуживающего персонала. Поэтому при пуске объекта работы по настройке асп оказываются неизбежными. При этом возникают организационные проблемы. Из-за большого количества настраиваемых контуров работы по настройке асп требуют высокого профессионального матерства обслуживающего персонала. Поэтому возникает необходимость применения систем управления, обладающих способностью к самонастройке или адаптивных сау.

На сегодняшний день наиболее высокие показатели качества и устойчивость к наличию промышленных помех показывают линейные регуляторы, а именно пи, пид законы регулирования. Эти алгоритмы характеризуются отсутствием статической ошибки и простотой реализации. Поэтому большинство асу тп построены с использованием именно этих алгоритмов. Этот фактор является определяющим при разработке адаптивных систем регулирования, которые сконцентрированы на коррекцию настроек пи, пид законов регулирования.

Авторами предложено ряд методов и алгоритмов, позволяющих производить коррекцию параметров ПИ, ПИД алгоритмов:

- коррекция по анализу начального участка переходного процесса в замкнутом контуре;
- настройка при подаче возмущения в разомкнутом контуре;
- нечёткая коррекция по анализу показателей качества переходного процесса;
- WAR коррекция [3];
- параметрическая оптимизация по заданному критерию.

**Коррекция по анализу начального участка переходного процесса в замкнутом контуре**

Для автоматического регулирования квазистационарных оюъектов предложен алгоритм настройки на основе ПИ, ПИД регуляторов, который использует информацию о времени  $t_1$  достижения максимума модуля первой производной выходной величины  $y(t)$  (или ошибки регулирования  $\varepsilon(t)$ ) в точке перегиба (рис. 1), а также о модуле  $y(t_1)$  и производной от  $y(t_1)$  при подаче тестового возмущения по выходной величине объекта или по заданию.

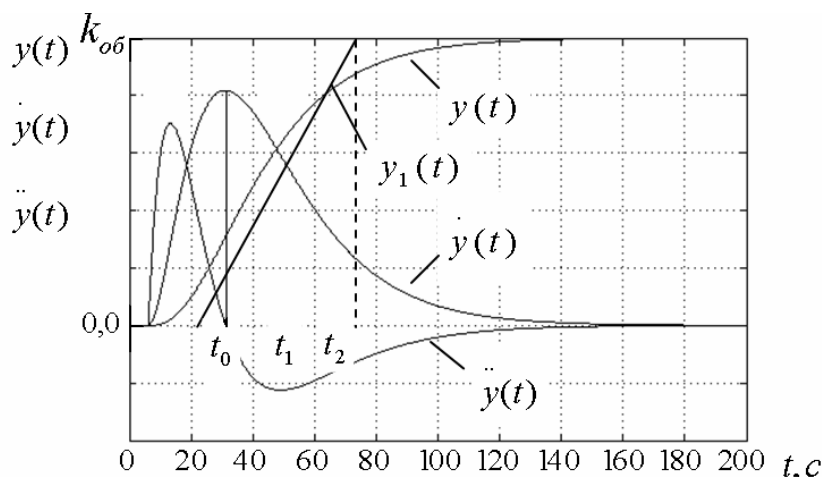


Рис.1. Переходная характеристика, производная и вторая производная от неё.

На рис.1  $\dot{y}(t)$ ,  $\ddot{y}(t)$  показаны в увеличенном масштабе:  $\dot{y}(t) \cdot 1000$ ,  $\ddot{y}(t) \cdot 10000$ .

### Пошаговая структура алгоритма

Шаг 1. Подача тестового возмущения по выходной величине объекта (или по зада-  
нию).

Шаг 2. Определение максимума первой производной от сигнала рассогласования. Для этого используется алгоритм сравнения двух последних измерений модуля производ-

ной сигнала рассогласования -  $|\dot{\varepsilon}(t_i)|$  и  $|\dot{\varepsilon}(t)|$ . В тот момент, когда новое значение модуля

производной сигнала рассогласования  $|\dot{\varepsilon}(t_i)|$  становится меньше предыдущего  $|\dot{\varepsilon}(t_{i-1})|$ , опре-

деление максимума модуля производной сигнала рассогласования заканчивается. При этом максимальным значением модуля производной сигнала рассогласования считается

$|\dot{\varepsilon}(t_1)| = |\dot{\varepsilon}(t_{i-1})|$ , момент достижения этого максимума -  $t_1 = t_{i-1}$ . Кроме того, определяется

значение модуля сигнала рассогласования  $|\varepsilon(t_1)|$  в момент  $t_1$ .

