

ÁP DỤNG PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN BACKSEPPING VÀ BỘ ĐIỀU KHIỂN PID MỜ ĐỂ ĐIỀU KHIỂN VỊ TRÍ ĐỘNG CƠ CHẠY THẲNG (TUYẾN TÍNH) XOAY CHIỀU BA PHA KÍCH THÍCH NAM CHÂM VĨNH CỬU

Cao Xuân Tuyền*, Nguyễn Thị Hương

Trường Đại học Kỹ thuật Công nghiệp - ĐH Thái Nguyên

TÓM TẮT

Trong bài báo này, tác giả đề cập đến hệ thống điều khiển vị trí sử dụng ĐCCTKTVC. Ưu điểm chính của giải pháp công nghệ động cơ tuyến tính là bỏ qua được hệ thống cơ khí chuyển từ chuyển động quay sang chuyển động thẳng, do đó nâng cao được độ chính xác của hệ thống, nhất là trong các hệ thống truyền động vị trí. Tuy nhiên do tính chất phi tuyến của ĐCCTKTVC đã làm giảm độ chính xác của hệ thống điều khiển, để khắc phục nhược điểm này, bài báo đề cập đến việc thiết kế bộ điều khiển dòng điện theo phương pháp điều khiển phi tuyến Backstepping và thiết kế bộ điều khiển PID mờ cho bộ điều khiển vị trí. Kết quả mô phỏng đã chỉ ra rằng, với việc áp dụng hai bộ điều khiển phi tuyến nêu trên, đã đạt được độ chính xác cao trong điều khiển vận tốc và vị trí (sai lệch vị trí là 0.56%, sai lệch vận tốc là 0.55%).

Từ khóa: Hệ truyền động vị trí; Động cơ chạy thẳng (tuyến tính) xoay chiều ba pha kích thích nam châm vĩnh cửu; Phương pháp điều khiển Backstepping; Tính phi tuyến của động cơ; Bộ điều khiển PID mờ

KÝ HIỆU

ĐCCTKTVC- Động cơ chạy thẳng (tuyến tính) xoay chiều ba pha kích thích vĩnh cửu; i_{rd} , i_{rq} – thành phần dòng điện phần động trên trục d và q(A); L_{rd} , L_{rq} – điện cảm trục d,q của phần động (H); V – vận tốc cơ phần động (m/s); S – quãng đường dịch chuyển của phần động động cơ (m); τ – là bước cực của động cơ (m); ψ_p - Từ thông của một cực từ (Wb);

u_{rd} , u_{rq} - thành phần điện áp phần động trên trục d,q(V); m – khối lượng phần động (kg); F , F_c – lực điện từ và lực cản động cơ (N); (d,q) – hệ tọa độ tựa theo cực từ chuyển động

tịnh tiến theo phần động [2]; $T_{rd} = \frac{L_{rd}}{R_r}$,

$T_{rq} = \frac{L_{rq}}{R_r}$ - là các hằng số thời gian điện từ

theo trục d và trục q; R_r - điện trở cuộn dây phần động (Ω).

ĐẶT VẤN ĐỀ

Ngày nay, xu hướng sử dụng ĐCCTKTVC trong công nghiệp càng trở nên phổ biến ở các nước phát triển, ưu điểm chính của loại động cơ này là bỏ qua được hệ thống cơ khí

chuyển từ chuyển động quay sang chuyển động thẳng, do đó nâng cao được độ chính xác của hệ thống, nhất là trong các hệ thống truyền động vị trí. Tuy nhiên do tính phi tuyến của động cơ này đã làm giảm độ chính xác của hệ thống. Để khắc phục nhược điểm này, cần lựa chọn phương pháp thiết kế các bộ điều khiển dòng điện, vận tốc, vị trí một cách phù hợp với tính chất phi tuyến của động cơ. Trong bài báo này, tác giả đề cập đến việc sử dụng phương pháp backstepping để thiết kế bộ điều khiển phi tuyến cho mạch vòng dòng điện và thiết kế bộ điều khiển PID mờ cho mạch vòng điều chỉnh vị trí. Với việc sử dụng đồng thời hai bộ điều khiển phi tuyến ở trên hy vọng sẽ nâng cao được chất lượng điều khiển của hệ thống.

