

УДК 681.51/52 : 62-505 : 519.711

В. Д. Бобко, Ю. Н. Золотухин, А. А. Нестеров

(Новосибирск)

### О НЕЧЕТКОЙ ДИНАМИЧЕСКОЙ КОРРЕКЦИИ ПАРАМЕТРОВ ПИД-РЕГУЛЯТОРА

Предложена нечеткая реализация динамической коррекции параметров ПИД-регулятора. Для генерирования правил нечеткого управления использован результат анализа поведения системы в окрестности оптимальной по быстродействию траектории.

1. Для регулирования технологических процессов широко используются стандартные промышленные пропорционально-интегрально-дифференциальные регуляторы (ПИД-регуляторы). ПИД-регулятор достаточно просто настраивается для работы с конкретным объектом и обеспечивает удовлетворительную стабилизацию регулируемого параметра при незначительных его отклонениях от заданной величины. Однако при резких изменениях режима работы управляемого объекта или при переводе его на другой режим работы качество переходного процесса в системе с ПИД-регулятором может оказаться неудовлетворительным. Возникает необходимость в использовании дополнительных командных устройств, корректирующих работу ПИД-регулятора. Представляется заманчивым использовать легкую перестраиваемость параметров ПИД-регулятора для корректировки его работы непосредственно в ходе переходного процесса. Идея управления параметрами системы с целью получения качественного переходного процесса хорошо известна [1—4].

2. Рассмотрим задачу коррекции качества переходного процесса путем динамического изменения в определенных пределах параметров ПИД-регулятора. Структурная схема системы регулирования с ПИД-регулятором показана на рис. 1. Здесь  $W_0(S)$  и  $W_p(S)$  — передаточные функции объекта и регулятора соответственно. Для линейного объекта  $n$ -порядка и ПИД-регулятора с передаточной функцией

$$W_p(S) = K_1 + \frac{K_2}{S} + K_3S \quad (2.1)$$

уравнение системы имеет вид

$$\begin{aligned} a_n y^{(n)} + a_{n-1} y^{(n-1)} + \dots + a_1 y' + a_0 y &= \\ = K_1(u - y) + K_2 \int (u - y) dt + K_3(u - y)'. \end{aligned} \quad (2.2)$$

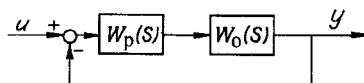


Рис. 1

Введем переменную

$$x_1 = \int_0^t (u - y) dt \quad (2.3)$$

и запишем уравнения движения в векторной форме:

$$\dot{X} = AX + Bu. \quad (2.4)$$

Здесь  $X$  и  $B$  —  $(n + 1)$ -мерные векторы;  $A$  — матрица;  $u$  — скаляр. Для матрицы  $A$  и элементов вектора  $B$  имеем следующие соотношения:

$$A = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \\ -\frac{K_2}{a_n} & -\frac{a_0 + K_1}{a_n} & -\frac{a_1 + K_3}{a_n} & -\frac{a_2}{a_n} & \dots & -\frac{a_{n-2}}{a_n} & -\frac{a_{n-1}}{a_n} \end{pmatrix}; \quad (2.5)$$

$$b_1 = 1, b_2 = b_3 = \dots = b_{n-1} = 0, b_n = -\frac{K_3}{a_n}, b_{n+1} = \frac{a_{n-1}K_3 - a_nK_1}{a_n^2}.$$

Предполагается, что параметры ПИД-регулятора в процессе управления можно изменять в некоторых интервалах:

$$K_i^{\min} \leq K_i \leq K_i^{\max}, \quad i = \overline{1, 3}. \quad (2.6)$$

Пусть при  $u = u(t)$  и некоторых допустимых значениях параметров  $K_i$  система может быть переведена из состояния  $X(t_0) = X^0$  в заданное состояние  $X(t_1) = X^1$ . Ставится задача перевода системы (2.5) из состояния  $X^0$  в состояние  $X^1$  за минимальное время  $t_1 - t_0$  путем динамического изменения параметров  $K_i$  при выполнении условий (2.6). В соответствии с принципом максимума вводим сопряженную систему

$$\dot{\Psi} = -A^* \Psi \quad (2.7)$$

и параметры  $K_i$  определяем из условия максимума функции

$$H(\Psi, X, K_1, K_2, K_3) = (AX + Bu, \Psi) \quad (2.8)$$

по параметрам  $K_i$  при условиях (2.6). Оставляя в (2.8) только члены, содержащие искомые параметры  $K_i$ , приходим к задаче максимизации по  $K_i$  функции

$$H_1(\Psi, X, K_1, K_2, K_3) = b_n \Psi_n u - \frac{1}{a_n} (K_2 x_1 + K_1 x_2 + K_3 x_3) \Psi_{n+1} + b_{n+1} \Psi_{n+1} u. \quad (2.9)$$