Шаг 3. По полученным значениям  $|\dot{\varepsilon}(t_1)|$ ,  $|\varepsilon(t_1)|$  и  $t_1$  производится подстройка ко-  
эффициента усиления ПИ, ПИД регулятора по формуле:

$$K_p^{(n+1)} = K_p^{(n)} \cdot \alpha \cdot \frac{|\dot{\varepsilon}(t_1)|}{|\dot{\varepsilon}(t_1)| \cdot t_1}, \quad (1)$$

где  $n$  – номер шага адаптации,  $\alpha$  - эмпирический коэффициент, который задаёт качество переходного процесса. Диапазон изменения  $\alpha = 1 \dots 1,8$ . Рекомендуемое значение  $\alpha = 1,44$ .

На первом шаге адаптации используется начальное значение коэффициента усиления регулятора  $K_p^{(0)}$ , которое может быть определено с помощью инженерных методов.

Шаг 4. Сравнение нового значения коэффициента усиления регулятора  $K_p^{(n+1)}$  с пре-  
дыдущим  $K_p^{(n)}$ . Если модуль их разности меньше наперёд заданного значения  $\Delta$ , то процесс подстройки заканчивается и в качестве оптимального значения общего коэффициента усиления считается его последнее значение -  $K_p^{(n+1)}$ , в противном случае необходимо по-  
вторить шаги 1-4 при новом значении коэффициента усиления  $K_p^{(n+1)}$ . Рекомендуемое зна-  
чение  $\Delta = 0,1$ . Для достижения более высоких показателей качества необходимо уменьшить значение  $\Delta$ .

Следует отметить, что данный алгоритм относится к классу алгоритмов однопараметрической подстройки. В данном случае корректируется лишь коэффициент усиления регулятора, а время интегрирования и время дифференцирования могут быть определены в начале процесса адаптации с помощью инженерных методик по априорным знаниям о объекте. Структурная схема алгоритма представлена на рис. 2.

При подаче тестового возмущения на вход объекта данный алгоритм может быть использован при  $\alpha = 1,9 \dots 2,3$ . Рекомендуемое значение  $\alpha = 2,1$ .

Предложенный алгоритм позволяет получить переходный процесс с 20% перерегулированием при изменении параметров объекта на  $\pm 50\%$ .

Кроме того, данный алгоритм может быть модифицирован для коррекции других параметров, в частности, времени интегрирования  $T_u$ . Тогда формула для коррекции выглядит следующим образом:

$$T_u^{(n+1)} = T_u^{(n)} \cdot \alpha \cdot \frac{|\dot{\varepsilon}(t_1)| \cdot t_1}{|\varepsilon(t_1)|} \quad (2)$$

При этом, аналогично как и для случая коррекции коэффициента усиления регулятора, коэффициент  $\alpha$  выбирается в тех же пределах.

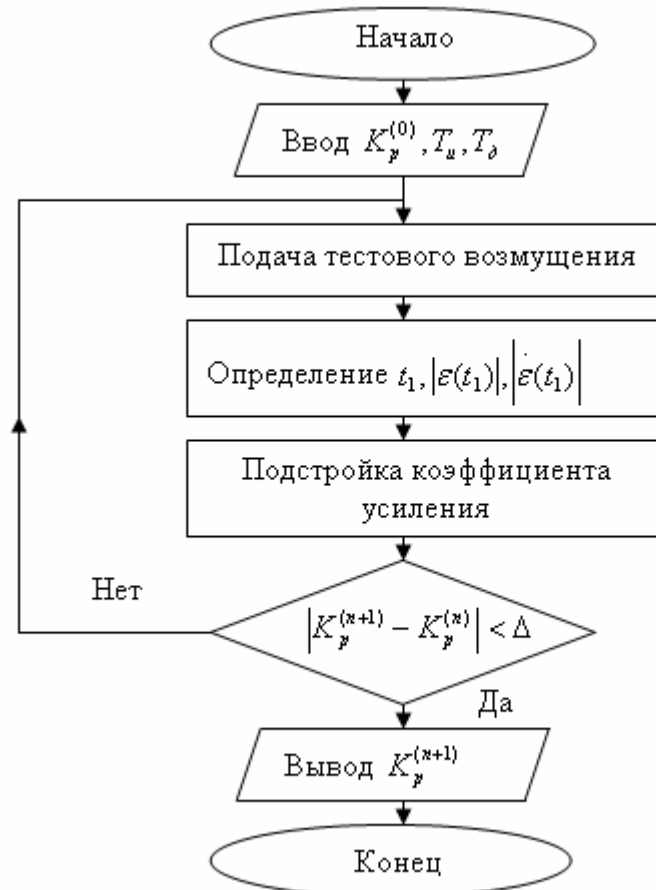


Рис. 2. Структурная схема алгоритма коррекции коэффициента усиления.

