Тарадай В.И., Несен Л.И., Побигайло В.А.; Нац. техн. ун-т Украины «Киев. политехн. ин-т». – Киев, 1999. –18 с. – Рус. – Деп. в ГНТБ Украины.

2. *Обзор математических моделей* электрической дуги / Розен В.П., Тарадай В.И., Побигайло В.А.; Нац. техн. ун-т Украины «Киев. политехн. ин-т». – Киев, 1999. – 8 с. – Рус. – Деп. в ГНТБ Украины.

УДК 611.313.332.2

СТРУКТУРЫ ПРОПОРЦИОНАЛЬНО-ИНТЕГРАЛЬНЫХ НЕЧЕТКИХ КОНТРОЛЛЕРОВ С ПЕРЕМЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ ДЛЯ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

А.В. Чермалых, канд. техн. наук, В.В. Кузнецов, асп. (НТУУ «КПИ»)

Наведено структури нелінійних нечітких контролерів для автоматизованого електроприводу, отримані в результаті використання різних методів дефазифікації у визначенні керуючого впливу, які мають змінний коефіцієнт підсилення, що залежить від величини та знаку вхідних змінних контролера.

Введение

Несмотря на то, что нечеткая технология управления уже нашла практическое применение, основы теории таких систем находятся еще в стадии развития. Целью настоящей статьи является аналитический анализ структур простых нечетких контроллеров (фаззи-контроллеров), использующих различные методы формирования управляющих воздействий.

Используя преимущества аналитического анализа, авторы выполнили теоретические исследования для определения адекватности известных методов дефазификации в контексте нечеткого управления с целью сравнения динамических и статических (включая локальную стабильность в точке равновесия) характеристик нечетких контроллеров. Нечеткие контроллеры в этом анализе рассматриваются как нелинейные, адаптивные. Их конфигурация включает два входных и три выходных нечетких набора, четыре правила управления и четыре метода вывода управляющего сигнала (R_M, R_L, R_{DP}, R_{BP}). Нечеткие контроллеры наиболее эффективно могут применяться для автоматизированного управления скоростью или положением электропривода переменного тока, имеющего сложную структуру с переменными параметрами и нелинейными звеньями [1].

Аналитические структуры простых нечетких контроллеров

Нечеткие контроллеры, рассмотренные в этой статье, имеют минимально возможную конфигурацию, поэтому они названы простыми нечеткими контроллерами. Такие контроллеры имеют два нечетких входа – ошибку регулирования и приращение ошибки за интервал дискретности по времени. После масштабирования входы имеют вид:

$$GE \cdot e(nT) = GE \cdot (y_з - y(nT)); \tag{1}$$

$$GR \cdot r(nT) = GR \cdot (e(nT) - e(nT - T)), \tag{2}$$

где GE и GR – весовые коэффициенты для ошибки $e(nT)$ и приращения $r(nT)$ соответственно; $y_з$ – заданное значение управляемой переменной конкретного технического процесса; $y(nT)$ – действительное значение выходной переменной в момент времени nT.

Масштабированные ошибка и приращение представляют собой нечеткие области с входными переменными и функциями принадлежности μ, показанными на рис. 1.

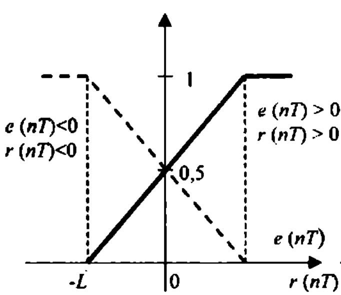

Рис. 1

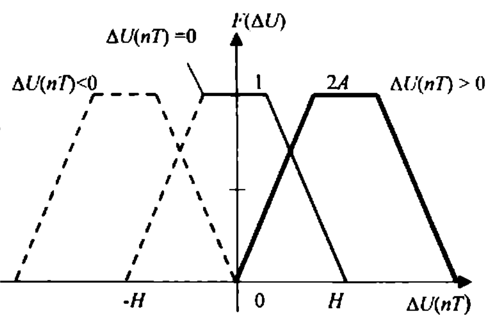

Рис. 2

Внутри интервала (-L, L) значение функций принадлежности увеличивается (уменьшается) линейно. Вне этого интервала μ принимает значение 0 или 1.