MÔ HÌNH TOÁN HỌC

Theo [2], ta có hệ phương trình toán học mô tả ĐCCT-KTVC như sau:

$$\begin{cases} \frac{di_{rd}}{dt} = -\frac{1}{T_{rd}} i_{rd} + \left(\frac{2\pi}{\tau} v\right) \frac{L_{rq}}{L_{rd}} i_{rq} + \frac{1}{L_{rd}} u_{rd} \\ \frac{di_{rq}}{dt} = -\left(\frac{2\pi}{\tau} v\right) \frac{L_{rd}}{L_{rq}} i_{rd} - \frac{1}{T_{rq}} i_{rq} + \frac{1}{L_{rq}} u_{rq} - \\ - \left(\frac{2\pi}{\tau} v\right) \frac{\psi_p}{L_{rq}} \\ \frac{dS}{dt} = v \end{cases} \quad (3.1)$$

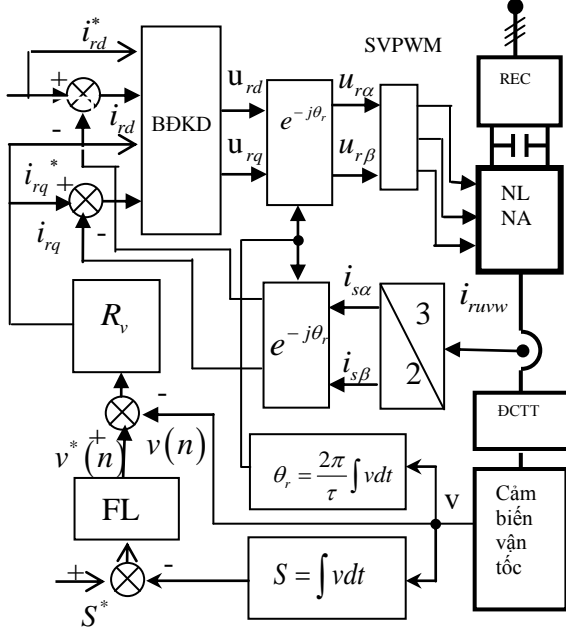
* Email: tuyenkdmd@gmail.com

Theo [2] lực điện từ của ĐCCTKTVC được xác định như (3.2) và phương trình chuyển động của động cơ như (3.3)

$$F = \frac{3\pi}{\tau} (\psi_p i_{sq} + (L_{sd} - L_{sq}) i_{sd} i_{sq}) \quad (3.2)$$

$$F - F_c = m \frac{dv}{dt} \quad (3.3)$$

CẤU TRÚC HỆ THỐNG ĐIỀU KHIỂN



Hình 1. Cấu trúc hệ thống điều khiển

THIẾT KẾ BỘ ĐIỀU KHIỂN DÒNG ĐIỆN

Áp dụng phương pháp Backstepping cơ bản, ta thu được các bộ điều chỉnh cho hai thành phần dòng i_{rd} và i_{rq} như (5.1a,b).

$$\frac{1}{L_{rd}} u_{rd} = \frac{1}{T_{rd}} i_{rd} - \left(\frac{2\pi}{\tau} v\right) \frac{L_{rq}}{L_{rd}} i_{rq} + \frac{di_{rd}^*}{dt} - k_1 z_1$$

$$\frac{1}{L_{rq}} u_{rq} = \frac{1}{T_{rq}} i_{rq} + \left(\frac{2\pi}{\tau} v\right) \frac{L_{rq}}{L_{rd}} i_{rd} + \left(\frac{2\pi}{\tau} v\right) \frac{\psi_p}{L_{rq}} + \frac{di_{rq}^*}{dt} - k_2 z_2 \quad (5.1a,b)$$

Với bộ điều chỉnh dòng (5.1a,b) khi thực nghiệm trên hệ thống thí nghiệm, ta vấp phải sai lệch tĩnh do các nguyên nhân sau: do các tham số máy điện không chính xác; do việc thực hiện lấy mẫu khi thực hiện trên DSP gây ra sai số; do ảnh hưởng của độ chính xác các thiết bị đo. Để khắc phục sai lệch tĩnh, mục

đích đặt ra là phải đưa được thành phần tích phân vào thuật toán backstepping cơ bản. Thành phần tích phân được thêm vào mô hình đối tượng, và sau đó trượt về phía phương trình bộ điều khiển.