### Настройка при подаче возмущения в разомкнутом контуре

Для получения высоких показателей качества при первичном включении системы в действие, разработан алгоритм определения начальных настроек регулятора. Для определения этих настроек необходимо подать тестовое возмущение на вход объекта в разомкнутой системе. В результате анализа кривой переходной характеристики на выходе объекта в момент  $t_1$  (см. рис. 1) получим значения производной выходной величины  $\dot{y}(t_1)$  и ко-

ээффициент усиления объекта  $k_{об}$ . По полученным значениям  $k_{об}$  и  $\dot{y}(t_1)$  определяем  $k_p^{(0)}$ ,  $T_u^{(0)}$ ,  $T_d^{(0)}$  по следующим зависимостям:

$$k_p^{(0)} = \frac{0.5}{k_0}; T_u^{(0)} = 0.8 \cdot T_{об} = 0.8 \cdot \frac{k_{об}}{\dot{y}(t_1)}; T_d^{(0)} = 0.6 \cdot T_u^{(0)}, \quad (3)$$

где  $k_p^{(0)}$  - начальное значение коэффициента усиления,  $T_u^{(0)}$  - начальное значение времени интегрирования,  $T_d^{(0)}$  - начальное значение времени дифференцирования.

Рассмотрим теоретическое обоснование зависимостей (3). Для определения  $T_{об}$  необходимо провести касательную в точке перегиба переходной характеристики (рис. 1). Запишем уравнение прямой проходящей через точку перегиба:

$$y_1(t) - y(t_1) = k(t - t_1), \quad (4)$$

где  $k$  - угловой коэффициент прямой. Поскольку

$$k = \dot{y}(t_1), \quad (5)$$

тогда получим следующее уравнение прямой:

$$y_1(t) = \dot{y}(t_1) \cdot (t - t_1) + y(t_1). \quad (6)$$

Поскольку согласно рис. 1  $T_{об} = t_2 - t_0$ , то для нахождения  $T_{об}$  необходимо определить моменты времени  $t_2$  и  $t_0$ . Для определения  $t_0$  необходимо  $y_1(t)$  приравнять к 0. Получим:

$$0 = \dot{y}(t_1) \cdot (t_0 - t_1) + y(t_1) \rightarrow t_0 = -\frac{y(t_1)}{\dot{y}(t_1)} + t_1. \quad (7)$$

Для определения  $t_2$  необходимо  $y_1(t)$  приравнять к  $k_0$ . Отсюда:

$$k_0 = \dot{y}(t_1) \cdot (t_2 - t_1) + y(t_1) \rightarrow t_2 = \frac{k_0 - y(t_1)}{\dot{y}(t_1)} + t_1. \quad (8)$$

$$\text{Тогда } T_{об} = t_2 - t_0 = \frac{k_0 - y(t_1)}{\dot{y}(t_1)} + t_1 + \frac{y(t_1)}{\dot{y}(t_1)} - t_1 = \frac{k_0}{\dot{y}(t_1)}. \quad (9)$$

Справедливость зависимости (3) теоретически обоснована.

### Нечёткая коррекция по анализу показателей качества переходного процесса

Для построения нечёткого регулятора был разработан нечёткий алгоритм принятия решения, основанный на использовании скорости нарастания  $V_n$  и динамической ошибки  $d$ . Алгоритм предназначен для определения оптимальных настроек ПИ регулятора по имеющимся показателям качества регулирования ( $V_n$  и  $d$ ). Значение переменных были описаны посредством нечётких подмножеств, функции принадлежности которых приведены в Табл. 1. Нечёткие множества имеют диапазон изменения: скорость нарастания  $V_n \in [0; 0.6]$ , динамическая ошибка  $d \in [0; 2]$ .

Таблица 1

Нечёткие подмножества скорости нарастания и динамической ошибки.

