

# THIẾT KẾ BỘ ĐIỀU KHIỂN CHO ĐỘNG CƠ TUYẾN TÍNH ĐỒNG BỘ KÍCH THÍCH VĨNH CỬU ỨNG DỤNG PHƯƠNG PHÁP BACKSTEPPING

Nguyễn Văn Quyết<sup>1\*</sup>, Hà Duy Thái<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Khoa Kỹ thuật - Công nghệ, Trường Đại học Hùng Vương, Phú Thọ

Ngày nhận bài: 24/3/2020; Ngày chỉnh sửa: 12/5/2020; Ngày duyệt đăng: 17/5/2020

## Tóm tắt

Động cơ tuyến tính có nhiều ưu điểm: Cấu trúc đơn giản, dịch chuyển chính xác với tốc độ cao, giảm ma sát trong truyền động, thời gian đáp ứng nhanh, thời gian sử dụng trung bình kéo dài. Tuy nhiên, do tồn tại tính chất phi tuyến nên việc thiết kế bộ điều khiển cho loại động cơ này còn gặp nhiều khó khăn. Bài báo đề xuất sử dụng đồng thời hai mạch vòng điều chỉnh: Ứng dụng phương pháp Backstepping với mạch vòng dòng điện, bộ điều khiển PI đối với mạch vòng tốc độ của bộ điều khiển. Kết quả mô phỏng đặc tính dòng điện, vận tốc, lực điện từ của động cơ đã thể hiện giá trị của bộ điều khiển đề xuất.

**Từ khóa:** Phương pháp Backstepping, điều khiển PID, động cơ tuyến tính.

## 1. Đặt vấn đề

Theo [1-3] thì nguyên lý động cơ tuyến tính được Charles Wheatstone đưa ra vào năm 1840. So với giải pháp truyền động cơ khí truyền thống sử dụng động cơ quay tròn thông qua các cơ cấu trung gian như hộp số, đai truyền, trục vít thì giải pháp sử dụng động cơ tuyến tính có nhiều ưu điểm nổi bật như đạt mức dịch chuyển chính xác với tốc độ cao, giảm ma sát trong truyền động, thời gian đáp ứng nhanh, thời gian sử dụng trung bình kéo dài [4]. Hiện nay, động cơ tuyến tính là một giải pháp công nghệ mới được ứng dụng nhiều trong sản xuất công nghiệp, đặc biệt là trong lĩnh vực cơ khí với dịch chuyển của bàn gá, mũi khoan, các máy CNC, các robot công nghiệp... Ngoài ra, động cơ tuyến

tính còn xuất hiện trong lĩnh vực giao thông vận tải với các đầu máy xe điện, tàu đệm từ trường tốc độ cao [4-5].

Bên cạnh những ưu điểm, động cơ tuyến tính với giá thành cao, tồn tại tính phi tuyến và hiệu ứng đầu cuối nên việc thiết kế bộ điều khiển còn gặp khó khăn [6]. Đã có khá nhiều nghiên cứu về thiết kế bộ điều khiển. Trong [7-8] đề xuất phương án sử dụng bộ điều khiển Backstepping và Backstepping thích nghi dùng để kiểm soát lực đẩy được tạo ra. Việc không có mạch vòng tốc độ, vị trí dẫn đến tốc độ và vị trí chưa được kiểm soát. Trong [9] xây dựng cấu trúc phản hồi trạng thái để kiểm soát vận tốc nhưng không đáp ứng được ở vùng vận tốc lớn. Bộ điều khiển trượt, trượt thích nghi kiểm soát vận tốc được

đưa ra trong [1-2]. Tuy nhiên, phương pháp lại khá phức tạp với khối lượng tính toán lớn. Trong [10] đã ứng dụng phương pháp điều khiển Backstepping và bộ điều khiển PID mờ trong thiết kế điều khiển. Tuy nhiên, do không có mạch vòng tốc độ nên tốc độ là đại lượng không được kiểm soát.

Bài báo đề xuất sử dụng đồng thời hai mạch vòng: Ứng dụng phương pháp điều khiển Backstepping trong thiết kế bộ điều khiển dòng điện và phương pháp điều khiển PI trong việc điều khiển tốc độ động cơ tuyến tính để nâng cao chất lượng của bộ điều khiển.

## 2. Phương pháp nghiên cứu

### 2.1. Phương pháp thiết kế bộ điều khiển trên cơ sở Backstepping

Theo [11], để có hình dung dễ hiểu về phương pháp Backstepping, ta xét hệ thống được mô tả bởi hệ phương trình:

$$\begin{cases} \dot{x} = \cos x - x^3 + \xi \\ \dot{\xi} = u \end{cases} \quad (1.1a,b)$$

Mục tiêu điều khiển là đưa  $x(t) \rightarrow 0$  khi  $t \rightarrow \infty$  với mọi  $x(0), \xi(0)$ .

