

## PHÂN TÍCH HAI GIẢI PHÁP ĐIỀU KHIỂN PHI TUYẾN TRONG ĐIỀU KHIỂN ĐỘNG CƠ TUYẾN TÍNH LOẠI ĐỒNG BỘ - KÍCH THÍCH VĨNH CỬU

NGUYỄN PHÙNG QUANG<sup>1</sup>, ĐÀO PHƯƠNG NAM<sup>2</sup>

<sup>1</sup>*Khoa Điện, Đại học Bách Khoa Hà Nội; Email: [quangnp-ac@mail.hut.edu.vn](mailto:quangnp-ac@mail.hut.edu.vn)*

<sup>2</sup>*Trung tâm Nghiên cứu - Triển khai Công nghệ cao, Đại học Bách Khoa Hà Nội*

**Abstract.** In recent times, linear motions are often indirectly realized by rotating motors, which cause some disadvantages. The use of motors which are able to create linear motions directly (linear motors) can prevent these disadvantages. Because of the nonlinear structure of the process model, the motor control needs to be designed by using one of the nonlinear control methods. This paper presents two nonlinear control solutions for permanent magnet excited synchronous linear motors based on the flatness of the process model, which is able to minimize stationary errors, and on the state coordinate transformation (the so-called exact linearization) with the demand of decoupling between the process of the moving force generation and the flux axis. The use of these solutions enables to control the physical quantities following their reference trajectories exactly, and the total current on the primary side only serves to generate the moving force. The simulation results are based on MATLAB/Simulink and PLECS clarifies the good characteristic, advantages and also disadvantages of the two control solutions.

**Tóm tắt.** Hiện nay, việc tạo ra các chuyển động thẳng hầu hết được thực hiện gián tiếp bằng các động cơ quay, kéo theo nhiều nhược điểm. Việc sử dụng các loại động cơ có khả năng tạo chuyển động thẳng trực tiếp (động cơ tuyến tính) cho phép loại trừ những nhược điểm trên. Với đặc điểm cấu trúc phi tuyến của mô hình động cơ, việc điều khiển chúng cần sử dụng phương pháp thuộc về nhóm các phương pháp điều khiển phi tuyến. Bài báo này giới thiệu hai giải pháp điều khiển động cơ tuyến tính loại đồng bộ - kích thích vĩnh cửu (ĐB-KTVC) dựa trên cấu trúc tựa phẳng với khả năng giảm thiểu sai lệch tĩnh và cấu trúc có chuyển hệ tọa độ trạng thái (còn được gọi là tuyến tính hóa chính xác) đáp ứng đòi hỏi về tính phân ly giữa quá trình tạo lực đẩy và trục từ thông. Việc vận dụng các giải pháp đó cho phép điều khiển các đại lượng vật lý bám chính xác theo quỹ đạo cho trước và toàn bộ dòng điện ở phía sơ cấp chỉ được huy động để tạo lực đẩy. Kết quả mô phỏng trên nền MATLAB/Simulink và PLECS đã cho thấy khả năng làm việc tốt, cũng như ưu nhược điểm của hai giải pháp điều khiển trên.

### 1. MỞ ĐẦU

Động cơ tuyến tính ĐB-KTVC làm việc dựa trên hiện tượng cảm ứng điện từ với nguyên tắc hoạt động đã được trình bày ở [1, 2, 3]. Dựa vào cấu trúc động cơ, một hệ trục tọa độ đã được đưa ra phản ánh hoạt động, mối liên hệ giữa các đại lượng vật lý trong động cơ tuyến tính này (Hình 1). Với bản chất phi tuyến cấu trúc của loại động cơ này, các giải pháp điều

khuyến khi cài đặt trong các hệ thống điều khiển số đều dựa trên mô hình trạng thái gián đoạn tuyến tính - hệ số hàm [6], cho phép sử dụng một cách thuận lợi các phương pháp thiết kế dành cho đối tượng tuyến tính. Cách giải quyết như trên được gọi là phương pháp tuyến tính hóa trong phạm vi một chu kỳ trích mẫu và đã đem lại kết quả tốt trong thực tiễn. Tuy nhiên, các chế độ vận hành phi tuyến (khi hoặc cả dòng và áp đi vào giới hạn hoặc chỉ có điện áp bị giới hạn ở dải tốc độ cao, ) đã bộc lộ rõ một số nhược điểm của phương pháp trên. Bài báo giới thiệu phương pháp điều khiển tựa phẳng và phân tích, so sánh với cấu trúc điều khiển phi tuyến sử dụng phương pháp tuyến tính hóa chính xác [2, 3].

