

NGHIÊN CỨU KHẢ NĂNG THAY THẾ BỘ ĐIỀU KHIỂN PI VÀ BỘ ĐIỀU KHIỂN MỜ BẰNG BỘ ĐIỀU KHIỂN DỰA TRÊN ĐẠI SỐ GIA TỬ CHO ĐỘNG CƠ MỘT CHIỀU

Nguyễn Cát Hồ¹, Vũ Như Luân^{1, 2, *}, Nguyễn Tiến Duy³, Phạm Văn Thiêm³

¹*Viện Công nghệ thông tin, Viện HLKHCNVN, 18 Hoàng Quốc Việt, Cầu Giấy, Hà Nội*

²*Trường Đại học Thăng Long*

³*Trường Đại học Kỹ thuật công nghiệp, Đại học Thái Nguyên*

*Email: vnlan@ioit.ac.vn

Đến Toà soạn: 15/4/2013; Chấp nhận đăng: 17/1/2014

TÓM TẮT

Động cơ một chiều là một đối tượng điều khiển quan trọng do được ứng dụng rất rộng rãi cho nhiều lĩnh vực khác nhau. Vì vậy điều khiển động cơ một chiều được nhiều tác giả trên thế giới quan tâm, trong đó bộ điều khiển PI thường được sử dụng. Bộ điều khiển mờ cũng được sử dụng thay thế cho bộ điều khiển PI để đảm bảo tính mềm dẻo trong quá trình điều khiển. Tuy nhiên bộ điều khiển PI và bộ điều khiển mờ có nhược điểm thường tạo ra đáp ứng vượt quá điểm đặt quá cao và sai số xác lập lớn. Vì vậy mục tiêu đặt ra của bài báo là nghiên cứu khả năng thay thế bộ điều khiển PI và điều khiển mờ đối với động cơ một chiều bằng bộ điều khiển sử dụng đại số gia tử. Qua đó thấy rõ hiệu quả của việc đưa đại số gia tử vào thiết kế các bộ điều khiển động cơ một chiều so với các bộ điều khiển truyền thống.

Từ khoá: đại số gia tử, logic mờ, bộ điều khiển PI.

1. MỞ ĐẦU

Động cơ một chiều là một đối tượng điều khiển quan trọng do được ứng dụng rất rộng rãi cho nhiều lĩnh vực khác nhau. Vì vậy vấn đề điều khiển động cơ một chiều được nhiều tác giả trên thế giới quan tâm, trong đó bộ điều khiển PI thường được sử dụng. Bên cạnh đó, bộ điều khiển mờ cũng được dùng thay thế cho bộ điều khiển PI để đảm bảo tính mềm dẻo trong quá trình điều khiển. Tuy nhiên bộ điều khiển PI và bộ điều khiển mờ có nhược điểm thường tạo ra đáp ứng vượt quá điểm đặt quá cao và sai số xác lập lớn. Vì vậy vấn đề được đặt ra trong bài toán điều khiển động cơ một chiều là:

1/ Liệu có thể thay thế bộ điều khiển PI bằng bộ điều khiển sử dụng ĐSGT hay không?

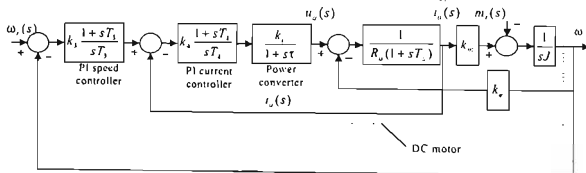
2/ Liệu bộ điều khiển dựa trên ĐSGT có làm việc tốt hơn bộ điều khiển mờ đang được sử dụng phổ biến hiện nay?

Đây là mục tiêu của các tác giả bài báo cùng hợp tác nghiên cứu với Nhóm nghiên cứu về các hệ thống điều khiển động cơ điện công suất nhỏ đứng đầu là Giáo sư Đinko Vukadinović tại trường Đại học Split, Khoa Kỹ thuật Điện tử, Cơ khí và Kiến trúc Hải quân của Croatia.

Bài báo được trình bày theo thứ tự sau đây: Sau mục MỞ ĐẦU là Mục 2 giới thiệu mô hình điều khiển động cơ một chiều truyền thống sử dụng bộ điều khiển PI mô phỏng trên MATLAB. Mục 3 nêu một số nội dung quan trọng của ĐSGT cần có trong những ứng dụng và mô hình của bộ điều khiển sử dụng ĐSGT với 2 đầu vào và 1 đầu ra. Mục 4 trình bày thiết kế và mô phỏng các bộ điều khiển động cơ như điều khiển mờ, điều khiển sử dụng ĐSGT trên SIMULINK trong MATLAB. Mục 5 là kết quả mô phỏng vấn đề điều khiển động cơ một chiều với các thuật toán điều khiển PI, điều khiển mờ và điều khiển dựa trên ĐSGT. Kết quả mô phỏng được mô tả trên các đồ thị, từ đó có thể so sánh các thuật toán điều khiển khác nhau và thấy rõ tính ưu việt cũng như hạn chế của các bộ điều khiển PI, điều khiển mờ và điều khiển dựa trên ĐSGT.

2. MÔ HÌNH ĐIỀU KHIỂN ĐỘNG CƠ

Mô hình điển hình của hệ thống điều khiển động cơ DC được mô tả như Hình 2.1 dưới đây:



Hình 2.1 Mô hình hệ thống điều khiển động cơ DC.

Phương trình trạng thái của hệ thống điều khiển được cho như sau:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{k_m}{J} \\ -\frac{J}{T_a T_m k_m} & -\frac{1}{T_a} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{J}{k_c k_m T_a T_m} \end{bmatrix} u_a(t) \quad (2.1)$$

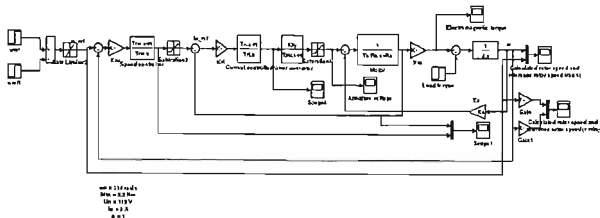
trong đó: $x_1(t) = \omega(t)$ và $x_2(t) = i_a(t)$, J , T_a , T_m , k_e , k_m , R_a là các tham số.