Нечеткое подмножество	Формула
$V_n$ «низкая»	$trimf(x, -0.3, 0, 0.3) = \max\left(\min\left(\frac{x+0.3}{0+0.3}, \frac{0.3-x}{0.3-0}\right), 0\right)$
$V_n$ «средняя»	$trimf(x, 0.1, 0.3, 0.5) = \max\left(\min\left(\frac{x-0.1}{0.3-0.1}, \frac{0.5-x}{0.5-0.3}\right), 0\right)$
$V_n$ «высокая»	$trimf(x, 0.3, 0.6, 0.9) = \max\left(\min\left(\frac{x-0.3}{0.6-0.3}, \frac{0.9-x}{0.9-0.6}\right), 0\right)$
d «малая»	$gaussmf(x, 0.4, 0) = e^{-\left(\frac{x-0}{0.4}\right)^2}$
d «средняя»	$gaussmf(x, 0.4, 1) = e^{-\left(\frac{x-1}{0.4}\right)^2}$
d «большая»	$gaussmf(x, 0.4, 2) = e^{-\left(\frac{x-2}{0.4}\right)^2}$

Нечёткие значения выбирались следующим образом. Переменная  $V_n$  считается «низкая», если она меньше, чем 0.3, «средняя», если её значение находится в диапазоне [0.1;0.5], «высокая», если её значение находится в диапазоне [0.3;0.6]. Переменная d считается «малая», если она меньше, чем 1, «средняя», если её значение находится в диапазоне [0;1], «большая», если её значение находится в диапазоне [1;2].

Аналогично для выходных значений  $K_p, T_u$  определены функции принадлежности табл.2. Диапазон изменения: коэффициент усиления  $K_p \in (0;8]$ , время интегрирования  $T_u \in (0;200]$ .

Таблица 2

Нечёткие подмножества коэффициента усиления и времени интегрирования.

Нечеткое подмножество	Формула
$K_p$ малый	$trimf(x, -2.1, 0, 2.1) = \max\left(\min\left(\frac{x+2.1}{0+2.1}, \frac{2.1-x}{2.1-0}\right), 0\right)$
$K_p$ средний	$trimf(x, 0.9, 3, 5.1) = \max\left(\min\left(\frac{x-0.9}{3-0.9}, \frac{5.1-x}{5.1-3}\right), 0\right)$
$K_p$ высокий	$trimf(x, 3.9, 6, 8) = \max\left(\min\left(\frac{x-3.9}{6-3.9}, \frac{8-x}{8-6}\right), 0\right)$
$T_u$ малый	$trimf(x, -50, 0, 50) = \max\left(\min\left(\frac{x+50}{0+50}, \frac{50-x}{50-0}\right), 0\right)$
$T_u$ средний	$trimf(x, 25, 75, 125) = \max\left(\min\left(\frac{x-25}{75-25}, \frac{125-x}{125-75}\right), 0\right)$
$T_u$ высокий	$trimf(x, 100, 150, 200) = \max\left(\min\left(\frac{x-100}{150-100}, \frac{200-x}{200-150}\right), 0\right)$

Набор правил связывающих нечеткие отношения приведен ниже:

1. Если  $V_n$  «низкая» и d «малая», то « $K_p$ » -«высокий», « $T_u$ » - «высокий».
2. Если  $V_n$  «низкая» и d «средняя», то « $K_p$ » -«средний», « $T_u$ » - «высокий».

3. Если  $V_n$  «низкая» и  $d$  «большая», то « $K_p$ » -«малый», « $T_u$ » - «высокий».
4. Если  $V_n$  «средняя» и  $d$  «малая», то « $K_p$ » -«высокий», « $T_u$ » - «средний».
5. Если  $V_n$  «средняя» и  $d$  «средняя», то « $K_p$ » -«средний», « $T_u$ » - «средний».
6. Если  $V_n$  «средняя» и  $d$  «большая», то « $K_p$ » -«малый», « $T_u$ » - «средний».
7. Если  $V_n$  «высокая» и  $d$  «малая», то « $K_p$ » -«высокий», « $T_u$ » - «низкая».
8. Если  $V_n$  «высокая» и  $d$  «средняя», то « $K_p$ » -«средний», « $T_u$ » - «низкий».
9. Если  $V_n$  «высокая» и  $d$  «большая», то « $K_p$ » -«малый», « $T_u$ » - «малый».

### WAR коррекция

В случае существенного изменения параметров объекта предложенные выше алгоритмы не могут обеспечить необходимых показателей качества. Для решения этой задачи авторами предложена WAR коррекция времени интегрирования  $T_u$  в комбинации с коррекцией коэффициента усиления  $K_p$  по анализу начального участка переходного процесса. WAR коррекция основана на использовании упорядоченных правил регулирования, которые действительны для выбранных характеристик и подобно нечёткому регулятору представляют базу знаний.