Mô hình dòng của ĐCCTKTVC được viết lại dưới dạng sau:

$$\frac{di_{rd}}{dt} = w_1; \frac{di_{rq}}{dt} = w_2 \quad (5.2a,b)$$

Trong đó:

$$\begin{cases} w_1 = -\frac{1}{T_{rd}} i_{rd} + \left(\frac{2\pi}{\tau} v\right) \frac{L_{rq}}{L_{rd}} i_{rq} + \frac{1}{L_{rd}} u_{rd} \\ w_2 = -\left(\frac{2\pi}{\tau} v\right) \frac{L_{rd}}{L_{rq}} i_{sd} - \frac{1}{T_{rq}} i_{rq} + \frac{1}{L_{rq}} u_{rq} - \left(\frac{2\pi}{\tau} v\right) \frac{\psi_p}{L_{rq}} \end{cases} \quad (5.3a,b)$$

Thiết kế bộ điều khiển thành phần i_{rd} có thành phần tích phân.

Xét phương trình (5.2a), chuyển sang toán tử Laplace ta có:

$$s i_{rd} = w_1 \quad (5.4)$$

Vậy hàm truyền đạt sẽ là:

$$G_1(s) = \frac{Y_1(s)}{W_1(s)} = \frac{X_{11}(s)}{W_1(s)} = \frac{i_{rd}(s)}{W_1(s)} = \frac{1}{s} \quad (5.5)$$

Hàm truyền đạt sau khi thêm thành phần tích phân vào đối tượng sẽ là

$$G_1^*(s) = \frac{Y_1(s)}{W_1(s).s} = \frac{1}{s^2} = \frac{Y_1(s)}{U_1(s)} \quad (5.6)$$

Phương trình (5.6) được viết dưới dạng các phương trình trạng thái như sau:

$$y_1 = x_{11}; \dot{x}_{11} = x_{12}; \dot{x}_{12} = u_1 \quad (5.7a,b,c)$$

trong đó: $U_1(s) = W_1(s).s$ (5.8)

- Bước1: Gọi $y_1^* = i_{rd}^*$ - là giá trị đầu ra mong muốn. Biến sai lệch thứ nhất được định nghĩa là:

$$\varepsilon_{11} = y_1 - y_1^* = x_{11} - y_1^* = i_{rd} - i_{rd}^* \quad (5.9)$$

Hàm điều khiển Lyapunov thứ nhất được chọn là:

$$\nu_{11} = \frac{1}{2} \varepsilon_{11}^2 \quad (5.10)$$

Đạo hàm (5.10), ta có:

$$\dot{v}_{11} = \varepsilon_{11} \dot{\varepsilon}_{11} = \varepsilon_{11} \dot{x}_{11} - \dot{y}_1^* = \varepsilon_{11} x_{12} - \dot{y}_1^* \quad (5.11)$$

Để $\dot{v}_{11} < 0$, x_{12} được chọn là biến điều khiển ảo, giá trị mong muốn của nó là:

$$\alpha_{11} = x_{12_d} = -k_{11} \varepsilon_{11} + \dot{y}_1^* \quad (5.12)$$

Trong đó, k_{11} là một hằng số dương. Với cách chọn như trên thì:

$$\dot{v}_{11} = -k_{11} \varepsilon_{11}^2 < 0.$$

- Bước 2: Vì x_{12} là biến điều khiển ảo, chưa phải là biến điều khiển thực. Sai lệch giữa giá trị thực và mong muốn của nó là:

$$\varepsilon_{12} = x_{12} - \alpha_{11} = x_{12} + k_{11} \varepsilon_{11} - \dot{y}_1^* \quad (5.13)$$

Chọn hàm điều khiển Lyapunov là:

$$v_{12} = \frac{1}{2} \varepsilon_{11}^2 + \frac{1}{2} \varepsilon_{12}^2 \quad (5.14)$$

$$\text{Vì: } \dot{\varepsilon}_{11} = x_{12} - \dot{y}_1^* = \varepsilon_{12} - k_{11} \varepsilon_{11} \quad (5.15)$$

Nên đạo hàm \dot{v}_{12} sẽ là:

$$\begin{aligned} \dot{v}_{12} &= \varepsilon_{11} \dot{\varepsilon}_{11} + \varepsilon_{12} \dot{\varepsilon}_{12} \\ &= \varepsilon_{11} (\varepsilon_{12} - k_{11} \varepsilon_{11}) + \varepsilon_{12} (\dot{x}_{12} + k_{11} \dot{\varepsilon}_{11} - \dot{y}_1^*) \\ &= -k_{11} \varepsilon_{11}^2 + \varepsilon_{12} \left[1 - k_{11}^2 \varepsilon_{11} + k_{11} \varepsilon_{12} + u_1 - \dot{y}_1^* \right] \end{aligned} \quad (5.16)$$