Cần xây dựng các bộ điều khiển PI, bộ điều khiển mờ truyền thống và bộ điều khiển theo tiếp cận đại số gia từ cho động cơ một chiều. Qua đó, bằng mô phỏng so sánh chất lượng điều khiển đạt được của các bộ điều khiển nêu trên để thấy rõ khả năng ứng dụng đại số gia từ trong thiết kế các bộ điều khiển có khả năng thay thế các bộ điều khiển truyền thống.

Trong mô hình điều khiển hình 2.1, động cơ một chiều có công suất 1,1 KW, với các tham số như sau:

$R_a = 1,12$; $L_a = 0,01084$; $K_m = 0,366$; $K_e = 0,354$; $J = 0,0325$; $K_{tm} = 19,65$; $\tau_a = 0,002$; $T_a = L_a/R_a$; $K_{ty} = K_{tm}$; $T_m = J \times R_a / (K_e \times K_m)$; $T_{ri} = T_a$; $K_{sw} = R_a / (K_e)$; $T_{ei} = \tau_a$; $T_{ekv} = 2 \times T_{ei}$; $T_{ew} = T_{ekv}$; $T_{rw} = 4 \times T_{ew}$; $T_{iw} = (8 \times K_{sw} \times T_{ew}^2) / T_m$; $K_{si} = K_{ty} / R_a$; $T_{ii} = 2 \times K_{si} \times T_{ei}$

Hệ thống với các bộ điều khiển PI mô phỏng trên Matlab được thể hiện tại hình 2.2.



Hình 2.2. Hệ thống với các bộ điều khiển PI được mô phỏng trên Matlab.

3. NHỮNG VẤN ĐỀ CƠ BẢN CỦA ĐẠI SỐ GIA TỬ

Phần sau đây giới thiệu vắn tắt về đại số gia tử trên cơ sở các khái niệm, định nghĩa, định lý được tổng hợp theo [1 - 3, 7 - 8].

Xét một tập giá trị ngôn ngữ là miền ngôn ngữ của biến ngôn ngữ tốc độ (SPEED) gồm các từ sau: $T = \text{dom}(\text{SPEED}) = \{\text{big, small, Very big, Very small, More big, More small, Approximately big, Approximately small, Little big, Little small, Possible big, Possible small, Less big, Less small, Very More big, Very More small, Very Possible big, Very Possible small, ...}\}$. Khi đó miền ngôn ngữ $T = \text{dom}(\text{SPEED})$ có thể biểu thị như là một cấu trúc đại số $AT = (T, G, H, \leq)$, trong đó: T là tập nền của AT ;

G là tập các từ nguyên thủy (tập các phần tử sinh: *big, small*);

H là tập các toán tử một ngôi, gọi là các gia tử (*Very, More, ...*).

$\leq$ là biểu thị quan hệ thứ tự trên các giá trị ngôn ngữ được “cảm sinh” từ ngữ nghĩa tự nhiên của “các từ”.

T được sinh ra từ G bởi các gia tử trong H . Như vậy mỗi phần tử của T sẽ có dạng biểu diễn là $x = h_n h_{n-1} \dots h_1 c$, $c \in G$.

Tập tất cả các phần tử được sinh ra từ phần tử x có dạng biểu diễn là $H(x)$.

Định nghĩa 3.1. [1 - 3] Đại số gia tử: $AT = (X, G, C, H, \leq)$, Với: $G = \{c^-, c^+\}$, $C = \{0, W, 1\}$, $H = H^+ \cup H^-$ và $\leq$ biểu thị quan hệ thứ tự trên X .

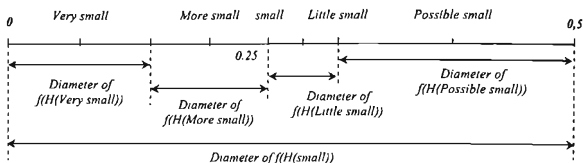
Phần tử 0 chỉ phần tử nhỏ nhất, phần tử 1 chỉ phần tử lớn nhất và W là phần tử trung hòa.

Định nghĩa 3.2. [1-3] Cho đại số gia tử $AT = (X, G, C, H, \leq)$, $f: X \rightarrow [0, 1]$ là hàm định lượng ngữ nghĩa của AT nếu $\forall h, k \in H^+$ hoặc $\forall h, k \in H^-$ và $\forall x, y \in X$:

$$\left| \frac{f(hx) - f(x)}{f(kx) - f(x)} \right| = \left| \frac{f(hy) - f(y)}{f(ky) - f(y)} \right| \quad (3.1)$$

Trên quan điểm đại số gia từ, ta có một cách định nghĩa tính mờ khá trực quan dựa trên kích cỡ của tập $H(x)$ như hình 3.1:

Cho trước một hàm định lượng ngữ nghĩa f của X . Xét bất kỳ $x \in X$, tính mờ của x khi đó được đo bằng đường kính tập $f(H(x)) \subseteq [0, 1]$.



Hình 3.1. Tính mờ của giá trị ngôn ngữ.

Định nghĩa 3.3. Độ đo tính mờ [3].

$fm: X \rightarrow [0, 1]$ gọi là độ đo tính mờ nếu: $fm(c) = \theta > 0$ và $fm(c+) = 1 - \theta > 0$, trong đó $c, c+ \in G$.