Введём переменные;

$$H(t) = \begin{cases} \varepsilon, & \text{если } \varepsilon(t) < 0, \\ 0, & \text{если } \varepsilon(t) \geq 0. \end{cases} \quad (10)$$

$$\Delta_{\text{дин}} = \begin{cases} y_{\text{зад}} - y_{\text{мин}}, & \text{если } e(t) > 0, \forall t \in (0; T), \\ 0, & \text{если } y(t) \geq y_{\text{зад}}, e(t) \leq 0, \forall t \in (0; T). \end{cases} \quad (11)$$

$$t_{\text{пез}} = t, \text{ если } |\varepsilon(t)| \leq 0.05, \forall t > t_{\text{пез}}. \quad (12)$$

Где  $y_{\text{мин}}$  - минимальное значение  $y$  за время  $T$ ,  $y_{\text{зад}}$  - заданное значение выходной величины.

Правила, описывающие стратегию коррекции имеют вид:

$$\text{если } H(t) > 0, \Delta \leq 0 \quad \forall t \in (0; T), \text{ то } T_u^{m+1} = T_u^m - \beta \cdot H(T), \quad (13)$$

$$\text{если } H(t) \leq 0, \Delta > 0 \quad \forall t \in (0; T), \text{ то } T_u^{m+1} = T_u^m + \gamma \cdot \Delta_{\text{дин}}. \quad (14)$$

Величины  $\beta$ ,  $\gamma$ ,  $T$  определяются экспериментально для выделенного класса объектов и могут уточняться в процессе наладки. Критерием останова итерационного процесса является выполнение неравенств:

$$\left| k_p^{(n+1)} - k_p^{(n)} \right| \leq \varepsilon_1; \quad \left| T_u^{(m+1)} - T_u^{(m)} \right| \leq \varepsilon_2, \text{ где } n, m - \text{число шагов адаптации.}$$

Где  $T_u^m$  - значение времени интегрирования на  $m$ -ом шаге,  $T_u^{m+1}$  - значение времени интегрирования на  $m+1$ -ом шаге,  $\beta$  и  $\gamma$  - весовые коэффициенты,  $\varepsilon_1$ ,  $\varepsilon_2$  - наперед заданные точности вычислений.

### Параметрическая оптимизация по заданному критерию

Предложенная стратегия решения, заключающаяся в нечёткой коррекции коэффициента передачи, в комбинации с поисковой оптимизацией интегрального критерия по времени интегрирования.

Математическая постановка задачи параметрической оптимизации имеет вид:

$$I = \int_{\alpha_H}^{\alpha_K} |\varepsilon| dt \rightarrow \min_{T_u}, \quad (15)$$

$$T_{об} \cdot \dot{y}(t) + y(t) = k_{об} \cdot u(t - \tau), u(t) = k_p \cdot (\varepsilon(t) + \frac{1}{T_u} \int \varepsilon(t) dt). \quad (16)$$

Ограничения:

$$\delta_{min} \leq \delta \leq \delta_{max}, \quad (17)$$

где  $y(t)$  – выход объекта,  $T_{об}$  - постоянная времени объекта,  $k_{об}$  - коэффициент передачи объекта,  $\tau$  - транспортное запаздывание объекта,  $u(t)$  - управление,  $e(t) = y_{зад} - y(t)$ , - сигнал рассогласования,  $k_p$  и  $T_u$  - параметры настройки регулятора,  $y_{зад}$  - задание регулятору,  $\delta$  - динамическая ошибка.

Вначале процесса коррекции производится определение нового значения коэффициента усиления регулятора  $k_p^{(n+1)}$  по формуле:

$$k_p^{(n+1)} = \gamma_p \cdot k_p^{(n)}, \quad (17)$$

где  $\gamma_p$  - коэффициент коррекции,  $n$  – номер шага коррекции  $k_p$ .

Нечёткая коррекция коэффициента усиления  $k_p$  выполняется с использованием алгоритма логического вывода Mamdani. Для этого диапазон возможного изменения динамической ошибки  $\delta$  ( $\delta \in [0; \delta_{max}]$ ) разбит на три нечётких подмножества. Для динамической ошибки  $\delta$  выбраны функции принадлежности треугольной формы. Формулы и графики этих функций приведены в таблице 3 и на рис. 3 соответственно. Переменная  $\delta$  «малая», если она меньше, чем  $\delta_1$ , «средняя», если её значение находится в диапазоне  $[\delta_2; \delta_3]$ , «большая», если её значение находится в диапазоне  $[\delta_4; \delta_{max}]$ .