*Ký hiệu và chữ viết tắt trong bài:*

$L_{sd}, L_{sq}$ : điện cảm dọc, ngang trục;

$x_p, \theta$ : vị trí đỉnh cực;

$m, R_s$ : khối lượng, điện trở phía sơ cấp;

ĐB-KTVC: đồng bộ - kích thích vĩnh cửu;

$\mathbf{u}_s, \mathbf{i}_s$ : vector dòng, áp phía sơ cấp;

ĐCCT: động cơ tuyến tính;

$v, v_e, w_e$ : vận tốc điện, cơ, vận tốc góc điện;

ĐKPHTT: điều khiển phản hồi trạng thái (thực chất là khâu chuyển hệ tọa độ trạng thái);

$i_{sd}, i_{sq}, u_{sd}, u_{sq}$ : thành phần dòng điện, điện áp dọc và ngang trục;

TKTT: tách kênh trực tiếp (là cấu trúc điều khiển thu được nhờ phương pháp TTHCX);

$p, \varphi_p$ : số đôi cực, vector từ thông cực;

TTHCX: tuyến tính hóa chính xác.

## 2. PHƯƠNG PHÁP TỰA PHẪNG VÀ ỨNG DỤNG TRONG ĐỘNG CƠ TUYẾN TÍNH ĐB - KTVC

Theo [4, 5], khái niệm hệ phẳng được đưa ra năm 1992 bởi Flies M., Levine J., Martin P. và Rouchon P. (xem [7]) như sau: Xét hệ phi tuyến  $\frac{dx}{dt} = f(x, u)$  với  $x \in \mathbb{R}^n$  là biến trạng thái,  $u \in \mathbb{R}^m$  là biến đầu vào. Hệ này được gọi là hệ phẳng nếu tồn tại biến  $y = (y_1, y_2, \dots, y_m)$  thỏa mãn 3 điều kiện (1), (2), (3) sau

+ Tồn tại hàm  $F$  sao cho

$$y = F(x, u, \frac{du}{dt}, \dots, \frac{d^q u}{dt^q}), \quad q \in N \text{ hữu hạn.} \quad (1)$$