Giả sử tập các gia từ $H = H+ \cup H-$, $H- = \{h_1, h_2, \dots, h_q\}$ với $h_1 < h_2 < \dots < h_q$, $H+ = \{h_1, h_2, \dots, h_p\}$ với $h_1 < h_2 < \dots < h_p$. Khi đó:

$$\frac{fm(hx)}{fm(x)} = \frac{fm(hy)}{fm(y)} \quad (3.2)$$

với bất kì $x, y \in X, h \in H$,

Đẳng thức này không phụ thuộc vào các phần tử x, y và do đó ta có thể ký hiệu là $\mu(h)$ và gọi là độ đo tính mờ (fuzziness measure) của gia từ h . Tính chất của $fm(x)$ và $\mu(h)$ như sau:

$$fm(hx) = \mu(h)fm(x), \forall x \in X \quad (3.3)$$

$$\sum_{i=-q, i \neq 0}^p fm(h_i, c) = fm(c), \quad \text{với } c \in \{c^-, c^+\} \quad (3.4)$$

$$\sum_{i=-q, i \neq 0}^p fm(h_i, x) = fm(x) \quad (3.5)$$

$$\sum_{i=-1}^{-q} \mu(h_i) = \alpha \quad \text{và} \quad \sum_{i=1}^p \mu(h_i) = \beta, \quad \text{với } \alpha, \beta > 0 \text{ và } \alpha + \beta = 1. \quad (3.6)$$

Hàm dấu: $Sign: X \rightarrow \{-1, 0, 1\}$ được định nghĩa một cách đệ quy như sau [3]:

với $k, h \in H, c \in \{c^-, c^+\}$

$sign(c^+) = +1$ và $sign(c^-) = -1$.

$\{h \in H+ \mid sign(h) = +1\}$ và $\{h \in H- \mid sign(h) = -1\}$.

$sign(hc) = +sign(c)$ nếu h là dương đối với c và $sign(hc) = -sign(c)$ nếu h là âm đối với c .
 $sign(hc) = sign(h) \times sign(c)$.

$sign(khx) = +sign(hx)$ nếu k là dương đối với h ($sign(k, h) = +1$) và $sign(khx) = -sign(hx)$ nếu k là âm đối với h ($sign(k, h) = -1$).

$\forall x \in H(G)$ có thể được viết là $x = h_m \dots h_1 c$, với $c \in G$ và $h_1, \dots, h_m \in H$. Khi đó:

$$sign(x) = sign(h_m, h_{m-1}) \times \dots \times sign(h_2, h_1) \times sign(h_1) \times sign(c) \quad (3.7)$$

$$(sign(hx) = +1) \Rightarrow (hx \geq x) \text{ và } (sign(hx) = -1) \Rightarrow (hx \leq x) \quad (3.8)$$

Giả sử cho trước độ đo tính mờ của các giá trị $\mu(h)$ và các giá trị độ đo tính mờ của các phần tử sinh $f_m(c^-)$, $f_m(c^+)$ và θ là phần tử trung hoà (neutral).

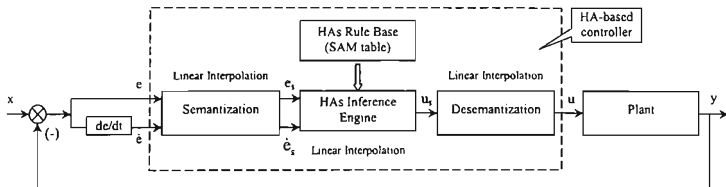
Hàm định lượng ngữ nghĩa v của T được xây dựng một cách đệ quy như sau [3]:

$$\begin{aligned} v(W) &= f_m(c^-), \quad v(c^-) = \theta - \alpha f_m(c^-) = \beta f_m(c^-), \\ v(c^+) &= \theta + \alpha f_m(c^+) = 1 - \beta f_m(c^+) \end{aligned} \quad (3.9)$$

$$v(h_j, x) = v(x) + sign(h_j, x) \left\{ \sum_{i=sign(h_j)}' f_m(h_i, x) - \omega(h_j, x) f_m(h_j, x) \right\} \quad (3.10)$$

$$\omega(h_j, x) = \frac{1}{2} [1 + Sign(h_j, x) sign(h_j, h_j, x) (\beta - \alpha)] \in \{\alpha, \beta\}, \quad j \in [-q \sim p], j \neq 0.$$

Mô hình điều khiển sử dụng đại số gia từ được mô tả trên hình 3.2 sau đây:

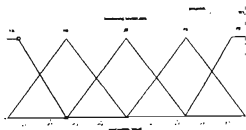


Hình 3.2. Mô hình điều khiển sử dụng đại số gia từ.

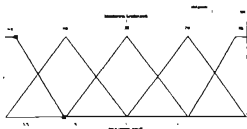
4. CÁC BỘ ĐIỀU KHIỂN ĐỘNG CƠ

4.1. Điều khiển mờ

Trong mô hình điều khiển động cơ (hình 2.1), bộ điều khiển PI được thay thế bằng bộ điều khiển mờ với 2 Đầu vào và 1 Đầu ra gồm: Đầu vào thứ nhất là sai lệch E và Đầu vào thứ hai là đạo hàm của sai lệch DE với dạng mờ hóa có phân hoạch như trên các hình 4.1 và hình 4.2 tương ứng. Đầu ra là tín hiệu điều khiển với dạng mờ hóa có phân hoạch như trên hình 4.3.



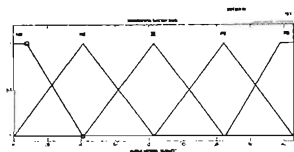
Hình 4.1. Phân hoạch Đầu vào E.



Hình 4.2. Phân hoạch Đầu vào DE.

Bảng 4.1. Bảng FAM của mô hình mờ.

E \ DE	NB	NS	ZE	PS	PB
NB	NB	NB	NB	NS	ZE
NS	NB	NB	NS	ZE	PS
ZE	NB	NS	ZE	PS	PB
PS	NS	ZE	PS	PB	PB
PB	ZE	PS	PB	PB	PB



Hình 4.3. Phân hoạch Đầu ra tín hiệu điều khiển.