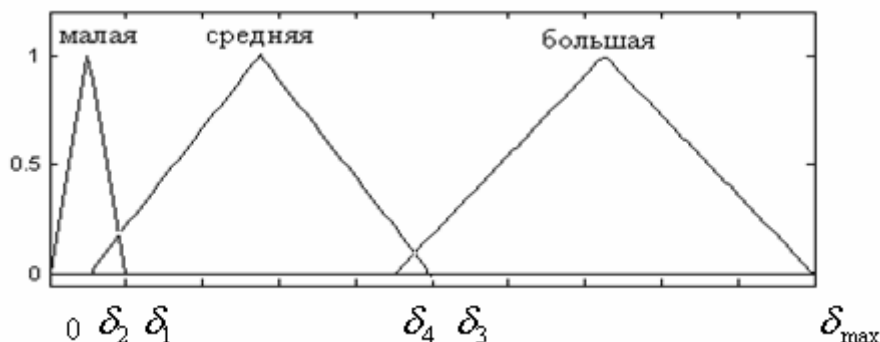


Рис. 3 Функции принадлежности динамической ошибки  $\delta$

Таблица 3

Нечёткие подмножества динамической ошибки  $\delta$ .

Нечеткое подмножество	Функции принадлежности
Динамическая ошибка «малая»	$trimf(x, 0, \frac{\delta_1}{2}, \delta_1) = \max \left( \min \left( \frac{x + 0}{\frac{\delta_1}{2} + 0}, \frac{\delta_1 - x}{\delta_1 - \frac{\delta_1}{2}} \right), 0 \right)$
Динамическая ошибка «средняя»	$trimf(x, \delta_2, \frac{(\delta_2 + \delta_3)}{2}, \delta_3) = \max \left( \min \left( \frac{x - \delta_2}{\frac{(\delta_2 + \delta_3)}{2} - \delta_2}, \frac{\delta_3 - x}{\delta_3 - \frac{(\delta_2 + \delta_3)}{2}} \right), 0 \right)$
Динамическая ошибка «большая»	$trimf(x, \delta_4, \frac{(\delta_4 + \delta_{max})}{2}, \delta_{max}) = \max \left( \min \left( \frac{x - \delta_4}{\frac{(\delta_4 + \delta_{max})}{2} - \delta_{max}}, \frac{\delta_{max} - x}{\delta_{max} - \frac{(\delta_4 + \delta_{max})}{2}} \right), 0 \right)$

Аналогично для коэффициента коррекции  $\gamma_p$  опеределён диапазон возможного изменения ( $\gamma_p \in (0; \gamma_{p_{\max}}]$ ) и определены функции принадлежности. Формулы и графики этих функций приведены в таблице 4 и на рис. 4 соответственно. Значение величины коэффициента коррекции  $\gamma_p$  считается «малым» если оно находится в диапазоне  $(0; \gamma_{p_1}]$ , «средним» если оно находится в диапазоне  $[\gamma_{p_2}; \gamma_{p_3}]$  и «большим» - если его значение находится в диапазоне  $[\gamma_{p_4}; \gamma_{p_{\max}}]$ . Для величины  $\gamma_p$  также были выбраны функции принадлежности треугольной формы.

Таблица 4

Нечёткие подмножества коэффициента коррекции  $\gamma_p$ .

Нечеткое подмножество	Функции принадлежности
$\gamma_p$ «малый»	$\text{trimf}(x, 0, \gamma_{p_1}/2, \gamma_{p_1}) = \max \left( \min \left( \frac{x-0}{\gamma_{p_1}/2 - 0}, \frac{\gamma_{p_1} - x}{\gamma_{p_1} - \gamma_{p_1}/2} \right), 0 \right)$
$\gamma_p$ «средний»	$\text{trimf}(x, \gamma_{p_2}, \gamma_{p_2} + \gamma_{p_3}/2, \gamma_{p_3}) = \max \left( \min \left( \frac{x - \gamma_{p_2}}{\gamma_{p_2} + \gamma_{p_3}/2 - \gamma_{p_2}}, \frac{\gamma_{p_3} - x}{\gamma_{p_3} - \gamma_{p_2} + \gamma_{p_3}/2} \right), 0 \right)$
$\gamma_p$ «большой»	$\text{trimf}(x, \gamma_{p_4}, (\gamma_{p_4} + \gamma_{p_{\max}})/2, \gamma_{p_{\max}}) = \max \left( \min \left( \frac{x - \gamma_{p_4}}{(\gamma_{p_4} + \gamma_{p_{\max}})/2 - \gamma_{p_4}}, \frac{\gamma_{p_{\max}} - x}{\gamma_{p_{\max}} - (\gamma_{p_4} + \gamma_{p_{\max}})/2} \right), 0 \right)$