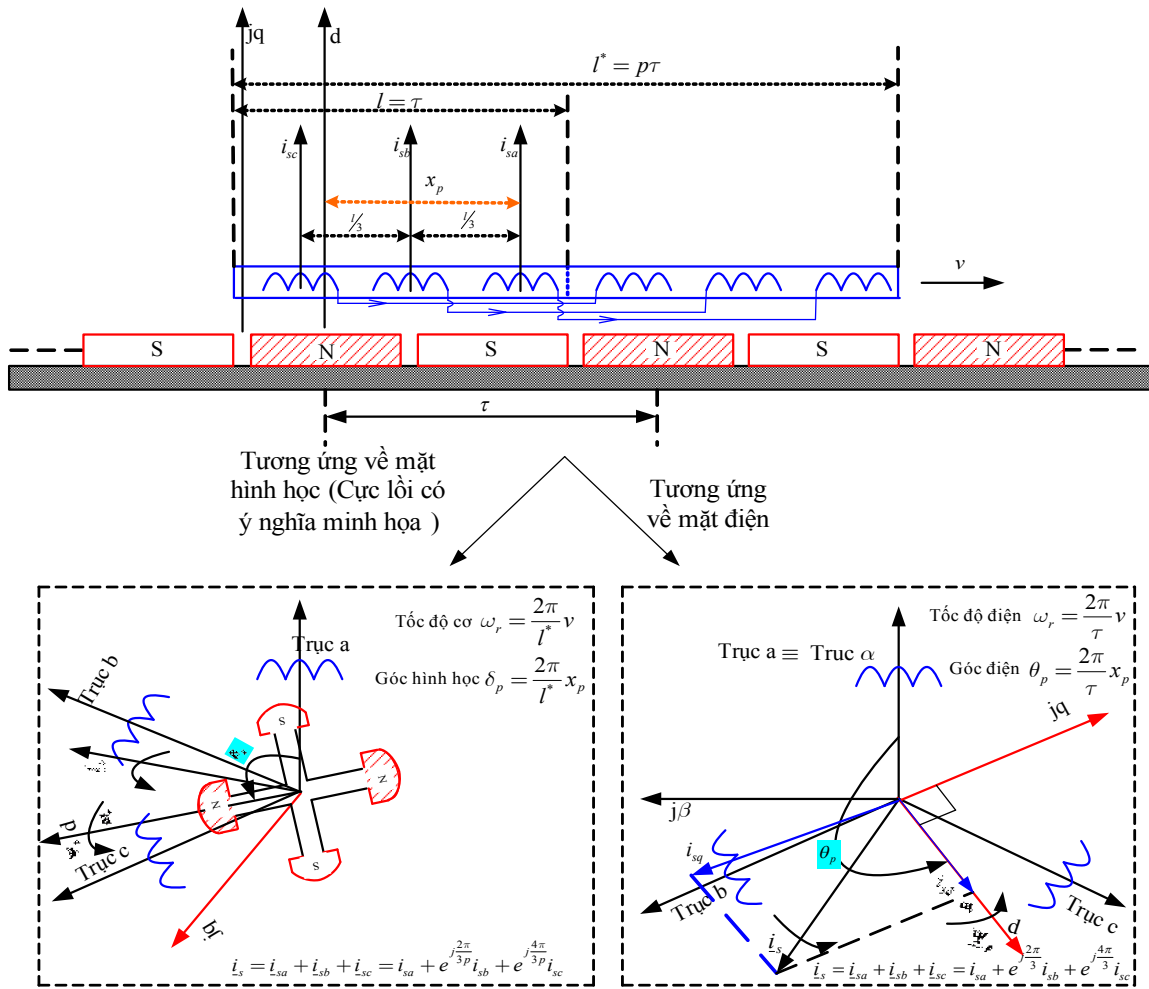
+ Tồn tại hàm  $P, Q$  sao cho

$$x = P(y, \frac{dy}{dt}, \dots, \frac{d^r u}{dt^r}), \quad r \in N \text{ và } u = Q(y, \frac{dy}{dt}, \dots, \frac{d^r u}{dt^r}), \quad r \in N \text{ hữu hạn.} \quad (2)$$

+ Biến  $y = (y_1, y_2, \dots, y_m)$  là độc lập vi phân tức là không tồn tại hàm  $H$  nào thỏa mãn

$$H(y, \frac{dy}{dt}, \dots, \frac{d^k u}{dt^k}) = 0, \quad k \text{ đủ lớn, hữu hạn.} \quad (3)$$

Khi đó biến  $y = (y_1, y_2, \dots, y_m)$  được gọi là đầu ra phẳng.



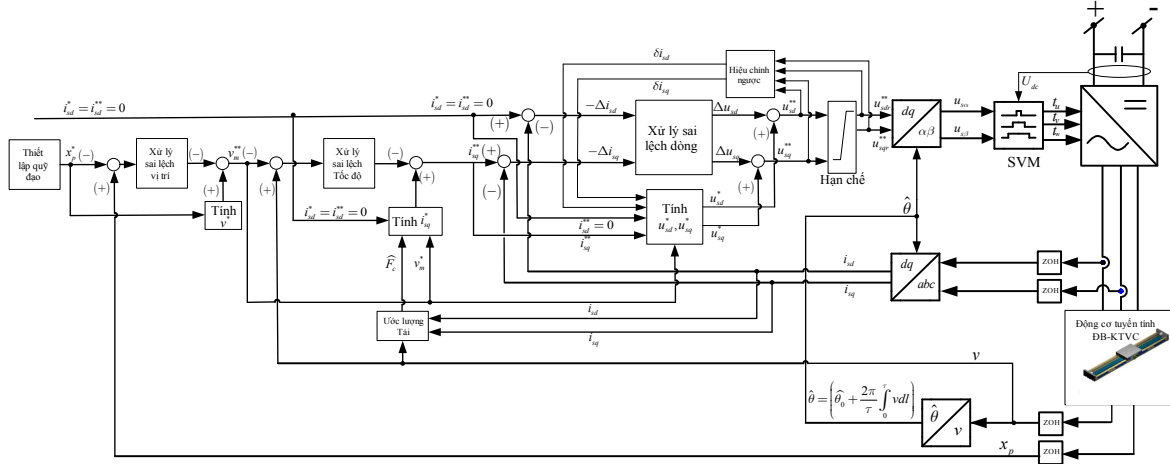
Hình 1. Biểu diễn các đại lượng vật lý qua hệ trục tọa độ

Theo [4, 5], ta có mô hình động cơ tuyến tính ĐB-KTVC được mô tả qua (5) và thỏa mãn tính chất của hệ phẳng với biến phẳng được đề nghị là  $y = (\theta, i_{sd}, F_c)$  như trong phương trình (4).

$$\begin{cases} i_{sd} = g_1(y_2) \\ i_{sq} = \frac{m\tau}{3\pi} \frac{d^2\theta}{dt^2} + F_c = g_2(y_1, y_3, \dot{y}_2) \\ \theta = g_3(y_1) \\ u_{sd} = L_{sd} \left( \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{i_{sd}}{T_{sd}} - \frac{2\pi\nu}{\tau} \frac{L_{sq}}{L_{sd}} i_{sq} \right) = g_4(i_{sd}, i_{sq}, \nu) = g_4(y_2, g_2(y_1, y_3, \dot{y}_2), \dot{y}_1) \\ \nu = \frac{\tau}{2\pi} \frac{d\theta}{dt} = g_5(\dot{y}_1) \\ u_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{2\pi\nu}{\tau} \psi_p + \frac{2\pi\nu}{\tau} L_{sd} i_{sd} + L_{sq} \frac{di_{sq}}{dt} = R_s g_2(y_1, y_3, \dot{y}_2) + \frac{2\pi\nu}{\tau} \psi_p g_5(\dot{y}_1) + \frac{2\pi\nu}{\tau} L_{sd} g_1(y_2) + g_6(y_2, \frac{d^3\theta}{dt^3}, \frac{d^2\theta}{dt^2}, \frac{dy_2}{dt}, F_c, \frac{dF_c}{dt}). \end{cases} \quad (4)$$