Ta thấy, trong (5.16) xuất hiện biến điều khiển thực u_1 . Để $\dot{v}_{12} < 0$, ta chọn u_1 như sau:

$$u_1 = k_{11}^2 - 1 \varepsilon_{11} - k_{11} + k_{12} \varepsilon_{12} + \dot{y}_1^* \quad (5.17)$$

Trong đó, k_{12} là hằng số dương.

Thay biểu thức của ε_{11} và ε_{12} vào (5.17), và chuyển sang toán tử Laplace ta được:

$$\begin{aligned} U_1(s) &= 1 + k_{11} * k_{12} \left[Y_1^*(s) - X_{11}(s) \right] \\ &+ s * k_{11} + k_{12} \left[Y_1^*(s) - X_{11}(s) \right] + s^2 Y_1^*(s) \end{aligned} \quad (5.18)$$

Bây giờ, ta sẽ trượt thành phần tích phân về bộ điều khiển, từ công thức (5.8), ta có:

$$W_1(s) = \frac{U_1(s)}{s} \quad (5.19)$$

Vậy phương trình bộ điều khiển thành phần i_{rd} sẽ là:

$$\begin{aligned} W_1(s) &= \frac{1 + k_{11} * k_{12}}{s} \left[Y_1^*(s) - X_{11}(s) \right] \\ &+ k_{11} + k_{12} \left[Y_1^*(s) - X_{11}(s) \right] + s Y_1^*(s) \end{aligned} \quad (5.20)$$

Chuyển sang miền toán tử z, bằng cách thay

$s = \frac{z-1}{T}$, với T là chu kỳ trích mẫu, ta có:

$$\begin{aligned} w_1(z) &= \frac{1 + k_{11} * k_{12} * T * z^{-1}}{1 - z^{-1}} \left[y_1^*(s) - x_{11}(s) \right] \\ &+ k_{11} + k_{12} \left[y_1^*(s) - x_{11}(s) \right] + \frac{1 - z^{-1}}{T * z^{-1}} y_1^*(z) \end{aligned} \quad (5.21)$$

Thiết kế bộ điều khiển thành phần i_{rq} có thành phần tích phân

Xét phương trình (5.2b), chuyển sang toán tử Laplace ta có:

$$s i_{rq} = w_2 \quad (5.22)$$

Tương tự như phần thiết kế bộ điều khiển thành phần i_{rd} có thành phần tích phân ở trên, ta có:

$$\begin{aligned} W_2(s) &= \frac{1 + k_{21} * k_{22}}{s} \left[Y_2^*(s) - X_{21}(s) \right] \\ &+ k_{21} + k_{22} \left[Y_2^*(s) - X_{21}(s) \right] + s Y_2^*(s) \end{aligned} \quad (5.23)$$

Chuyển sang miền toán tử z, bằng cách thay

$s = \frac{z-1}{T}$, ta có:

$$\begin{aligned} w_2(z) &= \frac{1 + k_{21} * k_{22} * T * z^{-1}}{1 - z^{-1}} \left[y_2^*(s) - x_{21}(s) \right] \\ &+ k_{21} + k_{22} \left[y_2^*(s) - x_{21}(s) \right] + \frac{1 - z^{-1}}{T * z^{-1}} y_2^*(z) \end{aligned} \quad (5.24)$$

Chọn giá trị các điểm cực

Chọn các điểm cực p_{11}, p_{12} :

Với bộ điều khiển thành phần i_{rd} (5.20) hoặc (5.21), ta có phương trình các biến sai lệch như sau:

$$\begin{bmatrix} \dot{\varepsilon}_{11} \\ \dot{\varepsilon}_{12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_{11} & 1 \\ -1 & -k_{12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_{11} \\ \varepsilon_{12} \end{bmatrix} = A_{10} \varepsilon_1 \quad (5.25)$$

Trong đó :

$$A_{10} = \begin{bmatrix} -k_{11} & 1 \\ -1 & -k_{12} \end{bmatrix}, \varepsilon_1 = \begin{bmatrix} \varepsilon_{11} & \varepsilon_{12} \end{bmatrix}^T$$