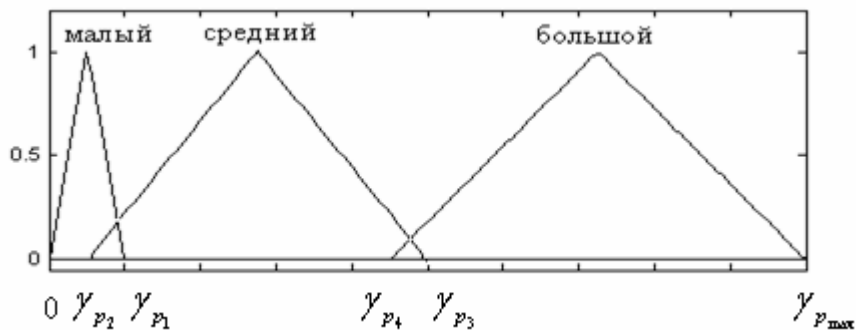


Рис. 4 Функции принадлежности коэффициента коррекции  $\gamma_p$ .

Для выполнения нечёткого вывода сформулирован следующий набор правил, связывающий динамическую ошибку  $\delta$  и коэффициента коррекции  $\gamma_p$ :

1. Если  $\delta$  «малая», то  $\gamma_p$  -«высокий»;
2. Если  $\delta$  «средняя», то  $\gamma_p$  -«средний»;
3. Если  $\delta$  «большая», то  $\gamma_p$  -«малый».

После выполнения коррекции коэффициента усиления  $k_p$  производится параметрическая оптимизация интегрального критерия  $I$ . Для решения этой задачи при фиксированном  $k_p$ , применяется метод координатного спуска [2, 3].

Предложенный алгоритм представлен ниже.

Шаг 1. Ввод  $A, I^{(0)}$ .

Шаг2.  $h^{(0)} = A, k=0, p=0$ .



Шаг3.  $k = k + 1, T_u^{(k)} = T_u^{(k-1)} + h^{(p)}$ .

Шаг4. Вычисление  $I^{(k)}$  при  $T_u^{(k)}$ .

Шаг5. Если  $I^{(k)} < I^{(k-1)}$ , то переход на шаг3, иначе переход на шаг6.

Шаг6.  $m = k, T_u^{(m)} = T_u^{(m-1)} - h^{(p)}$ .

Шаг7. Вычисление  $I^{(m)}$  при  $T_u^{(m)}$ .

Шаг8. Если  $I^{(m)} < I^{(m-1)}$ , то переход на шаг6, иначе переход на шаг9.

Шаг9. Если  $h^{(p)} > \mathcal{G}$ , то переход на шаг10, иначе - завершение процесса оптимизации.

Шаг10.  $p = p + 1, h^{(p)} = \beta \cdot h^{(p-1)}$ .

Шаг11. Переход на шаг3.

где  $h$  – величина приращения времени интегрирования  $T_u$ ,  $\mathcal{G}$  - заданное минимальное значение приращения  $h$ ,  $\beta$  - коэффициент коррекции величины изменения  $h$ ,  $A$  - заданное начальное значение величины приращения  $h$ ,  $k, m, p$  - счётчики итераций. Значение коэффициента  $A$  выбирается согласно табл. 5.

Таблица 5

Значение  $A$  в зависимости от  $T_{об}$ .

$T_{об}$ , сек	$A$
$0 \div 10$	1
$10 \div 100$	10
$100 \div 1000$	100

Найденное значение  $T_u$ , при котором достигается минимум критерия  $I$ , используется для опеределения нового начального значения коэффициента усиления регулятора  $k_p^{(0)}$  для уточнения с помощью нечёткого алгоритма коррекции. Далее аналогично описанным действиям производится попеременная подстройка коэффициента усиления регулятора  $k_p$  и времени интегрирования  $T_u$  до тех пор, пока в результате поочередной коррекции значение времени интегрирования  $T_u$  в результате оптимизации не отличается от значения этого времени найденного на предыдущем шаге оптимизации.

### Внедрение предложенных алгоритмов

Часть из разработанных алгоритмов получили своё внедрение в промышленных АСУ ТП. В частности, однопараметрический алгоритм (1) с коррекцией по анализу начального участка переходного процесса был внедрен в программном обеспечении контроллеров компании “Раут-Автоматик” и используется для коррекции настроек ПИ закона регулирования в системах кондиционирования и горячего водоснабжения. Для подтверждения работы алгоритма приведем данные анализа адаптивной АСР калорифера системы вентиляции Киевской городской больницы “Феофания”. В результате исследования объекта регулирования было установлено, что коэффициент передачи  $k_{об}$  и постоянная времени  $T_{об}$  в зависимости от нагрузки может изменяться на  $\pm 50\%$ . Полученная передаточная функция объекта регулирования имеет вид:

$$W_{об}(p) = \frac{0.42 \cdot e^{-30 \cdot p}}{60 \cdot p + 1} \quad (18)$$

Начальные настройки адаптивного ПИ регулятора, обеспечивающие переходный процесс с 20% перерегулированием определены по зависимостям (3):  $k_p^{(0)} = 2,27, T_u^{(0)} = 48$  сек.