Tuy nhiên việc mô tả toàn bộ động cơ tuyến tính ĐB-KTVC với các giá trị đầu vào từ

biến đầu ra phẳng (4) là phức tạp, gây khó khăn cho việc thiết kế cấu trúc điều khiển [5].



Hình 2. Cấu trúc điều khiển động cơ tuyến tính ĐB-KTVC sử dụng phương pháp tựa phẳng

Để giảm bớt những khó khăn này, ta có thể thiết kế cấu trúc điều khiển dựa trên việc tách mô hình ĐCTT loại ĐB-KTVC thành 3 hệ con (vị trí, tốc độ, dòng điện) mà mỗi hệ con sẽ thỏa mãn tính chất của hệ phẳng [5]. Việc tách đó vẫn đảm bảo chất lượng điều khiển bởi giữa các hệ con này tồn tại mối liên hệ ràng buộc theo (5). Ở đây vị trí  $\theta$  phụ thuộc vào tốc độ  $\nu$  và tốc độ  $\nu$  sẽ phụ thuộc vào lực đẩy  $F$  (được tạo nên bởi  $i_{sd}, i_{sq}$ ) mô tả trong công thức (5). Khi đó, một cấu trúc điều khiển chi tiết đã được đưa ra (Hình 2) sử dụng 3 vòng điều chỉnh dòng điện  $R_i$ , tốc độ  $R_\nu$ , vị trí  $R_x$  với những tính toán cụ thể đã được trình bày ở [5].

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{R_s}{L_{sd}}i_{sd} + \left(\frac{2\pi\nu}{\tau}\right)\frac{L_{sq}}{L_{sd}}i_{sq} + \frac{U_{sd}}{L_{sd}} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\frac{i_{sq}}{T_{sq}} - \left(\frac{2\pi\nu}{\tau}\right)\frac{L_{sd}}{L_{sq}}i_{sd} - \left(\frac{2\pi\nu}{\tau}\right)\frac{\psi_p}{L_{sq}} + \frac{u_{sq}}{L_{sq}} \\ F = \frac{3\pi}{\tau}(\psi_p + (L_{sd} - L_{sq})i_{sd})i_{sq} \\ F - F_c = m\frac{d\nu}{dt} = \frac{m\tau}{2\pi}\frac{d^2\theta}{dt^2}. \end{cases} \quad (5)$$

### 3. PHÂN TÍCH, SO SÁNH 2 PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN PHI TUYẾN

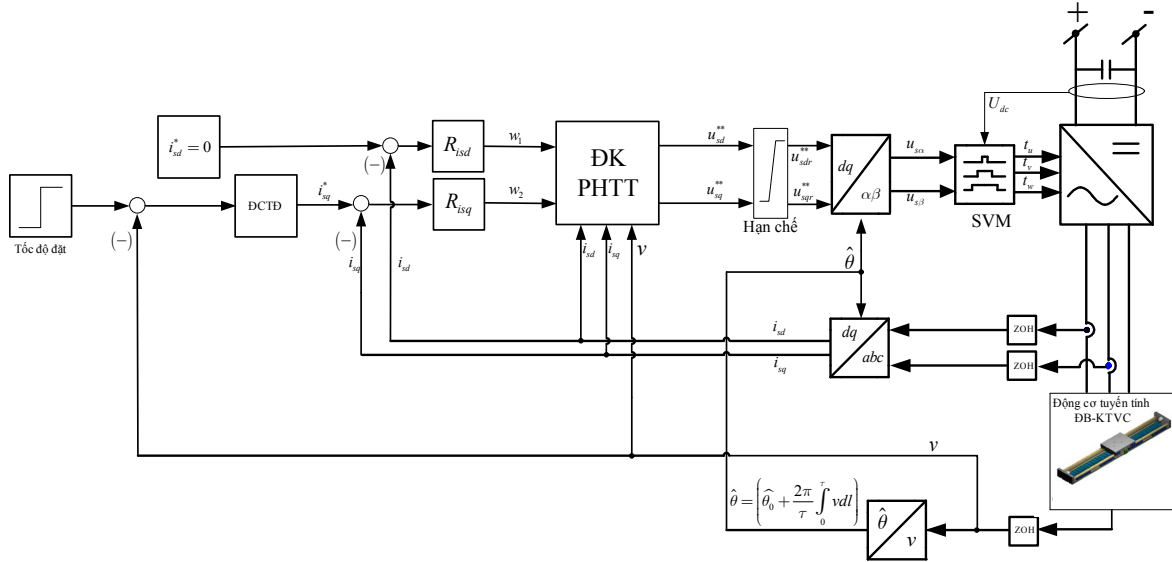
Có thể thấy rằng sự khác nhau chủ yếu giữa phương pháp điều khiển TTHCX (với bản chất là chuyển hệ tọa độ trạng thái) và phương pháp tựa phẳng thể hiện ở mạch vòng điều chỉnh dòng điện bởi theo [2, 3] việc thực hiện phương án tách kênh trực tiếp được vận dụng với “hệ con  $i$ ”. Có nhiều phương án điều khiển cho mạch vòng tốc độ, vị trí ở bên ngoài và [2, 3] nêu phương án thiết kế PI dựa theo tiêu chuẩn tối ưu module.