Phương trình (5.25) có thể được viết lại thành:

$$D_1(s) \cdot \varepsilon_1 = 0 \quad (5.26)$$

Trong đó:

$$D_1(s) = Is - A_{10} = \begin{bmatrix} s + k_{11} & -1 \\ 1 & s + k_{12} \end{bmatrix} \quad (5.27)$$

Để tìm các điểm cực, ta tính định thức của $D_1(s)$:

$$\begin{aligned} \text{Det}(D_1(s)) &= |s-A_{10}| = \begin{vmatrix} s+k_{11} & -1 \\ 1 & s+k_{12} \end{vmatrix} \\ &= s+k_{11} \quad s+k_{12} + 1 \\ &= s^2 + k_{11} + k_{12} \quad s + k_{11}k_{12} + 1 \end{aligned}$$

Nếu ta chọn k_{11} và k_{12} sao cho: $k_{11}k_{12} \gg 1$, thì:

$$\text{Det}(D_1(s)) \approx s+k_{11} \quad s+k_{12} \quad (5.28)$$

Từ (5.28), ta có được các điểm cực là:

$$p_{11} = -k_{11}, p_{12} = -k_{12}$$

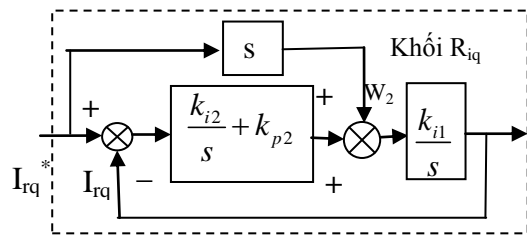
Với điều kiện: $k_{11}.k_{12} \gg 1$

Chọn các điểm cực p_{21}, p_{22} :

Tương tự như trên ta chọn được các điểm cực là: $p_{21} = -k_{21}, p_{22} = -k_{22}$, với điều kiện: $k_{11}.k_{12} \gg 1$.

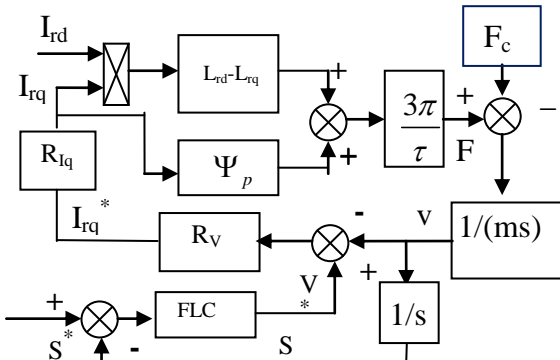
THIẾT KẾ MẠCH VÒNG ĐIỀU KHIỂN VẬN TỐC

Từ (5.22) và (5.23), ta có sơ đồ khối mạch vòng điều chỉnh thành phần dòng i_{rq} như hình 2. Từ (3.1),(3.2),(3.3) và sơ đồ khối hình 2, ta có sơ đồ khối mạch vòng vận tốc và vị trí như hình 3.



Hình 2. Sơ đồ khối mạch vòng điều chỉnh thành phần dòng điện i_{rq}

$$R_v(s) = \frac{\tau m (s^2 + k_{p2}s + k_{i2})}{6\pi\tau_\sigma\psi_p (k_{p2}s + k_{i2})(1 + \tau_\sigma s)} \quad (6.1)$$



Hình 3. Sơ đồ khối mạch vòng điều chỉnh vận tốc và mạch vòng điều khiển vị trí sử dụng bộ điều khiển PID mờ FLC

Từ các sơ đồ cấu trúc hình 3 và 4,, áp dụng tiêu chuẩn mô đun đối xứng, ta tìm được bộ điều khiển vận tốc như (6.1)

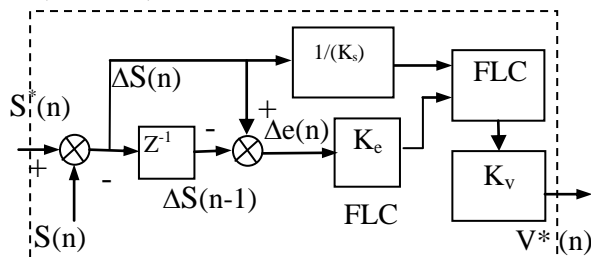
THIẾT KẾ BỘ ĐIỀU KHIỂN PID MỜ CHO MẠCH VÒNG ĐIỀU CHỈNH VỊ TRÍ

Xác định các biến ngôn ngữ vào và ra

Với mục đích chính của hệ thống điều khiển là đạt được vị trí yêu cầu với độ chính xác cao, theo kinh nghiệm thực tế, ta chọn các biến ngôn ngữ vào là sai số vị trí (quãng đường) ΔS và đạo hàm sai số vị trí Δe , biến ngôn ngữ đầu ra là vận tốc yêu cầu v^* , do đó quan hệ hàm của FLC là:

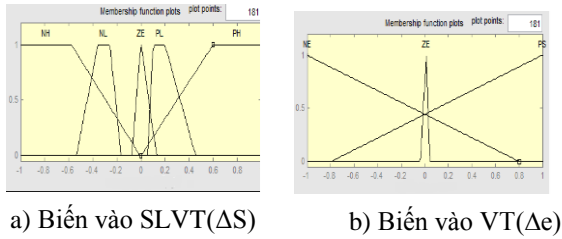
$V^*(n) = f(\Delta e(n), \Delta S(n))$. Trong đó: $\Delta e(n) = \Delta S(n) - \Delta S(n-1)$ là đạo hàm sai số vị trí, $\Delta S(n) = S^*(n) - S(n)$ là mẫu hiện tại của sai số vị trí, $\Delta S(n-1)$ là mẫu quá khứ của sai số vị trí, $S(n)$ là mẫu hiện tại của vị trí thực, $S^*(n)$ là mẫu hiện tại của vị trí yêu cầu, f là kí hiệu của hàm phi tuyến. Cấu trúc bộ điều khiển vị trí kiểu PID mờ được thể hiện như hình 4.

Các hệ số K_e, K_s được chọn sao cho các giá trị được chuẩn hoá của sai số vị trí $\Delta S(n)$, và đạo hàm sai số vị trí $\Delta e(n)$ biến thiên trong khoảng $[-1,+1]$. Hệ số K_v được chọn sao cho đầu ra của bộ điều khiển là vận tốc định mức yêu cầu. Ở đây, các hệ số được lấy là: $K_s = S^*$ (vị trí đặt), $K_e = 10, K_v = 12,5$.

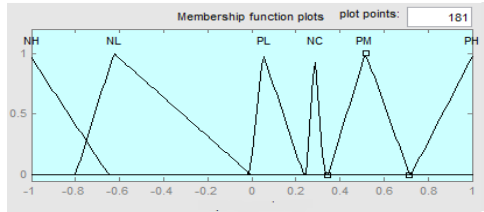


Hình 4. Cấu trúc bộ điều khiển vị trí kiểu PID mờ. **Xác định dạng các hàm liên thuộc và các giá trị của biến ngôn ngữ**

Ở đây, để đơn giản ta lựa chọn hàm liên thuộc dạng hình thang và hình tam giác, là dạng hàm liên thuộc có mức chuyển đổi tuyến tính. Dạng các hàm liên thuộc và giá trị của các biến ngôn ngữ đầu vào và ra được chỉ ra ở hình 5.



a) Biến vào SLVT(ΔS) b) Biến vào VT(Δε)



c) Biến ra v*

Hình 5. Dạng các hàm liên thuộc và giá trị các biến ngôn ngữ vào – ra

Xây dựng các luật điều khiển “nếu .. thì “.

Căn cứ vào bản chất vật lý, số liệu và kinh nghiệm, ta chọn 7 luật như sau:

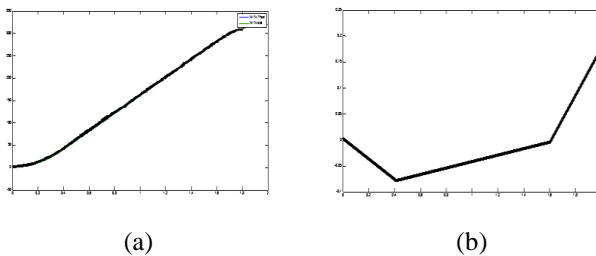
- Luật 1: if SLVT is PH (dương cao), then V* is PH (dương cao);
- Luật 2: if SLVT is PL (dương thấp), then V* is PM (dương trung bình);
- Luật 3: if (SLVT is ZE (bằng 0)) and (VT is PS (dương)), then V* is PL (dương thấp);
- Luật 4: if (SLVT is ZE (bằng 0)) and (VT is NE (âm)), then V* is NC (không thay đổi);
- Luật 5: if (SLVT is ZE (bằng 0)) and (VT is ZE (bằng 0)), then V* is NC (không thay đổi);
- Luật 6: if SLVT is NL (âm thấp), then V* is NL (âm thấp);
- Luật 7: if SLVT is NH (âm cao), then V* is NH (âm cao).