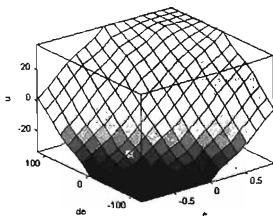
Các nhãn ngôn ngữ cho các biến Vào và Ra như sau: NB – Negative Big; NS – Negative Small; ZE – Zero; PS – Positive Small; PB – Positive Big.

Hệ luật mờ được xác định cụ thể trên MATLAB như ở hình 4.4 với quan hệ Vào-Ra được vẽ trên hình 4.5.

```

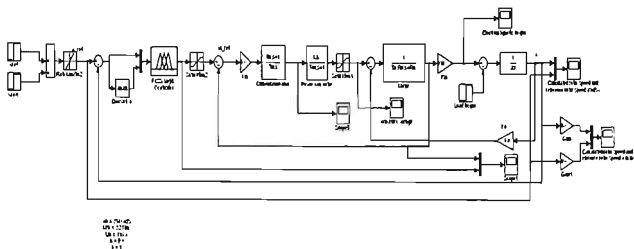
1 if (input1 is NB) and (input2 is NB) then (output1 is NB) (1)
2 if (input1 is NB) and (input2 is NS) then (output1 is NB) (1)
3 if (input1 is NB) and (input2 is ZE) then (output1 is NB) (1)
4 if (input1 is NB) and (input2 is PS) then (output1 is NS) (1)
5 if (input1 is NB) and (input2 is PB) then (output1 is ZE) (1)
6 if (input1 is NS) and (input2 is NB) then (output1 is NB) (1)
7 if (input1 is NS) and (input2 is NS) then (output1 is NS) (1)
8 if (input1 is NS) and (input2 is ZE) then (output1 is NS) (1)
9 if (input1 is NS) and (input2 is PS) then (output1 is ZE) (1)
10 if (input1 is NS) and (input2 is PB) then (output1 is PS) (1)
11 if (input1 is ZE) and (input2 is NB) then (output1 is NB) (1)
12 if (input1 is ZE) and (input2 is NS) then (output1 is NS) (1)
13 if (input1 is ZE) and (input2 is ZE) then (output1 is ZE) (1)
14 if (input1 is ZE) and (input2 is PS) then (output1 is PS) (1)
15 if (input1 is ZE) and (input2 is PB) then (output1 is PB) (1)
16 if (input1 is PS) and (input2 is NB) then (output1 is NS) (1)
17 if (input1 is PS) and (input2 is NS) then (output1 is ZE) (1)
18 if (input1 is PS) and (input2 is ZE) then (output1 is PS) (1)
19 if (input1 is PS) and (input2 is PS) then (output1 is PB) (1)
20 if (input1 is PS) and (input2 is PB) then (output1 is PB) (1)
    
```

Hình 4.4. Hệ luật trên Matlab.



Hình 4.5. Mặt quan hệ vào – ra.

Hệ thống điều khiển động cơ một chiều với bộ điều khiển mờ được mô phỏng trên MATLAB như trên hình 4.6 sau đây:



Hình 4.6. Mô hình mô phỏng hệ thống với bộ điều khiển mờ.

4.2. Điều khiển sử dụng đại số gia từ

Thay thế bộ điều khiển tốc độ (PI Speed controller) bằng HAC

Trong mô hình điều khiển động cơ (hình 2.1), thay thế 1 bộ điều khiển PI bằng bộ điều khiển dựa trên đại số gia tử với miền giá trị của 2 biến vào và 1 biến ra như sau (qua khảo sát sự làm việc của hệ thống với bộ điều khiển PI truyền thống):

Biến vào $E = [-0,94, 0,94]$; Biến vào $DE = [-121, 121]$; Biến ra $U = [-40,3, 42,95]$.

Chọn bộ tham số đại số gia tử cho các biến vào biến và ra:

$G = \{small (s), large (l)\}$; $v(W) = \theta = 0,5$; $H = \{Little (L), Very (V)\}$, trong đó $H^- = \{Little\}$ và $H^+ = \{Very\}$; $fm(N) = \theta = 0,5$; $fm(P) = 1 - \theta = 0,5$;

Mối quan hệ đầu của các gia từ đối với các gia từ khác và các phần từ sinh được xác định như trong bảng 4.2 sau:

Bảng 4 2. Mỗi quan hệ đầu của các gia tử và các phần tử sinh.

	V	L	I	s
V	+	-	+	-
L	-	+	-	+

Các gia tử được *lựa chọn* (Lựa chọn theo thực nghiệm, phương pháp “thử - sai”) như trong bảng 4.3:

Bảng 4.3. Các gia tử và độ đo tính mở của chúng.

	<i>Input: Es, DEs</i>	<i>Output: Us</i>
$fm(s)$	0.5	0.5
$\alpha = \mu(L)$	0.4	0.6
$\beta = \mu(V)$	0.6	0.4

Các nhãn ngôn ngữ trong mô hình mờ được chuyển tương đương với các nhãn ngôn ngữ trong ĐSGT và được thể hiện trong bảng 4.4.

Bảng 4.4 Các giá trị ngôn ngữ.

Hedge Algebra		Fuzzy	
Very small	V_s	Negative Big	NB
Little small	L_s	Negative Small	NS
Neural	W	Zerro	ZE
Little large	L_l	Positive Small	PS
Very large	V_l	Positive Big	PB

Để sử dụng bộ điều khiển dựa trên ĐSGT [9,10,12,13,14] cần chuyển bảng FAM (Fuzzy Associative Memory) (bảng 4.1) sang bảng SAM (semantization Associative Memory) (bảng 4.6) tương ứng với các nhãn ngôn ngữ trong ĐSGT và đó cũng là bảng luật với các nhãn (giá trị) ngôn ngữ trong ĐSGT (bảng 4.5). Từ đó xây dựng được mặt cong ngữ nghĩa định lượng biểu diễn mối quan hệ Vào – Ra của tiếp cận ĐSGT (hình 4.7).