Введем параметры:

$$K_i^0 = \frac{K_i^{\max} + K_i^{\min}}{2}, \quad \Delta K_i = \frac{K_i^{\max} - K_i^{\min}}{2}, \quad i = \overline{1, 3}. \quad (2.10)$$

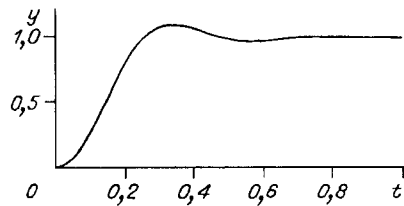


Рис. 2

Учитывая положительность коэффициента  $a_n$ , из (2.5), (2.6) и (2.9) получаем оптимальные значения коэффициентов  $K_i$ :

$$\begin{aligned} K_1^{\text{opt}} &= K_1^0 - \Delta K_1 \text{sign} \left[ (x_2 + u) \Psi_{n+1} \right], \\ K_2^{\text{opt}} &= K_2^0 - \Delta K_2 \text{sign} \left[ x_1 \Psi_{n+1} \right], \\ K_3^{\text{opt}} &= K_3^0 - \Delta K_3 \text{sign} \left[ x_3 \Psi_{n+1} - \left( \frac{a_{n-1}}{a_n} \Psi_{n+1} - \Psi_n \right) u \right]. \end{aligned} \quad (2.11)$$

Соотношения (2.11), (2.4), (2.5) и (2.7) образуют замкнутую систему уравнений, описывающую оптимальный переходный процесс при соответствующем выборе  $\Psi(t_0) = \Psi^0$  — начальных условий для сопряженной системы (2.7). Выбор этих условий производится, исходя из требования прохождения управляемой системы (2.7) через точку  $X(t_1) = X^1$  в некоторый момент  $t = t_1$ , и связан с трудностями, характерными для большинства задач оптимального управления. Сопряженная система в соответствии с (2.11) определяет только моменты смены знаков управляющих параметров. В свою очередь, эти моменты зависят от  $X^0$  и  $X^1$ .

Однако для режима перевода управляемой системы из одной точки статического равновесия  $X^0$  в другую точку статического равновесия  $X^1$  при ступенчатом изменении  $U$  моменты переключений управляющих параметров остаются фиксированными для данной системы и могут быть рассчитаны заранее [5, 6].

На рис. 2 показаны результаты моделирования описанного выше способа управления для объекта третьего порядка, состоящего из трех апериодических звеньев ( $T_1 = 0,1$  с,  $T_2 = 0,2$  с,  $T_3 = 0,7$  с).

Предложенный метод коррекции переходного процесса дает хорошие результаты, но его реализация с помощью задания оптимальной программы переключений чрезвычайно чувствительна даже к малым изменениям параметров объекта и действию возмущений.

Преодоление указанных недостатков можно искать на пути определения  $K_i$  в зависимости от фазовых координат системы с использованием методов нечеткого управления [7—9].

3. Основная функция, возлагаемая на нечеткий контроллер, — формирование корректирующих поправок к коэффициентам  $K_1$ ,  $K_2$  и  $K_3$  ПИД-регулятора в зависимости от текущих координат системы. В этом случае ПИД-регулятор с корректирующим нечетким контроллером представляет собой нелинейную систему.

Разработка нечеткого контроллера сводится к решению нескольких задач:

выбор входных лингвистических переменных на основе анализа поведения замкнутой системы в рассчитанном ранее оптимальном режиме (см. рис. 2);

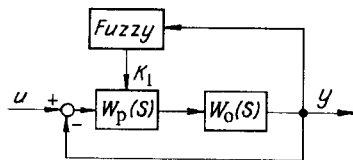


Рис. 3

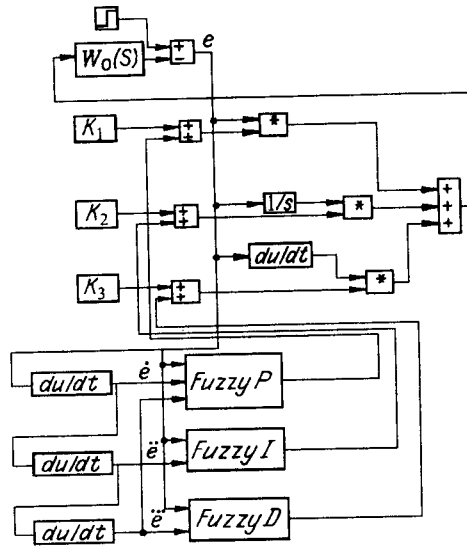


Рис. 4

назначение для каждой из лингвистических переменных набора лингвистических термов (значений);

выбор для каждого из термов аппроксимирующего нечеткого множества;

создание базы правил контроллера на основе анализа совокупности значений «входные переменные — управление», найденной для оптимального режима;

принятие адекватного проблеме механизма нечеткого вывода и выбор эффективного метода преобразования полученного нечеткого управления в «четкий» выходной сигнал.