Ta thấy ngay hệ có điểm cân bằng  $(\xi, x) = (0, -1)$ . Nếu coi  $\xi$  là tín hiệu điều khiển, với mục đích triệt tiêu thành phần phi tuyến  $\cos(x)$  trong phương trình (1.1a), ta chọn hàm Lyapunov  $V(x) = \frac{1}{2}x^2$ . Theo tiêu chuẩn ổn định Lyapunov, ta cần tìm  $\xi$  thỏa mãn:

$$\begin{cases} \dot{V}(x) < 0 \text{ khi } x \neq 0 \\ \dot{V}(x) = 0 \text{ khi } x = 0 \end{cases} \quad (2)$$

Ta chọn được:

$$\xi_{des} = -c_1x - \cos(x) \quad (3)$$

Trong đó  $c_1$  là một hằng số dương. Thay  $x$  vào (1.1a) ta được  $\dot{x} = -c_1x - x^3 < 0$ . Như vậy với  $x$  đã chọn, (1.1a) ổn định tiệm cận toàn cục. Tuy nhiên,  $x$  không phải là tín hiệu điều khiển thực mà chỉ là một biến trạng thái và được gọi là một điều khiển ảo (virtual control). Bước tiếp theo, ta định nghĩa một đại lượng sai số  $z$  là hiệu của đại lượng thực tế và đại lượng mong muốn của biến điều khiển ảo  $x$ .

$$z = \xi - \xi_{des} \quad (4)$$

$$\dot{x} = -c_1x - x^3 + z \quad (5)$$

$$\dot{z} = u + (c_1 - \sin x)\dot{x} \quad (6)$$

$$= u + (c_1 - \sin x)(-c_1x - x^3 + z)$$

Tiếp tục chọn hàm điều khiển Lyapunov  $V_a(x, z)$ .

$$V_a(x, z) = V(x) + \frac{1}{2}z^2 \quad (7)$$

$$= \frac{1}{2}x^2 + \frac{1}{2}(\xi + c_1x + \cos x)^2$$

Lấy vi phân  $\dot{V}_a(x, z)$ , kết hợp với (2) ta được:

$$\begin{aligned} \dot{V}_a(x, z) = & -c_1x^2 - x^4 \\ & + z \left[ x + u + (c_1 - \sin x)(-c_1x - x^3 + z) \right] \end{aligned} \quad (8)$$

Biểu thức trên cho ta xác định luật điều khiển cho tín hiệu vào  $u$  như sau:

$$u = -c_2z - x - (c_1 - \sin x)(-c_1x - x^3 + z) \quad (9)$$

Trong đó  $c_2$  là hằng số dương. Khi đó, đạo hàm của  $\dot{V}_a(x, z)$  trở thành:

$$\dot{V}_a = -c_1x^2 - c_2z^2 - x^4 \quad (10)$$

Ta thấy  $\dot{V}_a$  là hàm xác định dương và đạo hàm của nó  $\dot{V}_a < 0$  khi  $x \neq 0$ , nên điểm cân bằng (0,0) của hệ trên hệ tọa độ (x,z) là ổn định tiệm cận toàn cục, do đó điểm cân bằng (0,-1) trên hệ tọa độ (x, x) cũng thỏa mãn điều kiện ổn định, và ta đạt được mục tiêu của việc thiết kế bộ điều khiển.

Từ ví dụ trên, ta đi đến phương pháp Backstepping dạng tổng quát:

Xét hệ thống có dạng:

$$\begin{cases} \dot{\underline{x}} = \underline{f}(\underline{x}) + \underline{g}(\underline{x})\xi \\ \dot{\xi} = h(\underline{x}, \xi) + u \end{cases} \quad (11)$$

Trong đó  $(\underline{x}, \xi)^T$  là vector các biến trạng thái và u là đầu vào điều khiển. Giả thiết hệ thống con trong (11) là:

$$\dot{\underline{x}} = \underline{f}(\underline{x}) + \underline{g}(\underline{x})\xi \quad (12)$$

Có một luật điều khiển phản hồi  $\xi = \alpha(\underline{x})$ ,  $\alpha(0) = 0$  để làm cho hệ ổn định tiệm cận toàn cục với hàm Lyapunov  $V_1(\underline{x})$  thỏa mãn:

$$\begin{aligned} \frac{\partial V_1(\underline{x})}{\partial \underline{x}} [\underline{f}(\underline{x}) + \underline{g}(\underline{x})\alpha(\underline{x})] &\leq -W(\underline{x}) < 0 \\ \forall \underline{x} \neq 0 \end{aligned} \quad (13)$$

Với giả thiết trên, ta có thể phát biểu như sau:

Xét hàm xác định dương, trơn:

$$V(\underline{x}, \xi) = V_1(\underline{x}) + \mu [\xi - \alpha(\underline{x})]^2 \quad (14)$$

Trong đó  $\mu > 0$ . Khi đó, đạo hàm của  $V(\underline{x}, \xi)$ :

$$\begin{aligned} \dot{V}(\underline{x}, \xi) &= \frac{\partial V_1}{\partial \underline{x}} \dot{\underline{x}} + 2\mu [\xi - \alpha(\underline{x})] \left[ \dot{\xi} - \frac{\partial \alpha}{\partial \underline{x}} \dot{\underline{x}} \right] \\ &\leq -W(\underline{x}) + [\xi - \alpha(\underline{x})] \left( 2\mu \left[ \dot{\xi} - \frac{\partial \alpha}{\partial \underline{x}} \dot{\underline{x}} \right] + \frac{\partial V_1}{\partial \underline{x}} \underline{g}(\underline{x}) \right) \\ &= -W(\underline{x}) + [\xi - \alpha(\underline{x})] \left( 2\mu \left[ h(\underline{x}, \xi) + u - \frac{\partial \alpha}{\partial \underline{x}} (\underline{f}(\underline{x}) + \underline{g}(\underline{x})\xi) \right] + L_{\underline{g}} V_1 \right) \end{aligned} \quad (15)$$