Tuy nhiên để thuận lợi cho việc so sánh giữa hai phương pháp điều khiển phi tuyến này, đối với cấu trúc điều khiển dựa theo phương pháp TTHCX thì mạch vòng tốc độ và vị trí vẫn sẽ được tiến hành giống như đã thực hiện đối với phương pháp tựa phẳng (Hình 3).

Ngoài ra, trong cả 2 phương pháp, từ (5) ta có lực cản được ước lượng theo (6)

$$\hat{F}_c = \frac{3\pi}{\tau}(\psi_p + (L_{sd} - L_{sq})i_{sd})i_{sq} - m\frac{dv}{dt}. \quad (6)$$

Việc phân tích, so sánh hai phương pháp điều khiển này sẽ dựa trên hai nội dung: Xử lý sai lệch dòng điện và xử lý khi điện áp cấp vào bộ phận sơ cấp ( $u_{sd}, u_{sq}$ ) đi vào vùng giới hạn, tức là khi bộ điều khiển chuyển sang chế độ vận hành phi tuyến.



Hình 3

Hình 3, cấu trúc điều khiển động cơ tuyến tính DB-KTVC sử dụng phương pháp TTHCX (có tách kênh trực tiếp).

a) Xử lý sai lệch dòng điện

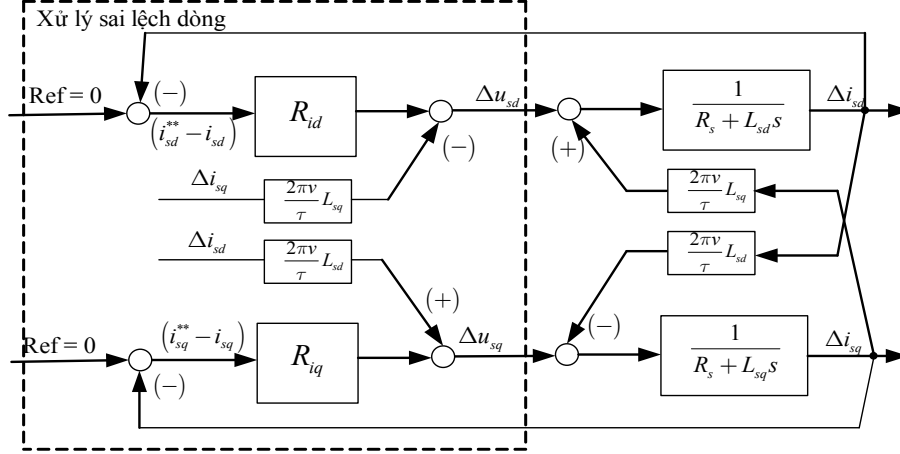
Đối với phương pháp TTHCX, theo [2, 3] khâu ĐK PHTT được thực hiện chỉ thông qua các phép toán số học (7).

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{L_{sd}}{T_{sd}} x_1 \\ \frac{L_{sq}}{T_{sq}} x_2 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{sd} & 0 & -\frac{2\pi}{\tau} L_{sq} x_2 \\ 0 & L_{sq} & \frac{2\pi}{\tau} (L_{sd} x_1 + \psi_p) \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ w_3 \end{bmatrix}. \quad (7)$$

Tuy nhiên khâu này rất nhạy với sự sai lệch của các thông số trong động cơ ( $L_{sd}, L_{sq}, R_s, \psi_p$ ). Vì vậy sẽ gây ra những ảnh hưởng không tốt đối với hai khâu điều chỉnh dòng  $R_{isd}, R_{isq}$ . Về vấn đề này phương pháp tựa phẳng đã có những xử lý (Hình 2) sau đây. Về cơ bản khâu tính ( $u_{sd}^*, u_{sq}^*$ ) đã đảm bảo xu hướng dòng điện ( $i_{sd}, i_{sq}$ ) bám theo lượng đặt ( $i_{sd}^{**}, i_{sq}^{**}$ ). Khi vẫn còn tồn tại sai lệch do thông số động cơ không chính xác hay ảnh hưởng bởi nhiễu thì khâu “xử lý sai lệch” sẽ thực hiện nhiệm vụ bù sai lệch theo phương thức bù xuôi feedforward (Hình 4) có khả năng khử xen kênh trong đối tượng với  $R_{id}, R_{iq}$  được thiết kế theo PI đảm bảo  $i_s$  bám  $i_s^{**}$  theo quan hệ tỷ lệ quán tính bậc 1 như công thức (8).