Chọn luật hợp thành và giải mờ.

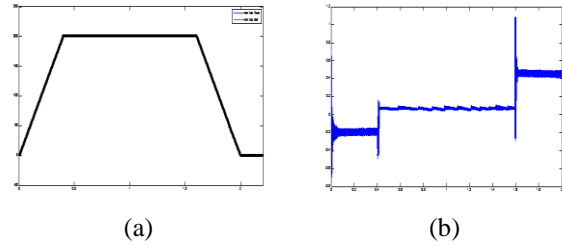
Ở đây, ta chọn luật hợp thành max-min và giải mờ theo phương pháp điểm trọng tâm.

KẾT QUẢ MÔ PHỎNG VÀ KẾT LUẬN

Kết quả mô phỏng



(a) (b)
Hình 6. Vị trí thực và vị trí đặt (a) và sai lệch vị trí thực so với vị trí đặt(b)



(a) (b)

Hình 7. Vận tốc thực và vận tốc đặt (a) và Sai lệch vận tốc thực so với vận tốc đặt (b)

Kết luận

Qua kết quả mô phỏng, ta thấy vị trí thực của động cơ đã bám theo vị trí đặt với sai lệch là 0.56%; vận tốc thực đã bám theo vận tốc đặt với sai lệch là 0,55%. Như vậy với hệ thống điều khiển vị trí trên, cho phép điều khiển vị trí rất chính xác và có thể áp dụng trong các hệ thống yêu cầu điều chỉnh chính xác vị trí, như trong các máy CNC, robot.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

1. Cao Xuân Tuyền, (2008), *Tổng hợp các thuật toán phi tuyến trên cơ sở phương pháp backstepping để điều khiển máy điện dị bộ nguồn kép trong hệ thống máy phát điện sức gió*, Luận án tiến sĩ kỹ thuật, trường Đại học Bách Khoa Hà nội.
2. Đào Phương Nam,(2012), *Nâng cao chất lượng của các hệ chuyển động thẳng bằng cách sử dụng hệ truyền động động cơ tuyến tính*, Luận án tiến sĩ Tự động hóa Xí nghiệp Công nghiệp, trường Đại học Bách Khoa Hà nội.
3. Cao Xuan Tuyen, (2016), “Using the programmable logic controller in position control of permanent magnet synchronous linear motor with hysteresis current controllers”, *Tạp chí Khoa học & Công nghệ, Đại học Thái Nguyên*, 139(09), pp. 169-173.
4. M. John Prabu, P. Poongodi and K. Premkuma, (2016), “Rotor Position Control of Brushless DC Motor using Adaptive Neuro Fuzzy Inference System”, *Middle-East Journal of Scientific Research*, 24 (7), pp. 2395-2403.

SUMMARY

APPLYING THE BACKSTEPPING CONTROL METHOD AND FUZZY PID CONTROLLER TO CONTROL THE POSITION OF PERMANENT MAGNET THREE PHASE AC LINEAR MOTORS

Cao Xuan Tuyen*, Nguyen Thi Huong
University of Technology - TNU

In this paper, the position control system using a permanent magnet three phase AC linear motor is mentioned. The advantage of this system is that, it makes the linear moving without the mechanical system, that transfer rotating moving to linear moving, therefore the accuracy in position control of the system is improved. However, the nonlinearity of the motor still reduces the accuracy in position control of the system. In order to solve this problem, this paper mentions the synthesis of the current controller using the backstepping method and applying the fuzzy PID controller for the closed loop of the position control. The simulation results give out that, the accuracy in position control has reached the high level with the using two above nonlinear controllers. The system has the relative position error of 0.56% and the relative velocity error of 0.55%.

Keywords: *position control system; a permanent magnet three phase AC linear motor; a Fuzzy PID controller; the nonlinearity of the motor; the Backstepping method*

Ngày nhận bài: 10/01/2018; Ngày phản biện: 20/01/2018; Ngày duyệt đăng: 05/3/2018

* Email: tuyenkdmd@gmail.com