Như vậy, nếu chọn bộ điều khiển thỏa mãn:

$$\begin{aligned} &2\mu \left[ h(\underline{x}, \xi) + u - \frac{\partial \alpha}{\partial \underline{x}} (\underline{f}(\underline{x}) + \underline{g}(\underline{x})\xi) \right] + L_{\underline{g}} V_1 \\ &= -[\xi - \alpha(\underline{x})]^k \end{aligned}$$

$$u = \frac{-[\xi - \alpha(\underline{x})]^k - L_g V_1(\underline{x})}{2\mu} - h(\underline{x}, \xi) + \frac{\partial \alpha}{\partial \underline{x}} (f(\underline{x}) + g(\underline{x})\xi) \quad (16)$$

Với  $k$  là số nguyên lẻ, ta sẽ có hàm xác định âm:

$$\dot{V}(\underline{x}, \xi) \leq -W(\underline{x}) - [\xi - \alpha(\underline{x})]^{k+1} \quad (17)$$

Đảm bảo cho hệ ổn định toàn cục tại điểm cân bằng  $x = 0$ . Như vậy, luật điều khiển đã được xây dựng và biểu diễn bằng công thức rất tường minh.

Từ các phân tích ở trên, ta thấy bản chất của phương pháp là dựa trên hàm điều khiển Lyapunov và kỹ thuật Backstepping để thiết kế bộ điều khiển phản hồi trạng thái nhằm làm ổn định hệ thống.

## 2.2. Mô hình toán học động cơ tuyến tính đồng bộ kích thích vĩnh cửu

Theo [5], xuất phát từ phương trình điện áp, từ thông phía rotor và stator của động cơ, dùng phép chuyển trục tọa độ, ta thu được hệ phương trình vi phân mô tả động cơ tuyến tính đồng bộ kích thích vĩnh cửu (ĐCTT ĐB- KTVC) trên hệ tọa độ dq như sau:

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{1}{T_{sd}} i_{sd} + \left(\frac{2\pi}{\tau} v\right) \frac{L_{sq}}{L_{sd}} i_{sq} + \frac{1}{L_{sd}} u_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\left(\frac{2\pi}{\tau} v\right) \frac{L_{sd}}{L_{sq}} i_{sd} - \frac{1}{T_{sq}} i_{sq} + \frac{1}{L_{sq}} u_{sq} \\ -\left(\frac{2\pi}{\tau} v\right) \frac{\psi_p}{L_{sq}} \\ \frac{dS}{dt} = v \end{cases} \quad (18a,b,c)$$

Lực điện từ và phương trình chuyển động của động cơ được xác định:

$$F = \frac{3\pi}{2} [\psi_p i_{sq} + (L_{sd} - L_{sq}) i_{sd} i_{sq}] \quad (19)$$

$$F - F_c = m \frac{dv}{dt} \quad (20)$$

Hệ phương trình trạng thái (18a,b) được biểu diễn dưới dạng ma trận như sau:

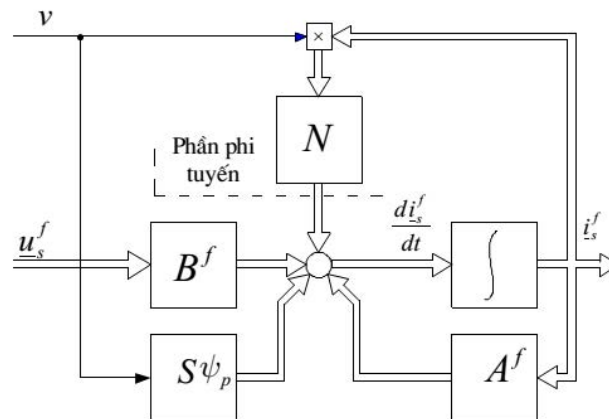
$$\frac{d\underline{i}_s^f}{dt} = A^f \underline{i}_s^f + B^f \underline{u}_s^f + N \underline{i}_s^f v + S \psi_p v \quad (21)$$

$$A^f = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_{sd}} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_{sq}} \end{bmatrix} : \text{Ma trận hệ thống}$$

$$B^f = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{sd}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{sq}} \end{bmatrix} : \text{Ma trận đầu vào}$$

$$N = \begin{bmatrix} 0 & \frac{2\pi L_{sq}}{\tau L_{sd}} \\ -\frac{2\pi L_{sd}}{\tau L_{sq}} & 0 \end{bmatrix} : \text{Ma trận ghép phi tuyến}$$

$$S = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{2\pi}{\tau} \frac{1}{L_{sq}} \end{bmatrix} : \text{Ma trận nhiễu}$$