$$\frac{1}{1 + sT_{sd,q}} i_{sd,q}^{**}(s) = i_{sd,q}(s). \quad (8)$$

Ngoài ra, cũng cần lưu ý rằng khâu xử lý sai lệch này có thể cũng được thực hiện bằng phương pháp TTHCX.



Hình 4. Thiết kế xử lý sai lệch dòng

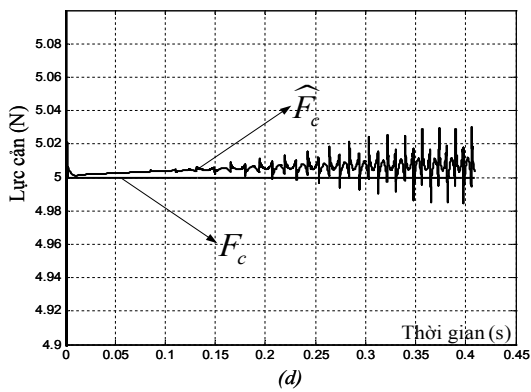
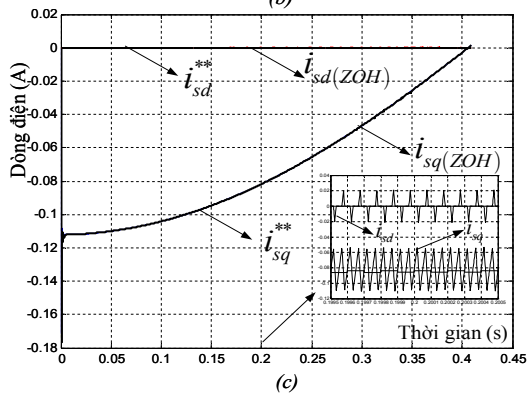
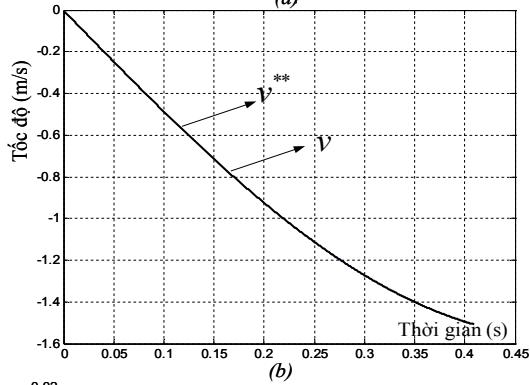
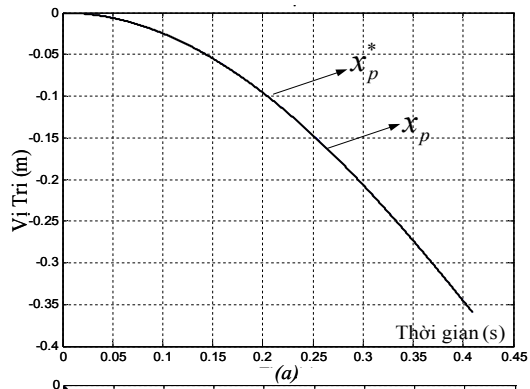
b) Xử lý khi điện áp đi vào vùng giới hạn

Việc xử lý trường hợp điện áp cấp ở phía sơ cấp ( $u_{sd}, u_{sq}$ ) đi vào vùng giới hạn đã được đề cập đến trong tài liệu [6]. Đối với cấu trúc điều khiển tựa phẳng, lúc này cần biến đổi lượng đặt thành để khâu hạn chế ngừng tác dụng. Khi đó ta thu được kết quả sau (9), (10) (xem cấu trúc điều khiển tại Hình 2).