Для области значений $e(nT) > 0$, $e(nT) < 0$ функции принадлежности будут соответственно равны:

$$\mu_e^+ = \frac{L + GE \cdot e(nT)}{2L}; \quad \mu_e^- = \frac{L - GE \cdot e(nT)}{2L}. \tag{3}$$

Аналогично для $r(nT) > 0$, $r(nT) < 0$

$$\mu_r^+ = \frac{L + GR \cdot r(nT)}{2L}; \quad \mu_r^- = \frac{L - GR \cdot r(nT)}{2L}. \tag{4}$$

Очевидно, что

$$\mu_e^+ + \mu_e^- = 1; \quad \mu_r^+ + \mu_r^- = 1. \tag{5}$$

В системе управления с нечетким контроллером используют четыре правила определения знака пошагового выхода контроллера $\Delta U(nT)$:

$$\Delta U(nT) \begin{cases} > 0 & \text{если } e(nT) > 0, \;\; r(nT) > 0; & (r_1) \\ = 0 & \text{если } e(nT) > 0, \;\; r(nT) < 0; & (r_2) \\ = 0 & \text{если } e(nT) < 0, \;\; r(nT) > 0; & (r_3) \\ < 0 & \text{если } e(nT) < 0, \;\; r(nT) < 0. & (r_4) \end{cases}$$

Функции принадлежности выхода нечеткого контроллера представлены в виде трех трапеций в соответствии с принятыми правилами управления (рис. 2): H – координата центра тяжести трапеции $\Delta U(nT) > 0$; $(-H)$ – координата центра тяжести трапеции $\Delta U(nT) < 0$; $2A$ – верхнее основание трапеции. Форма трапеции определяется отношением

$$\Theta = \frac{A}{H}, \tag{6}$$

которое должно ограничиваться значением

$$\Theta \le 0{,}5. \tag{7}$$

Рассмотрим четыре различных метода определения выходного сигнала контроллера (табл. 1).

Таблица 1. Методы определения выходного сигнала контроллера

Метод активизации функции принадлежности	Определение функции принадлежности
R_M	$\mu \wedge F(\Delta U)$
R_L	$\mu \cdot F(\Delta U)$
R_{DP}	$\begin{cases} \mu, & F(\Delta U) = 1 \\ F(\Delta U), & \mu = 1 \\ 0, & \mu < 1 \text{ и } F(\Delta U) < 1 \end{cases}$
R_{BP}	$0 \vee [\mu + F(\Delta U) - 1]$

Выходы представлены затемненными областями на рис. 3, где μ – значение функции принадлежности, полученное по входным нечетким множествам; площади затемненных участков трапеций определяются по формулам

$$\left. \begin{aligned} S_M(\mu) &= \mu(2 - \mu + \mu \cdot \Theta)H; \\ S_L(\mu) &= \mu(1 + \Theta)H; \\ S_{DP}(\mu) &= 2\mu\Theta H; \\ S_{BP}(\mu) &= \mu(2\Theta + \mu - \mu\Theta)H. \end{aligned} \right\} \tag{8}$$

Функции принадлежности нечетких множеств выходной переменной контроллера обозначены $F(\Delta U)$.

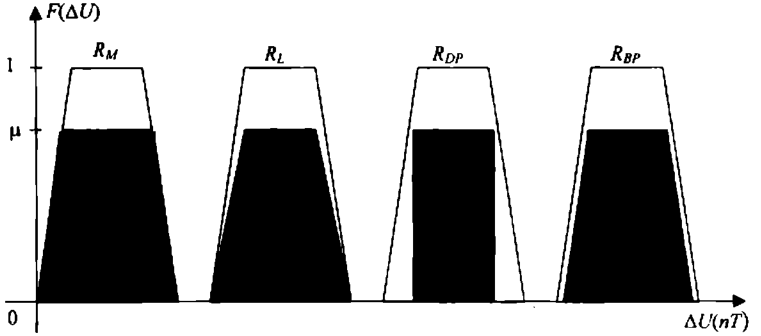

Рис. 3

Правила управления (r_2) и (r_3) дают две функции принадлежности μ_{r2} и μ_{r3}, соответствующие одному и тому же нечеткому множеству $\Delta U(nT) = 0$. Для объединенной функции принадлежности, используя нечеткую логику «И», будем иметь:

$$\mu_{r2\wedge r3} = \min((\mu_{r2} + \mu_{r3}), 1) = \mu_{r2} + \mu_{r3} \le 1. \tag{9}$$