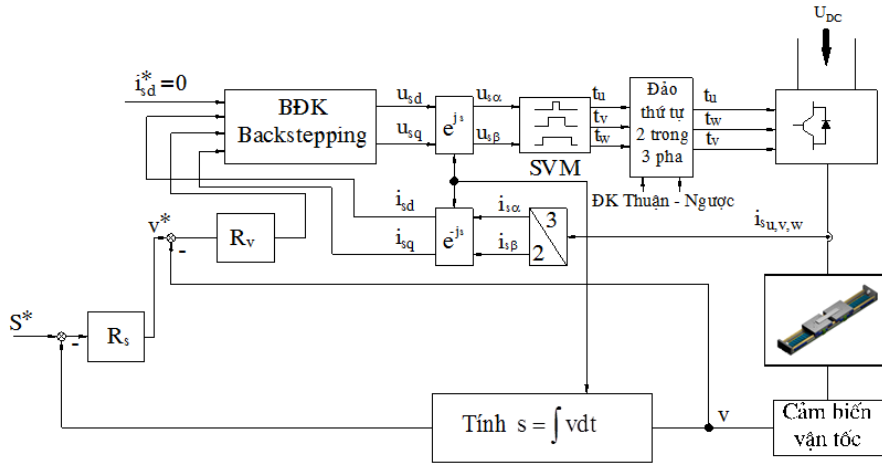
Hình 1. Mô hình ĐCTT-ĐB - KTVC trong không gian trạng thái trên hệ tọa độ dq [5]

Phương trình (21) và hình 1 cho thấy tín hiệu vào của hệ thống không chỉ có vector điện áp  $\underline{u}_s^f$  mà còn có cả tốc độ  $v$  (chính là tốc độ góc điện  $\omega_e$ ). Như vậy biến trạng thái dòng điện không chỉ phụ thuộc vào các giá trị điện áp  $u_{sd}, u_{sq}$  mà còn phụ thuộc vào cả tần số điện áp cấp vào động cơ. Tính chất phi tuyến của động cơ tuyến tính ĐB-KTVC thể hiện ở tích giữa biến trạng thái  $i_s^f$  và biến  $\omega_e$

qua thành phần  $N i_s^f v$  với yếu tố quyết định là ma trận  $N$ .

### 2.3. Thiết kế bộ điều khiển dòng điện

Mục tiêu của phần này là tổng hợp, đưa ra các bộ điều khiển dòng điện cho ĐCTT-ĐB-KTVC được thiết kế theo phương pháp phi tuyến Backstepping.



Hình 2. Cấu trúc điều khiển ĐKTĐ ĐB-KTVC theo phương pháp Backstepping

· Tổng hợp bộ điều chỉnh thành phần  $i_{sd}$ :

Chọn  $i_{sd}$  là biến điều khiển, giá trị mong muốn của nó là  $i_{sd}^*$  được lấy từ bộ điều chỉnh mômen thông qua khâu tính toán giá trị đặt. Gọi sai lệch tính giữa  $i_{sd}$  và  $i_{sd}^*$  là:  $z_1 = i_{sd} - i_{sd}^*$

Chọn hàm điều khiển Lyapunov là:

$v_1 = \frac{1}{2} z_1^2$ . Lấy đạo hàm theo thời gian, ta có:  $\dot{v}_1 = z_1 \dot{z}_1$ . Ta lại có:  $\dot{z}_1 = \frac{di_{sd}}{dt} - \frac{di_{sd}^*}{dt}$ . Từ (18a) ta có:

$$\frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{1}{T_{sd}} i_{sd} + \left(\frac{2\pi}{\tau} v\right) \frac{L_{sq}}{L_{sd}} i_{sq} + \frac{1}{L_{sd}} u_{sd} \tag{22}$$

Do đó:

$$\dot{z}_1 = -\frac{1}{T_{sd}} i_{sd} + \left(\frac{2\pi}{\tau} v\right) \frac{L_{sq}}{L_{sd}} i_{sq} + \frac{1}{L_{sd}} u_{sd} - \frac{di_{sd}^*}{dt} \tag{23}$$

Chọn biến điều khiển là  $\frac{1}{L_{sd}} u_{sd}$ , để  $\dot{v}_1 = z_1 \dot{z}_1 < 0$ , thì giá trị của biến điều khiển là:

$$\frac{1}{L_{sd}} u_{sd} = \frac{1}{T_{sd}} i_{sd} - \left(\frac{2\pi}{\tau} v\right) \frac{L_{sq}}{L_{sd}} i_{sq} + \frac{di_{sd}^*}{dt} - k_1 z_1 \tag{24}$$

Với  $k_1$  là hằng số dương.

· Tổng hợp bộ điều chỉnh thành phần  $i_{sq}$ :

Chọn  $i_{sq}$  là biến điều khiển, giá trị mong muốn của nó  $i_{sq}^*$  được lấy từ bộ điều chỉnh

công suất thông qua khâu tính toán giá trị đặt. Gọi sai lệch giữa  $i_{sq}$  và giá trị đặt  $i_{sq}^*$  là:  $z_2 = i_{sq} - i_{sq}^*$ .