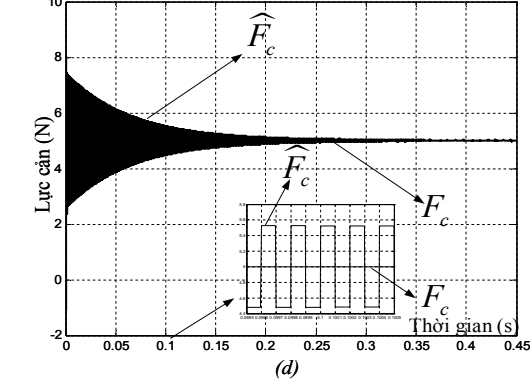
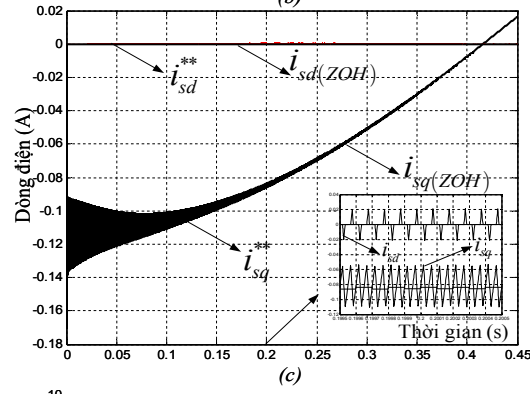
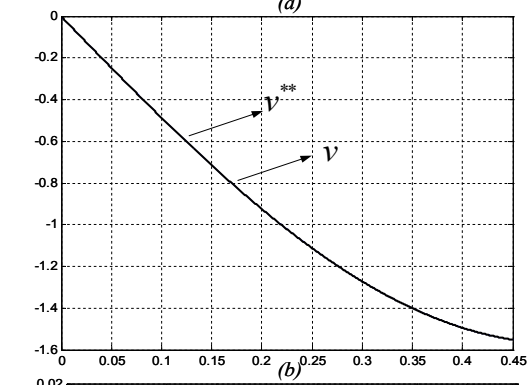
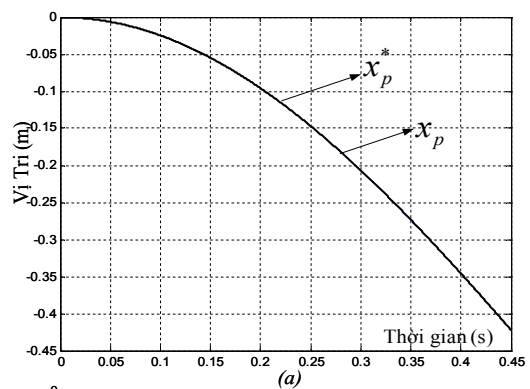
$$\begin{cases} u_{sdr}(k) = u_{sd}(k) - \delta u_{sd}(k); & u_{sqr}(k) = u_{sq}(k) - \delta u_{sq}(k) \\ i_{sdr}(k) = i_{sd}(k) - \delta i_{sd}(k); & i_{sqr}(k) = i_{sq}(k) - \delta i_{sq}(k), \end{cases} \quad (9)$$

$$\begin{cases} \delta i_{sd}(k) = \frac{(\frac{L_{sq}}{T_s} + R_s)\delta u_{sd}(k) + \frac{2\pi}{\tau}\nu(k)L_{sq}\delta u_{sq}(k)}{(\frac{L_{sq}}{T_s} + R_s)(\frac{L_{sq}}{T_s} + R_s) + (\frac{2\pi}{\tau})^2\nu^2(k)(L_{sd}L_{sq})} \\ \delta i_{sq}(k) = \frac{(\frac{L_{sd}}{T_s} + R_s)\delta u_{sq}(k) + \frac{2\pi}{\tau}\nu(k)L_{sd}\delta u_{sd}(k)}{(\frac{L_{sd}}{T_s} + R_s)(\frac{L_{sd}}{T_s} + R_s) + (\frac{2\pi}{\tau})^2\nu^2(k)(L_{sd}L_{sq})}. \end{cases} \quad (10)$$

Cũng với ý tưởng trên việc xử lý đối với trường hợp cấu trúc điều khiển TKTT (xem Hình 3) sẽ được thực hiện dựa trên hiệu chỉnh sai lệch dòng nhằm mục đích ngừng khâu tích phân trong ( $R_{isd}, R_{isq}$ ). Điều này đã được thực hiện theo [3] với khâu PI số có hiệu chỉnh ngược (antireset windup).



Hình 5



Hình 6

Hình 5, phương pháp tựa phẳng: a) Đáp ứng vị trí; b) Đáp ứng tốc độ; c) Đáp ứng dòng; d) Ước lượng lực cản.

Hình 6, phương pháp TTHCX: a) Đáp ứng vị trí; b) Đáp ứng tốc độ; c) Đáp ứng dòng; d) Ước lượng lực cản.