Для дефазификации входных нечетких множеств воспользуемся гравитационным методом [2], согласно которому в качестве выходной переменной принимается координата центра тяжести всех площадей функций принадлежности (рис. 2). Поскольку все нечеткие области являются симметричными относительно их центров тяжести (H, 0, $-H$), то по этим координатам может быть рассчитана координата глобального центра тяжести. Таким образом, масштабированная выходная переменная $\Delta U(nT)$ будет равна

$$\begin{aligned} GU \cdot \Delta U(nT) &= GU \frac{-H \cdot S(\mu_{r1}) + 0 \cdot S(\mu_{r2}, \mu_{r3}) + H \cdot S(\mu_{r4})}{S(\mu_{r1}) + S(\mu_{r2}, \mu_{r3}) + S(\mu_{r4})} = \\ &= GU \cdot \Delta U(nT) \frac{H \cdot (S(\mu_{r4}) - S(\mu_{r1}))}{S(\mu_{r1}) + S(\mu_{r2}, \mu_{r3}) + S(\mu_{r4})}, \end{aligned} \tag{10}$$

где $S(\mu_{r4})$ и $S(\mu_{r1})$ – рассчитанные по формулам (8) площади активной части функций принадлежности μ_{r4} и μ_{r1} соответственно для областей $\Delta U(nT) > 0$ и $\Delta U(nT) < 0$; $S(\mu_{r2}, \mu_{r3})$ – площадь, соответствующая области $\Delta U(nT) = 0$ и правилам управления (r_2) и (r_3) с учетом полученной согласно (9) объединенной функции принадлежности $\mu_{r2,r3}$; GU – весовой коэффициент для переменной $\Delta U(nT)$.

Полный выход нечеткого контроллера

$$U(nT) = U(nT - T) + GU \cdot \Delta U(nT),$$

где $U(nT\text{-}T)$ – значение выходной переменной в предыдущем интервале времени $nT\text{-}T$.

Практически масштабированная ошибка регулирования и ее приращение при реализации системы управления должны находиться внутри интервала ($-L$, L), чтобы полностью использовать преимущества нелинейного нечеткого контроллера. Такие контроллеры, независимо от метода определения выходной величины (R_M, R_L, R_{DP} или R_{BP}), имеют переменные коэффициенты передачи

$$GU \cdot \Delta U(nT) = (K_I \cdot e(nT) + K_P \cdot r(nT)), \tag{11}$$

где K_I и K_P – соответственно коэффициенты пропорциональной и интегральной составляющих:

$$K_P = \beta \cdot GR; \tag{12}$$

$$K_I = \beta \cdot GE. \tag{13}$$

Коэффициент β зависит от метода определения выходной переменной контроллера и находится согласно (11)...(13) из выражения:

$$\beta = \frac{GU \cdot \Delta U(nT)}{GE \cdot e(nT) + GR \cdot r(nT)}. \tag{14}$$

Определим структуру нечеткого контроллера, используя R_M-метод, для чего заменим функцию принадлежности в формуле $S_M(\mu)$ функциями μ_{ri}:

$$\mu_{r1} = \mu_r^+,\ \ \mu_{r2} = \mu_r^-,\ \ \mu_{r3} = \mu_e^-,\ \ \mu_{r4} = \mu_e^- \tag{15, а}$$

или

$$\mu_{r1} = \mu_e^+,\ \ \mu_{r2} = \mu_e^+,\ \ \mu_{r3} = \mu_r^+,\ \ \mu_{r4} = \mu_r^-, \tag{15, б}$$

то есть найдем значения площадей $S(\mu_{ri})$ для формулы (10).

На основании зависимостей (3) и (4), если $GR \cdot |r(nT)| \le GE|e(nT)| \le L$, дефазификационный алгоритм (10) для варианта (15, а) примет вид

$$GU \cdot \Delta U(nT) = \frac{0{,}5H \cdot GU \cdot (A + B)}{(3 + \Theta)L^2 - (C + D)}, \tag{16}$$

где
$$A = (1 + \Theta)L(GE \cdot e(nT) + GR \cdot r(nT));$$
$$B = 0{,}5(1 - \Theta)((GE \cdot e(nT))^2 - (GR \cdot r(nT))^2);$$
$$C = (1 + \Theta)L \cdot GE \cdot |e(nT)|;$$
$$D = 0{,}5(1 - \Theta)((GE \cdot e(nT))^2 + (GR \cdot r(nT))^2).$$

Подставив в выражение (14) значение $GU \cdot \Delta U(nT)$ из (16), получим

$$\beta^M = \frac{0{,}5H \cdot GU \cdot (A_1 + B_1)}{(3 + \Theta)L^2 - (C + D)}, \tag{17}$$

где $A_1 = (1 + \Theta)L$; $B_1 = 0{,}5(1 - \Theta)|GE \cdot e(nT) - GR \cdot r(nT)|$.