Bảng 4.5 Bảng luật theo đại số gia tử.

$\begin{matrix} Es \\ DEs \end{matrix}$	0	V_s	L_s	W	L_l	V_l	1
0	0	0	V_s	V_s	V_s	L_s	W
V_s	0	V_s	V_s	V_s	L_s	W	L_l
L_s	V_s	V_s	V_s	L_s	W	L_l	V_l
W	V_s	V_s	L_s	W	L_l	V_l	V_l
L_l	V_s	L_s	W	L_l	V_l	V_l	V_l
V_l	L_s	W	L_l	V_l	V_l	V_l	1
1	W	L_l	V_l	V_l	V_l	1	1

Tính toán giá trị định lượng ngữ nghĩa cho các nhãn ngôn ngữ:

Các nhãn ngôn ngữ của các biến Es , DEs , Us tương ứng trong các bảng 4.4, mối quan hệ đầu của các gia tử và các phần tử sinh được xác định như trong bảng 4.2 và độ đo tính mờ của các gia tử như trong bảng 4.3, theo (3.9) và (3.10) ta tính được:

Với biến Es , DEs

Bước 1: Tính toán giá trị định lượng ngữ nghĩa cho các phần tử sinh.

$$\nu(W) = 0 = fm(s) = 0.5$$

$$\nu(s) = 0 - \alpha \cdot fm(s) = 0.5 - 0.4 \cdot 0.5 = 0.3$$

$$v(i) = \theta + \alpha \cdot fm(i) = 1 - \beta \cdot fm(i) = 0.5 + 0.4 \cdot 0.5 = 1 - 0.6 \cdot 0.5 = 0.7$$

Bước 2: Tính toán giá trị định lượng ngữ nghĩa cho các nhân ngôn ngữ có độ dài 2.

$$\begin{aligned} v(Vs) &= v(s) + \operatorname{sgn}(Vs) \left\{ fm(Vs) - \frac{1}{2} [1 + \operatorname{sgn}(Vs) \cdot \operatorname{sgn}(VVs) \cdot (\beta - \alpha)] \cdot fm(Vs) \right\} \\ &= v(s) + \operatorname{sgn}(Vs) \left\{ \beta \cdot fm(s) - \frac{1}{2} [1 + \operatorname{sgn}(Vs) \cdot \operatorname{sgn}(V.V) \cdot \operatorname{sgn}(Vs) \cdot (\beta - \alpha)] \cdot \beta \cdot fm(s) \right\} \\ &= 0.3 + (-) \left\{ 0.6 \cdot 0.5 - \frac{1}{2} [1 + (-) \cdot (+) \cdot (-) \cdot (0.6 - 0.4)] \cdot 0.6 \cdot 0.5 \right\} = 0.18 \\ v(Ls) &= v(s) + \operatorname{sgn}(Ls) \left\{ fm(Ls) - \frac{1}{2} [1 + \operatorname{sgn}(Ls) \cdot \operatorname{sgn}(VLs) \cdot (\beta - \alpha)] \cdot fm(Ls) \right\} \\ &= v(s) + \operatorname{sgn}(Ls) \left\{ \alpha \cdot fm(s) - \frac{1}{2} [1 + \operatorname{sgn}(Ls) \cdot \operatorname{sgn}(V.L) \cdot \operatorname{sgn}(Ls) \cdot (\beta - \alpha)] \cdot \alpha \cdot fm(s) \right\} \\ &= 0.3 + (+) \left\{ 0.4 \cdot 0.5 - \frac{1}{2} [1 + (+) \cdot (-) \cdot (+) \cdot (0.6 - 0.4)] \cdot 0.4 \cdot 0.5 \right\} = 0.42 \\ v(iI) &= v(i) + \operatorname{sgn}(iI) \left\{ fm(iI) - \frac{1}{2} [1 + \operatorname{sgn}(iI) \cdot \operatorname{sgn}(ViI) \cdot (\beta - \alpha)] \cdot fm(iI) \right\} \\ &= v(i) + \operatorname{sgn}(iI) \left\{ \beta \cdot fm(i) - \frac{1}{2} [1 + \operatorname{sgn}(iI) \cdot \operatorname{sgn}(V.iI) \cdot \operatorname{sgn}(iI) \cdot (\beta - \alpha)] \cdot \beta \cdot fm(i) \right\} \\ &= 0.7 + (-) \left\{ 0.6 \cdot 0.5 - \frac{1}{2} [1 + (-) \cdot (-) \cdot (-) \cdot (0.6 - 0.4)] \cdot 0.6 \cdot 0.5 \right\} = 0.58 \\ v(VI) &= v(s) + \operatorname{sgn}(VI) \left\{ fm(Ls) - \frac{1}{2} [1 + \operatorname{sgn}(VI) \cdot \operatorname{sgn}(VVI) \cdot (\beta - \alpha)] \cdot fm(VI) \right\} \\ &= v(i) + \operatorname{sgn}(VI) \left\{ \alpha \cdot fm(i) - \frac{1}{2} [1 + \operatorname{sgn}(VI) \cdot \operatorname{sgn}(V.V) \cdot \operatorname{sgn}(VI) \cdot (\beta - \alpha)] \cdot \beta \cdot fm(i) \right\} \\ &= 0.7 + (+) \left\{ 0.4 \cdot 0.5 - \frac{1}{2} [1 + (+) \cdot (+) \cdot (+) \cdot (0.6 - 0.4)] \cdot 0.4 \cdot 0.5 \right\} = 0.82 \end{aligned}$$

Với biến Us

Bước 1: Tính toán giá trị định lượng ngữ nghĩa cho các phần tử sinh.