После введения в действие АСР контур адаптации скорректировал эти настройки. Для этого понадобилось три шага адаптации коэффициента передачи, значения этих настроек следующие:  $k_p^{(3)} = 1,51$ ,  $T_u^{(0)} = 48$  сек. Проведя моделирование в Matlab6.5 при подаче возмущения по заданию, мы получили результаты представленные на рис. 5.

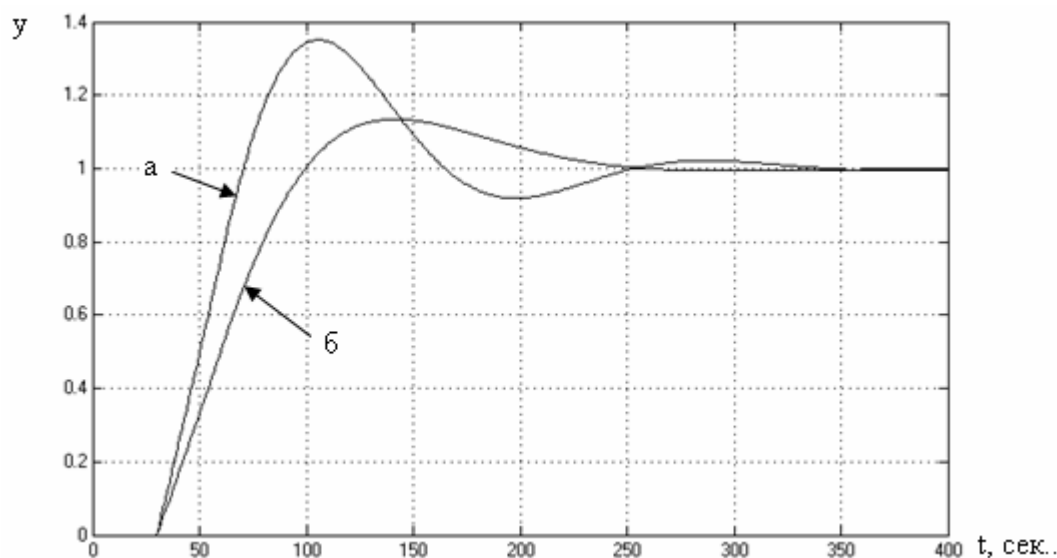


Рис. 5 Переходные процессы в замкнутой системе:

а – с начальными настройками регулятора; б – после трёх шагов адаптации.

Как видно на графике переходного процесса после адаптации рис.5.б, система регулирования обеспечивает процесс с 20% перерегулированием, что необходимо для оптимальной работы.

### Выводы

1. Предложены алгоритмы коррекции по анализу начального участка с однопараметрической подстройкой, которые при изменении параметров объекта на  $\pm 50\%$  позволяют получить переходный процесс с 20% перерегулированием.
2. В случае, если параметры объекта изменяются больше, чем на  $\pm 50\%$  следует использовать одну из стратегий подстройки всех параметров регулятора: WAR-коррекция, нечёткая коррекция по анализу показателей качества переходного процесса в комбинации с параметрической оптимизацией по заданному критерию.
3. Для начальной настройки системы рекомендуется использовать алгоритм идентификации в разомкнутом контуре. Разработано алгоритмическое обеспечение для реализации этих подходов в случае ПИ, ПИД алгоритмов.

The techniques for building the self-tuned regulators of power engineering quasi-stationary objects are proposed. It consists in tuning of the coefficients of PI, PID algorithms. The results of modeling are presented. The operability of self-tuned regulators within wide range of the object parameters change is shown.

1. Белов В.В. «Разработка и исследование методов и схем беспоисковой оптимизации АСР в теплоэнергетике на основе анализа ошибки регулирования»: автореферат диссертации на соискание ученой степени кандидата технических наук, Иваново 1984г.
2. Методы оптимизации в теории управления: Учебное пособие/ И.Г. Черноруцкий. – С-Пб. : Питер, 2004. – 256с.:ил.
3. «Улучшение удаления азота из дымовых газов на комбинированных электростанциях с помощью нечёткого WAR-регулятора» - Техника регулирования, обзор АВВ 9/93.