Аналогично определяется коэффициент β для других методов выделения активных площадей функций распределения выходной переменной контроллера. Так, для R_L-метода и R_{DP}-метода при комбинации функций распределения (15, а)

$$\beta^L = \beta^{DP} = \frac{0{,}5H \cdot GU}{2L - GE \cdot |e(nT)|}. \qquad (18)$$

Из уравнения (16) ясно, что нечеткий контроллер является нелинейным как по отношению к ошибке регулирования $e(nT)$, так и к темпу ее изменения $r(nT)$.

Из проведенного анализа видно, что основным параметром рассмотренных структур нечеткого контроллера является коэффициент β, который определяет эффективность стабилизации переходных режимов. Для всех четырех методов определения управляющего воздействия коэффициент β симметричен относительно осей координат нечетких множеств:

$$GR \cdot r(nT) = GE \cdot e(nT);$$
$$GR \cdot r(nT) = -GE \cdot e(nT).$$

Очевидно, что, например, для R_M-метода β^M достигает максимума при $GE \cdot e(nT) = L$ и $GR \cdot r(nT) = -L$:

$$\beta^M_{max} = \frac{H \cdot GU}{(1+\Theta)L}, \qquad (19)$$

так как при этом числитель (17) принимает наибольшее значение, а знаменатель – наименьшее.

Если $GR \cdot r(nT) = GE \cdot e(nT) = 0$, то числитель становится минимальным, а знаменатель – максимальным и, следовательно,

$$\beta^M_{min} = \frac{(1+\Theta) \cdot H \cdot GU}{2(3+\Theta)L}. \qquad (20)$$

Отношение β^M_{max} к β^M_{min}

$$\rho^M = \frac{2(3+\Theta)}{(1+\Theta)^2} \qquad (21)$$

монотонно уменьшается с увеличением Θ от 0 до 0,5 и определяет диапазон изменения коэффициента передачи нечеткого элемента:

$$28/9 \le \rho^M \le 6.$$

При определенной величине $GR \cdot r(nT)$ в случае $GE \cdot e(nT) \ge GR \cdot r(nT)$ возрастает $GE \cdot e(nT)$, увеличивая числитель (17) и уменьшая знаменатель. Аналогично при заданной величине $GE \cdot e(nT)$ увеличение $GR \cdot r(nT)$ приводит к увеличению β^M.

Если $GR \cdot r(nT) = GE \cdot e(nT) = L$, то коэффициент β^M будет равен

$$\beta^{M}_{L.L} = \frac{H \cdot GU}{2L}. \qquad (22)$$

По такой методике находят характерные значения коэффициента β для других методов определения выходной переменной контроллера.

Заключение

Нечеткие контроллеры с различными методами определения управляющего воздействия $\Delta U(nT)$ являются нелинейными с переменной структурой. Самые простые структуры получаются при R_L и R_{DP}-методах. Нечеткие контроллеры превосходят классические линейные регуляторы в тех случаях, когда объект управления содержит существенные нелинейности с изменяющимися во времени параметрами или звенья с запаздыванием. Эти контроллеры могут использоваться для линейных систем, обеспечивая абсолютную устойчивость положения равновесия и требуемое качество регулирования. При синтезе структуры и параметров нечетких регуляторов следует выбирать границы нечетких множеств и весовые коэффициенты по приведенным выше формулам, исходя из максимально возможных реальных значений ошибки регулирования и интенсивности ее изменения.

1. *Волков А.В.* Квазивекторное управление частотно-регулируемым асинхронным двигателем // Технічна електродинаміка. – 1999. – №3. – С. 32–36.
2. *Системы фаззи–управления* / В.И. Архангельский., И.Н. Богаенко, Г.Г. Грабовский, Н.А. Рюмшин. – Київ: Техніка, 1997. – 208 с.

УДК 681.142

КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ УПРУГОЙ СИСТЕМЫ С РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

В.М. Чермалых, докт. техн. наук, А.В. Данилин, асп. (НТУУ «КПИ»)

Викладено метод комп'ютерного моделювання складних пружних систем шляхом заміни елементів з розподіленими параметрами дискретними ланцюговими ланками, який дозволяє оптимізувати електромеханічні системи по динамічним навантаженням з урахуванням частот власних коливань, що змінюються в часі.

К промышленным электромеханическим системам относят, в основном, машины и установки, содержащие электродвигатели и специальные механизмы (трансмиссии), передающие движение исполнительному органу. Трансмиссии машин отличаются большой сложностью распределения масс (моментов