$$v(W) = \theta = fm(s) = 0.5$$

$$v(s) = \theta - \alpha \cdot fm(s) = 0.5 - 0.6 \cdot 0.5 = 0.2$$

$$v(i) = \theta + \alpha \cdot fm(i) = 1 - \beta \cdot fm(i) = 0.5 + 0.6 \cdot 0.5 = 1 - 0.4 \cdot 0.5 = 0.8$$

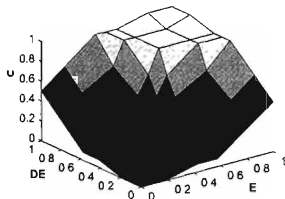
Bước 2: Tính toán giá trị định lượng ngữ nghĩa cho các nhân ngôn ngữ có độ dài 2.

$$\begin{aligned} v(Ls) &= v(s) + \operatorname{sgn}(Ls) \left\{ fm(Ls) - \frac{1}{2} [1 + \operatorname{sgn}(Ls) \cdot \operatorname{sgn}(VLs) \cdot (\beta - \alpha)] \cdot fm(Ls) \right\} \\ &= v(s) + \operatorname{sgn}(Ls) \left\{ \alpha \cdot fm(s) - \frac{1}{2} [1 + \operatorname{sgn}(Ls) \cdot \operatorname{sgn}(V.L) \cdot \operatorname{sgn}(Ls) \cdot (\beta - \alpha)] \cdot \alpha \cdot fm(s) \right\} \\ &= 0.3 + (+) \left\{ 0.4 \cdot 0.5 - \frac{1}{2} [1 + (+) \cdot (-) \cdot (+) \cdot (0.6 - 0.4)] \cdot 0.4 \cdot 0.5 \right\} = 0.08 \\ v(iI) &= v(i) + \operatorname{sgn}(iI) \left\{ fm(iI) - \frac{1}{2} [1 + \operatorname{sgn}(iI) \cdot \operatorname{sgn}(ViI) \cdot (\beta - \alpha)] \cdot fm(iI) \right\} \\ &= v(i) + \operatorname{sgn}(iI) \left\{ \beta \cdot fm(i) - \frac{1}{2} [1 + \operatorname{sgn}(iI) \cdot \operatorname{sgn}(V.iI) \cdot \operatorname{sgn}(iI) \cdot (\beta - \alpha)] \cdot \beta \cdot fm(i) \right\} \\ &= 0.7 + (-) \left\{ 0.6 \cdot 0.5 - \frac{1}{2} [1 + (-) \cdot (-) \cdot (-) \cdot (0.6 - 0.4)] \cdot 0.6 \cdot 0.5 \right\} = 0.32 \end{aligned}$$

Tính toán tương tự, xác định được các giá trị của bảng SAM như bảng 4.6.

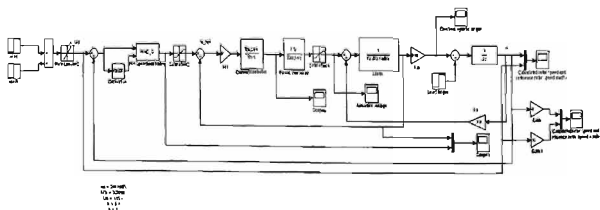
Bảng 4.6. Bảng SAM với các giá trị định lượng ngữ nghĩa của các nhân ngôn ngữ.

E_s DE_s	0	0,18	0,42	0,5	0,58	0,82	1
0	0	0	0,08	0,08	0,08	0,32	0,5
0,18	0	0,08	0,08	0,08	0,32	0,5	0,68
0,42	0,08	0,08	0,08	0,32	0,5	0,68	0,92
0,5	0,08	0,08	0,32	0,5	0,68	0,92	0,92
0,58	0,08	0,32	0,5	0,68	0,92	0,92	0,92
0,82	0,32	0,5	0,68	0,92	0,92	0,92	1
1	0,5	0,68	0,92	0,92	0,92	1	1



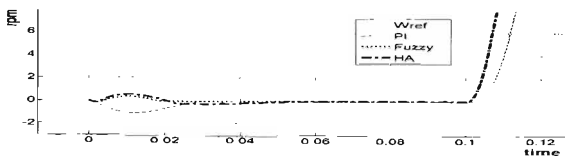
Hình 4.7. Mặt cong ngữ nghĩa định lượng biểu diễn mối quan hệ vào - ra.

Mô hình mô phỏng hệ thống với bộ điều khiển tốc độ động cơ dựa trên ĐSGT (HA Speed Controller) được mô tả trên hình 4.8.

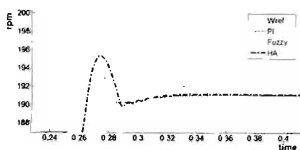


Hình 4.8. Mô hình mô phỏng hệ thống với HA Speed Controller.

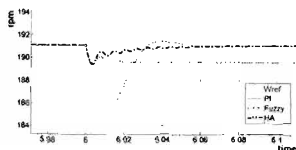
5. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG TRÊN MATLAB/SIMULINK



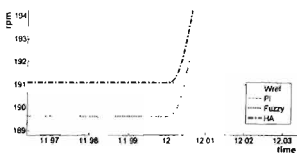
Hình 5.1. Đáp ứng tốc độ của các bộ điều khiển ở 0,12 giây đầu tiên



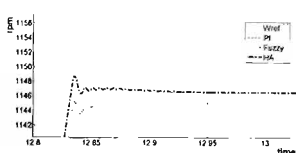
Hình 5.2. Các đáp ứng xác lập tới giá trị $tr = 191$ rpm.



Hình 5.3. Tại giây thứ 6, khi có tải.



Hình 5.4. Giây thứ 12, động cơ đạt tốc độ mới.



Hình 5.5. Hệ thống xác lập tại tốc độ mới.