Chọn hàm điều khiển Lyapunov là :  $v_2 = \frac{1}{2}z_2^2$ . Lấy đạo hàm theo thời gian, ta có:  $\dot{v}_2 = z_2\dot{z}_2$

$$\cdot \text{Ta lại có: } \dot{z}_2 = \frac{di_{sq}}{dt} - \frac{di_{sq}^*}{dt} \quad (25)$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = -\left(\frac{2\pi}{\tau}v\right)\frac{L_{sd}}{L_{sq}}i_{sd} - \frac{1}{T_{sq}}i_{sq} + \frac{1}{L_{sq}}u_{sq} - \left(\frac{2\pi}{\tau}v\right)\frac{\psi_p}{L_{sq}} \quad (26)$$

Do đó:

$$\dot{z}_2 = -\left(\frac{2\pi}{\tau}v\right)\frac{L_{sd}}{L_{sq}}i_{sd} - \frac{1}{T_{sq}}i_{sq} + \frac{1}{L_{sq}}u_{sq} - \left(\frac{2\pi}{\tau}v\right)\frac{\psi_p}{L_{sq}} - \frac{di_{sq}^*}{dt} \quad (27)$$

Chọn biến điều khiển là  $\frac{1}{L_{sq}}u_{sq}$ , để  $\dot{v}_2 = z_2\dot{z}_2 < 0$ , thì giá trị của biến điều khiển là:

$$\frac{1}{L_{sq}}u_{sq} = \left(\frac{2\pi}{\tau}v\right)\frac{L_{sd}}{L_{sq}}i_{sd} + \frac{1}{T_{sq}}i_{sq} + \left(\frac{2\pi}{\tau}v\right)\frac{\psi_p}{L_{sq}} + \frac{di_{sq}^*}{dt} - k_2z_2 \quad (28)$$

Với  $k_2$  là hằng số dương.

Hệ có điểm cân bằng :  $(z_1, z_2)T = (0,0)T$

· Tính ổn định của các bộ điều chỉnh dòng Backstepping:

Với các khâu điều chỉnh (24) và (28), thay vào (23) và (27), ta được các phương trình mô tả mô hình dòng của động cơ tuyến tính ĐB KTVC trên không gian các biến trạng thái mới  $z_1$  và  $z_2$  như sau:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = -k_1z_1 \\ \dot{z}_2 = -k_2z_2 \end{cases}$$

Viết lại hệ ở dạng sau :

$$\frac{d}{dt}\begin{pmatrix} z_1 \\ z_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -k_1 & 0 \\ 0 & -k_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z_1 \\ z_2 \end{pmatrix}$$

Chọn hàm điều khiển Lyapunov:

$v = \frac{1}{2}z_1^2 + \frac{1}{2}z_2^2$ . Lấy đạo hàm của  $v$ , ta có:

$\dot{v} = z_1\dot{z}_1 + z_2\dot{z}_2 = -k_1z_1^2 - k_2z_2^2 \leq 0$ , ta kết luận,

hệ ổn định tại điểm cân bằng  $(z_1, z_2)T=(0,0)$

T. Bộ điều khiển đã thiết kế đảm bảo yêu cầu

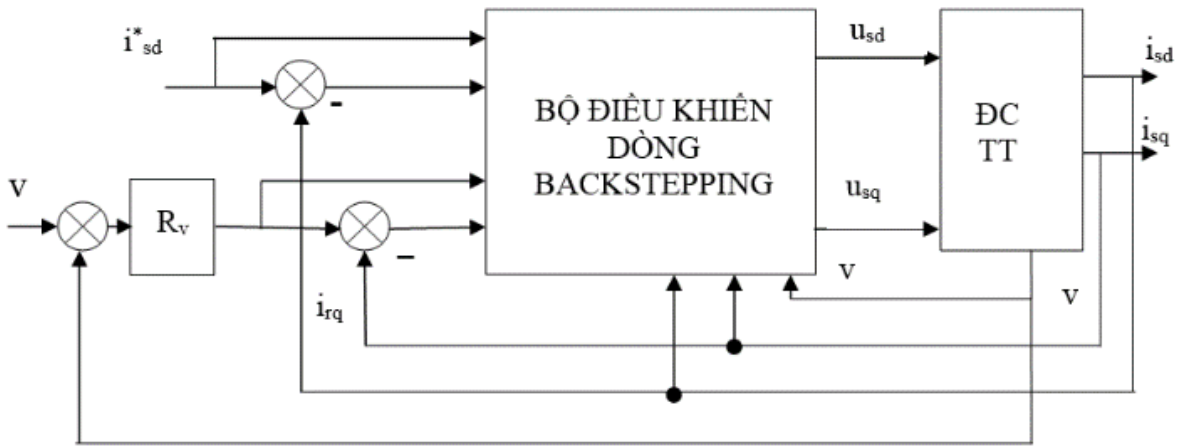
ổn định toàn cục và  $i_{sd} \rightarrow i_{sd}^*$ ,  $i_{sq} \rightarrow i_{sq}^*$ .