Процедура обработки входной (четкой) информации в контроллере вкратце может быть описана следующим образом:

текущие значения входных переменных преобразуются в лингвистические (фазифицируются);

на основании полученных лингвистических значений и с использованием базы правил контроллера производится нечеткий логический вывод, в результате которого вычисляются лингвистические значения выходных переменных;

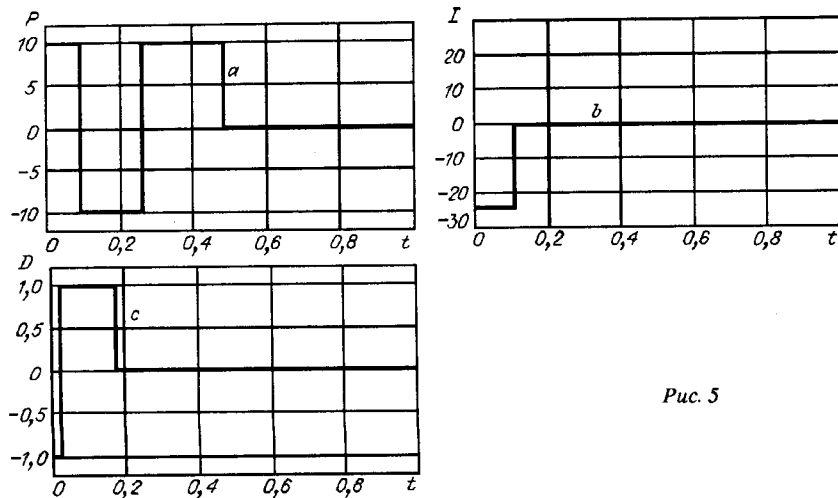


Рис. 5

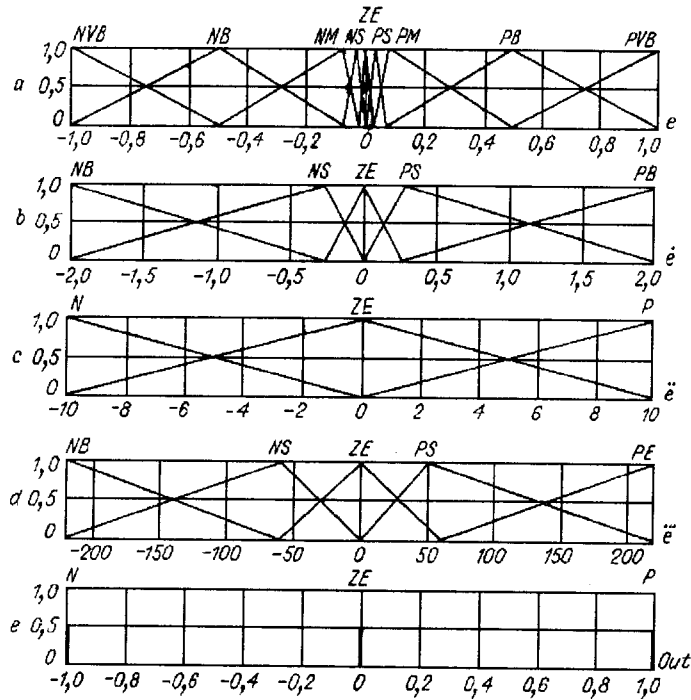


Рис. 6

заключительным этапом обработки является вычисление «четких» значений управляющих параметров (дефазификация).

Для решения рассматриваемой задачи необходим нечеткий (fuzzy) контроллер с несколькими входами и тремя выходами (рис. 3). В работе эта задача сведена к построению трех нечетких контроллеров (каждый с одним выходом), что упростило разработку.