Kết quả đánh giá chất lượng điều khiển qua mô phỏng được tổng kết trong bảng 5.1.

Bảng 5.1. So sánh chất lượng điều khiển của các bộ điều khiển tốc độ động cơ một chiều.

	Bộ điều khiển mờ	Bộ điều khiển ĐSGT	Hình số
Độ quá điều chỉnh	Thấp	Trung bình	Hình 5.1, 5.2, 5.3
Thời gian xác lập	Sau 0,3s, dao động với biên độ nhỏ	Sau 0,3s, dao động với biên độ trung bình	Hình 5.2
Sai lệch tĩnh	Lớn	Không đáng kể	Hình 5.3, 5.5

Như vậy: Từ các bảng 5.1 về chất lượng điều khiển rõ ràng rằng:

Khi thay thế bộ điều khiển PI Speed controller bằng FLC Speed controller, đáp ứng của hệ thống có độ quá điều chỉnh nhỏ hơn khá nhiều nhưng tồn tại sai lệch tĩnh và thời gian xác lập ngắn hơn (hình 5.1, hình 5.2 và hình 5.3).

Khi thay thế bộ điều khiển PI Speed controller bằng HA Speed controller, độ quá điều chỉnh nhỏ hơn khá nhiều, thời gian xác lập ngắn (hình 5.2, hình 5.3 và hình 5.5).

Đặc biệt: như với bộ điều khiển mờ, trong quá trình thực hiện, đáp ứng của hệ thống khi thay thế PI Speed controller bằng HA Speed controller cũng còn sai lệch tĩnh. Để khử sai lệch tĩnh, Bộ điều khiển sử dụng ĐSGT đã *phủ tuyền hóa quá trình Desemantization* bằng cách bổ xung thêm một "lượng ngữ nghĩa điều khiển" khi hệ thống xác lập. Điều này tương ứng với một giá trị điều khiển thực được bổ sung thêm sau khi giải ngữ nghĩa. Qua mô phỏng thấy rằng sai lệch tĩnh không còn (hình 5.3 và hình 5.5).

Các kết quả mô phỏng, so sánh qua việc thiết kế bộ điều khiển mờ, bộ điều khiển sử dụng đại số gia từ (ĐSGT) trên một hệ thống điều khiển động cơ điện một chiều cụ thể cho thấy chất lượng điều khiển của bộ điều khiển sử dụng ĐSGT là rất tốt. Bộ điều khiển sử dụng ĐSGT cho đáp ứng có thời gian xác lập ngắn, mức độ dao động ít và sai lệch tĩnh rất nhỏ. Điều đó minh chứng cho khả năng thay thế các bộ điều khiển truyền thống bằng bộ điều khiển với nguyên lý mới sử dụng ĐSGT. Sự hợp lý trong quá trình xử lý ngữ nghĩa các giá trị ngôn ngữ của tiếp cận ĐSGT trong hệ luật điều khiển trực tiếp bằng mô hình định lượng đã làm cho bài toán điều khiển có khả năng chính xác hơn, dễ thiết kế hơn và đơn giản hơn. Đây là điều rất quan trọng vì nó có thể đặt nền móng cho khả năng triển khai ứng dụng bộ điều khiển dựa trên ĐSGT cho các đối tượng công nghiệp trong tương lai gần.

6. KẾT LUẬN

Tiếp cận ĐSGT trong các bài toán điều khiển là vấn đề mới, mới được nghiên cứu trong khoảng thời gian vài năm trở lại đây. Nội dung nghiên cứu của bài báo dựa theo thư mời tham gia dự án nghiên cứu của nhóm nghiên cứu Điện tử và Tự động hóa tại trường Đại học Split, Croatia. Mục tiêu của dự án là tạo ra các hệ thống điều khiển tiên tiến có khả năng hoạt động tốt hơn các bộ điều khiển truyền thống. Trước hết, cần nghiên cứu khả năng thay thế các bộ điều khiển PI, bộ điều khiển mờ bằng bộ điều khiển sử dụng ĐSGT trong vấn đề điều khiển động cơ một chiều. Các kết quả đạt được của bài báo đã cho thấy chất lượng điều khiển của bộ điều khiển sử dụng ĐSGT về tổng thể tốt hơn so với các bộ điều khiển truyền thống. Đặc biệt việc bù thêm một giá trị ngữ nghĩa nhỏ khi hệ thống đạt đến trạng thái xác lập đã cho phép bộ điều khiển dựa trên ĐSGT hoàn toàn chủ động khử được sai lệch tĩnh. Điều đó minh chứng cho khả năng thay thế các bộ điều khiển truyền thống bằng bộ điều khiển với nguyên lý mới sử dụng ĐSGT. Sự hợp lý trong quá trình xử lý ngữ nghĩa các giá trị ngôn ngữ của tiếp cận ĐSGT trong hệ luật điều khiển trực tiếp bằng mô hình định lượng đã làm cho bài toán điều khiển có khả năng chính xác hơn, dễ thiết kế hơn và đơn giản hơn. Đây là điều rất quan trọng vì nó có thể đặt nền móng cho khả năng triển khai ứng dụng bộ điều khiển dựa trên ĐSGT cho các đối tượng công nghiệp trong tương lai gần.