#### 2.4. Thiết kế mạch vòng điều khiển vận tốc

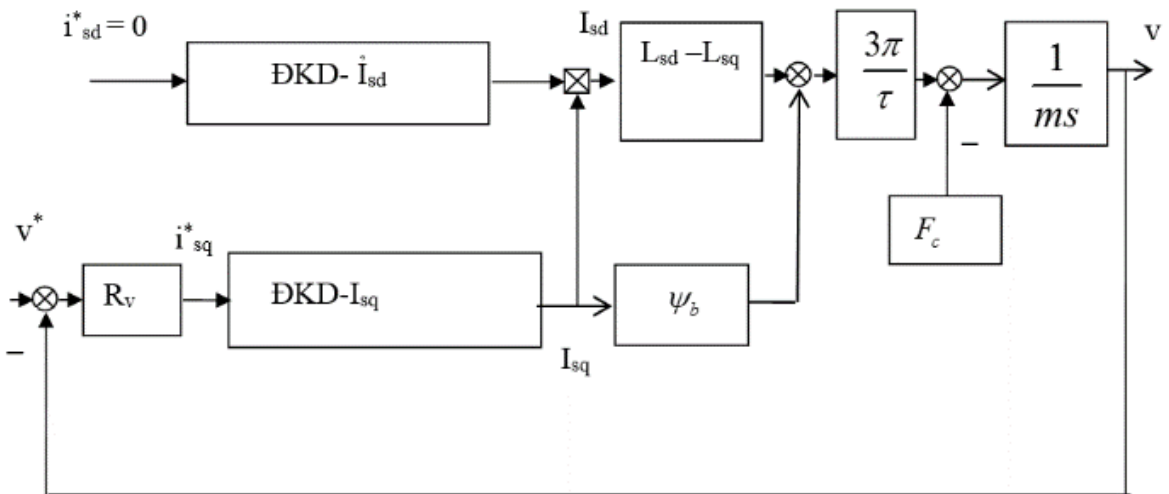
Từ cấu trúc điều khiển động cơ tuyến tính, ta thấy rằng từ thông cực từ là hằng số (vĩnh cửu), lực điện từ tỷ lệ thuận trực tiếp với thành phần dòng  $i_{sq}$ . Dòng điện chạy vào dây quấn động cơ có nhiệm vụ

tạo ra lực điện từ, không có nhiệm vụ tạo từ thông. Do đó khi xây dựng hệ thống điều khiển động cơ tuyến tính ĐB-KTVC ta sẽ phải điều khiển sao cho vector dòng  $i_{sd}$  đứng vuông góc với từ thông cực, vì vậy không có thành phần dòng từ hoá  $i_{sd}$  ( $i_{sd}$  luôn đặt bằng không) mà chỉ có thành

phần dòng tạo lực điện từ  $i_{sq}$ . Tức là cấu trúc mạch vòng điều khiển bên ngoài của động cơ tuyến tính ĐB-KTVC chỉ tồn tại mạch vòng điều chỉnh vận tốc và không cần mạch vòng điều chỉnh từ thông. Sơ đồ khối của mạch vòng điều chỉnh vận tốc như sau:



Hình 3. Sơ đồ cấu trúc điều khiển tốc độ động cơ tuyến tính



Hình 4. Sơ đồ thay thế khi thiết kế bộ điều khiển tốc độ



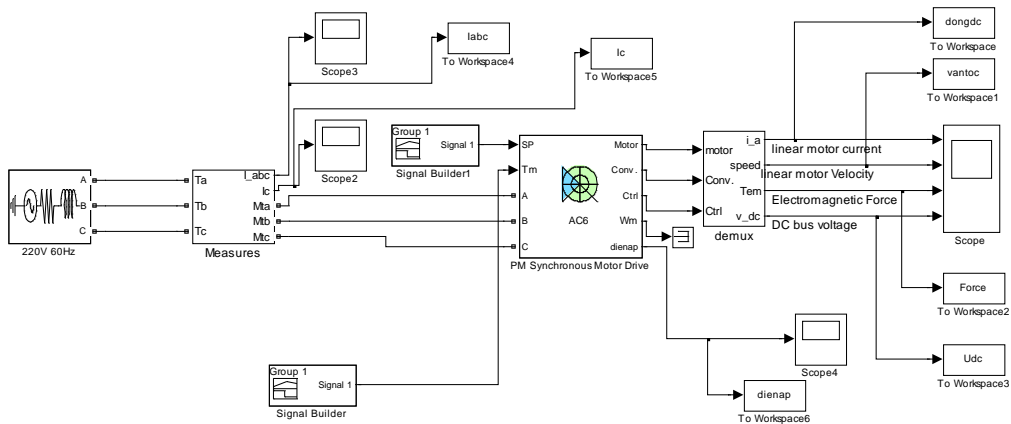
Từ sơ đồ cấu trúc hình 3 và hình 4, áp dụng phương pháp tối ưu đối xứng sẽ ta tìm được bộ điều khiển vận tốc:

$$R_v = \frac{2}{3} \frac{m}{\psi_p} \frac{1}{4T_{sq}} \left( 1 + \frac{1}{\left( \frac{8T_{sq}}{29} \right)^2} \right)$$