Функциональная схема системы управления с использованием динамически корректируемого ПИД-регулятора приведена на рис. 4. Каждый нечеткий контроллер, вырабатывающий поправки к соответствующим коэффициентам регулятора в реальном масштабе времени, реализует закон управления, рассчитанный в п. 1 настоящей работы. На рис. 5, а—с приведены законы изменения поправок для  $P$ -,  $I$ - и  $D$ -термов ПИД-регулятора как функции времени. Нечеткий контроллер реализует соответствующие законы управления как функции фазовых координат системы.

В качестве примера реализации основных этапов разработки нечеткого контроллера на рис. 6, а—е представлены лингвистические термы и связанные с ними нечеткие множества для переменных «ошибка» ( $e$ ) и ее первая ( $\dot{e}$ ),

		$e$								
		$NVB$	$NB$	$NM$	$NS$	$ZE$	$PS$	$PM$	$PB$	$PVB$
$\dot{e}$	$NB$	$P$	$P$	$P$	$Z$	$Z$	$Z$	$Z$	$P$	$N$
	$NS$	$P$	$P$	$Z$	$Z$	$Z$	$Z$	$Z$	$P$	$P$
	$ZE$	$P$	$P$	$Z$	$Z$	$Z$	$Z$	$Z$	$P$	$P$
	$PS$	$P$	$P$	$Z$	$Z$	$Z$	$Z$	$Z$	$P$	$P$
	$PB$	$N$	$P$	$Z$	$Z$	$Z$	$Z$	$P$	$P$	$P$

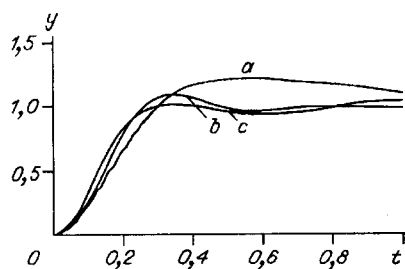


Рис. 7

вторая ( $\ddot{e}$ ) и третья ( $\dddot{e}$ ) производные, а также «выход» соответственно. В таблице приведена база правил нечеткого контроллера, реализующего коррекцию  $D$ -терма (на рис. 6,  $a$ — $e$  и в таблице использованы следующие обозначения термов:  $NVB$  — отрицательное очень большое,  $NB$  — отрицательное большое,  $NM$  — отрицательное среднее,  $NS$  — отрицательное малое,  $ZE$  — приблизительно нуль,  $PS$  — положительное малое,  $PM$  — положительное среднее,  $PB$  — положительное большое,  $PVB$  — положительное очень большое,  $P$  — положительное,  $N$  — отрицательное).

Результаты моделирования отклика на единичный скачок для системы с традиционным ПИД-регулятором, систем с оптимальной коррекцией во временной области и нечеткой коррекцией приведены на рис. 7,  $a$ — $c$  соответственно. Исходные (опорные) значения параметров  $K_i$  ПИД-регулятора рассчитаны методом Циглера — Николса.

Таким образом, продемонстрирована возможность построения систем с нечеткой динамической коррекцией параметров традиционных регуляторов. Применение методов нечеткого управления позволило получить качественный переходный процесс без использования громоздких вычислительных процедур, характерных для классического метода управления с использованием принципа максимума.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Таран В. А. Применение нелинейной коррекции и переменной структуры для улучшения динамических свойств систем автоматического управления // *АиТ*. 1964. 25, № 1.
2. Александров В. М., Нестеров А. А. Оптимальные системы с управляемой структурой // *Изв. СО АН СССР. Сер. техн. наук*. 1965. № 6, вып. 2.
3. Александров В. М., Нестеров А. А. Оптимальная система с управляемой обратной связью // *Изв. АН СССР. Техн. кибернетика*. 1966. № 2.
4. Александров В. М., Нестеров А. А. Оптимальное по быстродействию управление структурой динамической системы и регулирующим воздействием // *Многосвязные и инвариантные системы. Нелинейные системы*. М.: Наука, 1968.
5. Александров В. М., Нестеров А. А. Оптимальные процессы в линейных измерительных системах // *Автометрия*. 1965. № 2.
6. Александров В. М., Нестеров А. А. Применение оптимального управления для улучшения характеристик аналоговых измерительных приборов // *Автометрия*. 1967. № 6.
7. Zadeh L. A. Outline of a new approach to the analysis of complex systems and decision processes // *IEEE Trans. Syst. Man and Cybern.* 1973. SMC-3, N 1. P. 28.
8. Mamdani E. H. Application of fuzzy algorithms for simple dynamic plant // *Proc. IEE*. 1974. 121. P. 1585.
9. Kruze R., Gebhardt T., Klawonn F. *Foundation of Fuzzy Systems*. J. Wiley & Sons, 1994.

Поступила в редакцию 8 декабря 1997 г.