Lời cảm ơn. Bài báo nghiên cứu được Quỹ phát triển Khoa học và Công nghệ Quốc Gia (NAFOSTED) tài trợ theo Hợp đồng số 102.05-2013.34.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

1. Cat Ho N. and Wechler W. - Hedge algebras: An algebraic approach to structures of sets of linguistic domains of linguistic truth variable, *Fuzzy Sets and Systems* 35 (1990) 281-293.
2. Cat Ho N. and Wechler W. - Extended hedge algebras and their application to Fuzzy logic, *Fuzzy Sets and Systems* 52 (1992) 259-281.
3. Cat Ho N. and Van Nam H. - An algebraic approach to linguistic hedges in Zadeh's fuzzy logic, *Fuzzy Set and System* 129 (2002) 229-254.
4. Nguyen Cat Ho, Nguyen Van Long - Complete and linear hedge algebras, fuzziness measure of vague concepts and linguistic hedges and application, *AIP Conf. Proceed. on Computing Anticipatory Systems, CASYS'05, Liege, Belgium 8-13 August 2005*. ed. Daniel M. Dubois, 331-339. (Best paper Award of the Conference).
5. Nguyen Cat Ho - A Topological Completion of Refined Hedge Algebras and a Model of Fuzziness of Linguistic Terms and Hedges, *Fuzzy Sets and Systems* 158 (4) (2007) 436-451.
6. Nguyen Cat Ho and Nguyen Van Long - Fuzziness Measure on Complete Hedge Algebras and Quantifying Semantics of Terms in Linear Hedge Algebras, *Fuzzy Sets and Systems* 158 (4) (2007) 452-471.
7. Nguyen Cat Ho, Huynh Van Nam, T. D. Khang, and Chau L. H. - Hedge Algebras, Linguistic-valued Logic and their Application to Fuzzy Reasoning, *Inter. J. Uncertainty, Fuzziness and Knowledge-Based System* 7 (4) (1999) 347-361.
8. Nguyen Cat Ho, Vu Nhu Lan, Le Xuan Viet - Quantifying Hedge Algebras, Interpolative Reasoning Method and its Application to Some Problems of Fuzzy Control, *WSEAS TRANSACTIONS on COMPUTERS* 5 (11) (2006).
9. Nguyen Cat Ho, Vu Nhu Lan, Le Xuan Viet - Optimal hedge-algebras-based controller: Design and Application, *Fuzzy Sets and Systems* 159 (2008) 968-989.
10. Nguyen Cat Ho, Vu Nhu Lan, Le Xuan Viet - An Interpolative Reasoning Method Based on Hedge Algebras and Its Application to A Problem of Fuzzy Control, *Proceedings of the 10th WSEAS International Conference on COMPUTERS, Vouliagmeni, Athens, Greece, July 13-15, 2006*, pp. 526-534.
11. Nguyen C. H., Pedrycz W., Duong T. L., Tran Th.S. - A Genetic Design of Linguistic Terms for Fuzzy Rule Based Classifiers, *International Journal of Approximate Reasoning* 54 (2012) 01-21.
12. Nguyen Dong Anh, Bui Hai Le, Vu Nhu Lan, and Tran Duc Trung - Application of hedgealgebras-based fuzzy controller to active control of a structure against earthquake *Struct. Control Health Monit* 20 (2013) 483-495.
13. Hai Le Bui, Duc Trung Tran, Lan Nhu Vu - Optimal fuzzy control of inverted pendulum. *Journal of Vibration and Control* 18 (14) (2012) 2097-2110.
14. Nguyen Dinh Duc, Vu Nhu Lan, Tran Duc Trung, and Bui Hai Le - A study on the application of hedge algebras to active fuzzy control of a seism-excited structure, *Journal of Vibration and Control* 18 (14) (2012) 2186-2200.
15. Nguyen Tien Duy, Vu Nhu Lan - So sánh bộ điều khiển mờ với bộ điều khiển sử dụng đại số gia từ, *Tạp chí Khoa học và Công nghệ* 48 (2) (2010) 109-121.

16. Cong Nguyen Huu, Duy Nguyen Tien, Trung Ngo Kien, Ha Lê Thi Thu - A Research on Parabolic Trough Solar Collector System Control based on Hedge Algebra, 11th International Conference on Control, Automation, Robotics and Vision, Singapore, December, 2010, pp. 715-720.
17. Z.Ibrahim and Levi E. - A Comparative Analysis of Fuzzy Logic and PI Speed Control in High-Performance AC Drives Using Experimental Approach Ieee Transactions On Industry Applications 38 (5) (2002) 1210-1218.
18. Aissaoui A. G., Abid M., Abid H., Tahour A , Zeblah A. - A Fuzzy Logic Controller For Synchronous Machine, Journal of Electrical Engineering 58 (5) (2007) 285-290.
19. Senthil Kumar N., Senthil Kumar C. - Design and Implementation of Adaptive Fuzzy Controller for Speed Control of Brushless DC Motors, International Journal of Computer Applications 1 (27) (2010) 36-41.
20. Mohanty K. B. - Fuzzy Remote Controller for Converter DC Motor Drive, Paritantra 9 (1) (2004) 28-40.
21. Cunkas M., Aydođdu O. - Realization of Fuzzy Logic Controlled Brushless DC Motor Drives Using Matlab/Simulink, Mathematical and Computational Applications 15 (2) (2010) 218-229.

ABSTRACT

STUDY THE ABILITY OF REPLACING FUZZY AND PI CONTROLLERS WITH THE HEDGE - ALGEBRAS - BASED CONTROLLER FOR A DC MOTOR

Nguyen Cat Ho¹, Vu Nhu Lan^{1,2,*}, Nguyen Tien Duy³, Pham Van Thiem³

¹*Institute of Infomation Technology, VAST, 18 Hoang Quoc Viet Cau Giay, Hanoi*

²*Thang Long University*

³*Thai Nguyen University of Technology*

*Email: vnlan@ioit.ac.vn

DC motor is an important control subject in a very wide range of applications for many different areas. With such, the PI Controller has been widely used by many authors in the world to control a DC motor. Fuzzy controller is also used to replace the PI controller to ensure appropriately flexibility in process control. However, system responses of the PI and fuzzy controllers have been settling times with high overshoots and non – zero steady-state errors. So, the paper addresses to study ability of replacing the PI controller and fuzzy controller with the hedge algebras – based controller for DC motor. The simulation results in comparison with the conventional controllers, demonstrate the effectiveness of the novel hedge algebras - based controller.

Keyword: Hedge algebra, Fuzzy logic, PI control.