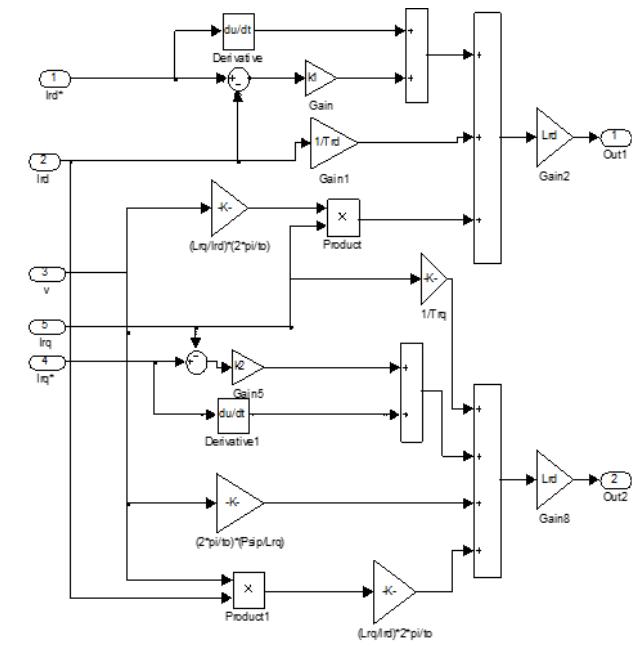
### 3. Kết quả mô phỏng

#### 3.1. Sơ đồ mô phỏng

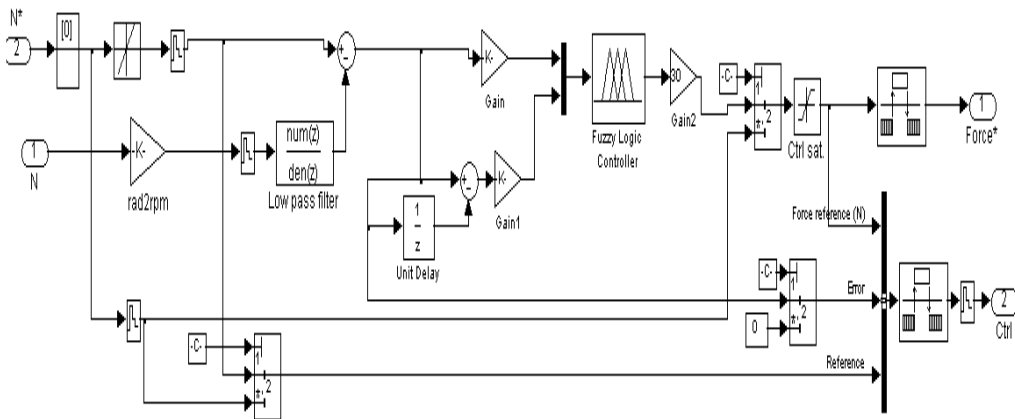
Mô hình mô phỏng được xây dựng trên phần mềm Matlab-Simulink bao gồm các khối: Động cơ tuyến tính, mạch nghịch lưu, các bộ điều khiển.



Hình 5. Sơ đồ mô phỏng toàn hệ thống

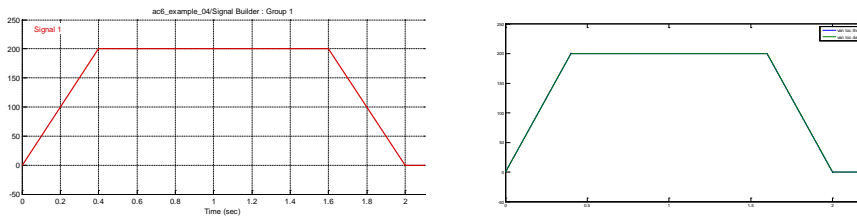


Hình 6. Sơ đồ bộ điều khiển dòng Backstepping



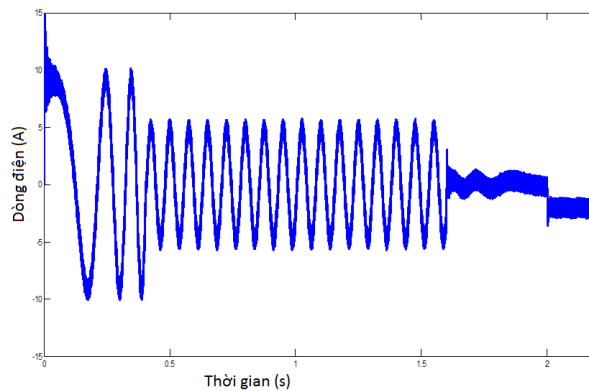
Hình 7. Sơ đồ mô phỏng bộ điều khiển vận tốc

3.2. Kết quả mô phỏng



Hình 8. Vận tốc đặt và vận tốc thực trong khoảng thời gian từ 0 đến 2 giây

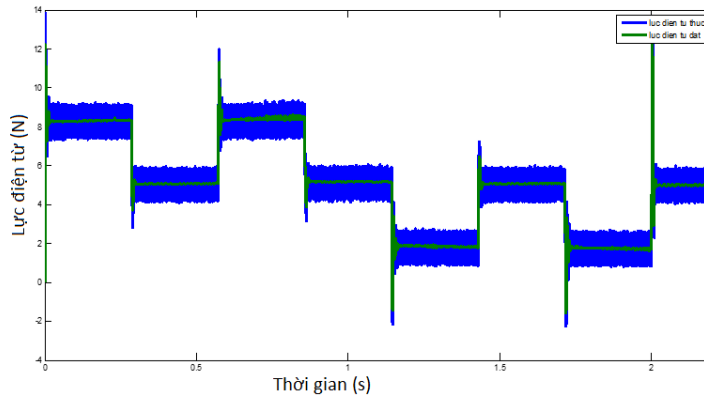
Vận tốc đã bám sát giá trị đặt với sai số dưới 1%, bộ điều khiển thực hiện đúng yêu cầu đặt ra.



Hình 9. Dòng điện pha động cơ theo Backstepping

Kết quả mô phỏng cho thấy trong quá trình tăng tốc do yêu cầu lực điện từ lớn nên biên độ dòng lớn hơn so với khi vận tốc ổn

định. Về tần số tăng dần trong quá trình tăng tốc và ổn định khi vận tốc ổn định. Khi động cơ dừng thì dòng bằng 0.