#### 4. KIỂM CHỨNG BẰNG MÔ PHỎNG

Toàn bộ hệ thống sẽ được mô phỏng theo cả hai phương pháp dựa trên cấu trúc (Hình 2, Hình 3) trên nền MATLAB-Simulink và PLECS với chu kỳ trích mẫu  $T_s = 100\mu s$  và lượng đặt vị trí là quỹ đạo

$$x_p = 0,5(\cos(\pi t) - 1)(m). \quad (11)$$

Từ (5), (6), (11) và (Hình 2) ta có

$$v^* = -0,5\pi \sin(\pi t); \quad u_{sd}^* = -\frac{3\pi v^{**}}{\tau} L_{sq} i_{sq}^{**}, \quad (12)$$

$$i_{sq}^* = \frac{\pi}{3\pi\psi_p} \left( m \frac{dv^*}{dt} + \hat{F}_c \right), \quad (13)$$

$$u_{sq}^* = L_{sq} \frac{di_{sq}^{**}}{dt} + R_s i_{sq}^{**} + \frac{2\pi v^{**}}{\tau} \psi_p. \quad (14)$$

Mô hình mô phỏng sát với thực tế như:

+ Sử dụng thư viện inverter, motor của PLECS. Đó là phần mềm cho phép mô phỏng mạch điện/điện tử ghép trực tiếp với cấu trúc điều khiển xây dựng trên nền MATLAB và Simulink. Việc điều khiển đóng mở các van bán dẫn trong mạch nghịch lưu được thực hiện bởi thuật toán SVM (xem [6]) viết dưới dạng C-mex file chạy trên MATLAB.

+ Động cơ mô phỏng là LSE1K 1004/LSM10xx (Công ty Baumuller, CHLB Đức):

$I$  định mức: 0,8A;

Số đôi cực: 2;

Bước cực: 72mm;

$R$  cuộn dây mỗi pha: 8,5 $\Omega$ ;

Điện cảm dọc trục: 47mH;

Điện cảm ngang trục: 88% điện cảm dọc trục;

Từ thông: 0,8Wb.

#### 5. KẾT LUẬN

Các kết quả đáp ứng đối với vị trí, tốc độ, ước lượng lực cản, dòng điện (Hình 5, 6) đã cho thấy khả năng làm việc của cả 2 cấu trúc này. Cũng cần lưu ý trong đáp ứng dòng điện, bên cạnh dòng đo được  $i_{sd,q}(ZOH)$  bám theo  $i_{sd,q}^{**}$  thì dòng thực tế  $i_{sd,q}$  sẽ dao động quanh  $i_{sd,q}^{**}$  bởi ảnh hưởng của nghịch lưu [6]. Có thể thấy đáp ứng dòng của cấu trúc điều khiển tựa phẳng tốt hơn khi sử dụng cấu trúc tuyến tính hóa chính xác bởi hiệu quả của khâu xử lý sai lệch dòng (Hình 2) và khả năng xử lý tách kênh của động cơ (Hình 4). Tuy nhiên cấu trúc điều khiển TTHCX có ưu điểm là loại bỏ được phép tính đạo hàm (7). Trái lại, vì sử



dùng phép tính đạo hàm trong phương pháp tựa phẳng (13), (14) nên dẫn đến để đảm bảo chất lượng điều khiển thì chu kỳ trích mẫu phải đủ nhỏ. Điều này dẫn đến thực tế triển khai đòi hỏi phải lựa chọn sử dụng vi điều khiển phù hợp.

### TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Jacek F. Gieras, Zbigniew J. Piech, *Linear Synchronous Motor - Transportation and Automation Systems*, CRC Press, 2000 (1–40).
- [2] Đào Phương Nam, Nguyễn Phùng Quang, Cấu trúc điều khiển tách kênh trực tiếp cho động cơ tuyến tính đồng bộ - kích thích vĩnh cửu, *Tạp chí Khoa học và Công nghệ 7 trường ĐH* (số 75) (2010) 44–48.
- [3] Đào Phương Nam, “Thiết kế, lắp đặt và thử nghiệm bàn thí nghiệm truyền động tuyến tính sử dụng động cơ đồng bộ”, Luận văn Thạc sĩ, Đại học Bách Khoa Hà Nội, 2007.
- [4] Elmanuel Delaleau, Aleksandar M. Stankovic, Flatness-based hierarchical control of the PM synchronous Motor, *Proceeding of the 2004 American Control Conference*, American, 2004.
- [5] Lê Ngọc Hưng, Ninh Văn Cường, “Nghiên cứu đặc tính phẳng của động cơ tuyến tính kích thích vĩnh cửu và đề xuất cấu trúc điều khiển trên cơ sở nguyên lý hệ phẳng”, Đồ án tốt nghiệp K50/KSTN, Đại học Bách Khoa Hà Nội, 2010.
- [6] Nguyen Phung Quang, Jrg Andreas Dittrich, *Vector Control of Three-Phase AC Machines - System Development in the Practice*, Springer Berlin Heidelberg, 2008 (pp.103, 295 and 108).
- [7] Jean Lévine, *Analysis and Control of Nonlinear Systems - A Flatness-based Approach*, Springer Dordrecht Heidelberg London New York, 2009.

Nhận bài ngày 25 - 10 - 2010