Hình 10. Lực điện từ của động cơ

Trong giai đoạn tăng tốc yêu cầu lực điện từ lớn (5N) lớn hơn lực cản, trong giai đoạn ổn định lực điện từ bằng lực cản, trong giai đoạn giảm tốc  $\frac{dv}{dt} > 0$  lực điện từ nhỏ hơn lực cản.

#### 4. Kết luận

Bài báo đã trình bày việc ứng dụng phương pháp Backstepping trong thiết kế bộ điều khiển dòng điện, phương pháp

điều khiển PI đối với bộ điều khiển vận tốc động cơ tuyến tính đồng bộ kích thích vĩnh cửu. Kết quả mô phỏng dòng điện, lực điện từ, vận tốc của động cơ đã bám theo giá trị đặt với sai lệch vận tốc dưới 1%. Đây là sự gợi mở cho việc ứng dụng chế tạo bộ điều khiển và đưa vào sử dụng trong thực tế ở các hệ truyền động thẳng yêu cầu độ chính xác cao sử dụng động cơ tuyến tính.

Phụ lục 1. Bảng ký hiệu viết tắt

Ký hiệu	Đơn vị	Ý nghĩa
$i_{sd}, i_{sq}$	A	Dòng điện phần động trên trục d, q
$u_{sd}, u_{sq}$	V	Điện áp trục d, q
$L_{sd}, L_{sq}$	H	Điện cảm trục d, q của phần động
S	m	Quãng đường dịch chuyển của phần động
v	m/s	Vận tốc phần động
t	m	Bước cực của động cơ
$\psi_p$	Wb	Từ thông một cực từ
m	kg	Khối lượng phần động
$F, F_c$	N	Lực điện từ và lực cản của động cơ
$T_{sd} = \frac{L_{sd}}{R_s} T_{sq} = \frac{L_s}{R}$		Hằng số thời gian điện từ theo các trục d, q
$R_s$	$\Omega$	Điện trở cuộn dây phần động

**Tài liệu tham khảo**

- [1] Jacek F. Gieras, Zbigniew J. Piech & Bronislaw Tomczuk (2016). Linear synchronous motors: transportation and automation systems. CRC press.
- [2] Rolf Hellinger & Peter Mnich (2009). Linear motor-powered transportation: History, present status, and future outlook. Proceedings of the IEEE, ISSN: 0018-9219, 97, 11, 1892-1900.
- [3] Ming-Shyan Wang, Ying-Shieh Kung, Cheng-Yi Chiang & Yi-Ci Wang (2009). Permanent magnet linear synchronous motor drive design based on slidingmode control and fuzzy deadzone estimation. 2009 IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics, IEEE, 1027-1032.
- [4] Lê Văn Doanh, Đặng Trí Dũng & Trương Minh Tấn (2009). Ứng dụng của động cơ truyền thẳng. Tạp chí Tự động hóa ngày nay, số 102(2/2009).
- [5] Đào Phương Nam (2012). Nâng cao chất lượng của các hệ chuyên động thẳng bằng cách sử dụng hệ truyền động động cơ tuyến tính. Luận án Tiến sĩ Kỹ thuật, Trường Đại học Bách khoa Hà Nội, Hà Nội.
- [6] Trương Minh Tấn, Nguyễn Thế Công & Lê Văn Doanh (2008). Nghiên cứu ảnh hưởng của hiệu ứng đầu cuối trong động cơ không đồng bộ tuyến tính. Tạp chí Khoa học và Công nghệ các trường Đại học kỹ thuật, 66, 63 - 67.
- [7] Boucheta A., Bousserhane I. K., Hazzab A., Mazari B. & Fellah M. K. (2009). Backstepping control of linear induction motor considering end effects. 6th International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices, IEEE, 1-6.
- [8] Chin-I Huang & Li-Chen Fu (2007). Adaptive approach to motion controller of linear induction motor with friction compensation. IEEE/ASME transactions on mechatronics, ISSN: 1083-4435, 12(4), 480-490.
- [9] Gerco Otten, Theo J. A. De Vries, Job Van Amerongen, Adrian M. Rankers, Erik W. Gaal (1997). Linear motor motion control using a learning feedforward controller. IEEE/ASME transactions on mechatronics. ISSN: 1083-4435, 2(3), 179-187.
- [10] Cao Xuân Tuyền & Nguyễn Thị Hương (2018). Áp dụng phương pháp điều khiển Backstepping 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. Tạp chí Khoa học và Công nghệ Đại học Thái Nguyên, 178(02), 55-60.
- [11] 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, Hà Nội.

## **DESIGNING THE CONTROLLER FOR THE LINEAR MOTOR BY APPLICATION OF THE BACKSTEPPING METHOD**

**Nguyen Van Quyet<sup>1</sup>, Ha Duy Thai<sup>1</sup>**

<sup>1</sup>*Faculty of Engineering and Technology, Hung Vuong University, Phu Tho*

**Abstract**

**L**inear motors have many advantages: Simple structure, accurate movement at high speed, reduced friction in transmission, fast response time, prolonged use time. However, due to the nonlinear nature, the design of the controller for this type of engine still faces many difficulties. The paper proposes the use of two control loops simultaneously: The application of the Backstepping method with the current loop, the PI controller for the speed loop of the controller. Simulation results of current characteristics, velocity, electromagnetic force of the motor have shown the value of the proposed controller.

**Keywords:** *The Backstepping method, PID control, the linear motor.*