Tạp chí Tin học và Điều khiển học, T.28, S.1 (2012), 41–51

CẢI TIẾN PHƯƠNG PHÁP XÁC ĐỊNH VỊ TRÍ ĐỈNH CỰC CỦA ĐỘNG CƠ TUYẾN TÍNH LOẠI ĐỒNG BỘ - KÍCH THÍCH VĨNH CỬU TRÊN CƠ SỞ ĐIỀU KHIỂN LỰC ĐẨY THÍCH NGHI VỚI SAI LỆCH GÓC TỰA

ĐÀO PHƯƠNG NAM, NGUYỄN PHÙNG QUANG

Trường Đại học Bách khoa Hà Nội; namdp-autolab@mail.hut.edu.vn

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. Vị trí đỉnh cực là một thông số quan trọng trong mô hình động cơ tuyến tính đồng bộ - kích thích vĩnh cửu (ĐB KTVC) và là một nhân tố giúp xác định cấu trúc điều khiển tựa từ thông cực. Bài báo nêu lên phương pháp xác định vị trí đỉnh cực dựa trên cấu trúc điều khiển lực đẩy sử dụng bộ điều chỉnh dòng thích nghi với sự sai lệch của mô hình. Các kết quả mô phỏng và thí nghiệm đã chứng minh tính đúng đắn của phương pháp trên.

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. The pole position are the important parameter of permanent magnet linear synchronous motor and also one of the conditions to obtain the field orientated control structure. Some simulation and experiment results have solved the ability of this method.

Ký hiệu

Ký hiệu	Đơn vị	Ý nghĩa
$L_{sd},\ L_{sq}$	H	Điện cảm dọc trục, ngang trục
$m,\ R_s$	(kg, Ω)	Khối lượng, điện trở của phía sơ cấp
$u_s,\ i_s$		Vector dòng, áp phía sơ cấp
$v,\ v_e,\ w_e$	m/s; rad/s	Vận tốc điện, cơ, vận tốc góc điện
$i_{sd},\ i_{sq},\ u_{sd},\ u_{sq}$		Thành phần dòng điện, điện áp dọc và ngang trục
$p,\ \psi_p$	rad/s	Vận tốc góc stator, vận tốc góc rotor
$x_p,\ \theta$	m, rad	Vị trí đỉnh cực

Chữ viết tắt

VĐK: Vi điều khiển;

ĐB KTVC: Đồng bộ - Kích thích vĩnh cửu.

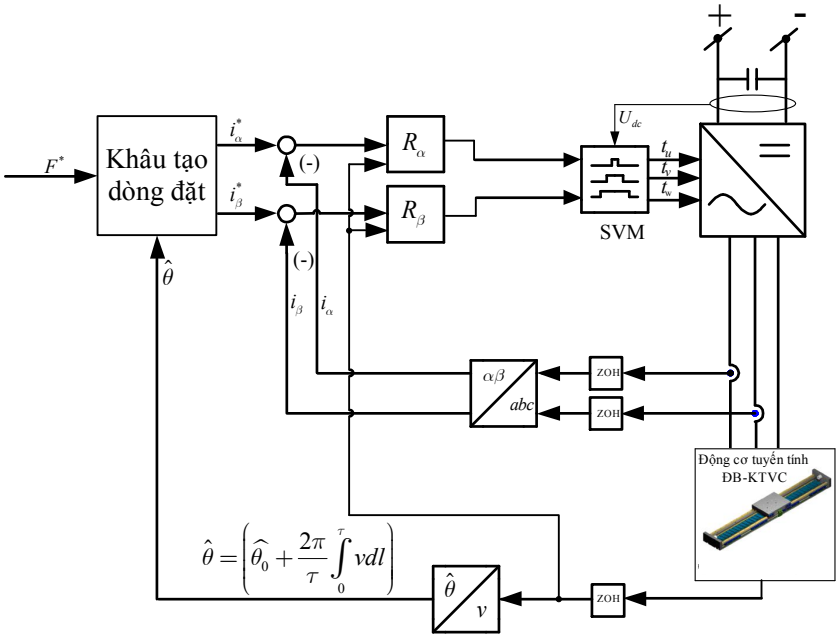
1. PHẦN MỞ ĐẦU

Vị trí đỉnh cực trong động cơ ĐB KTVC được xác định bởi $\theta = \dfrac{2\pi}{\tau}x_p$ với x_p là khoảng

cách giữa trục từ thông vĩnh cửu và trục cuộn dây. Nó phụ thuộc vào vị trí ban đầu θ_0 và tốc độ của động cơ. Cho đến nay, các nhóm nghiên cứu trên thế giới đã đưa ra một số hướng giải quyết cho bài toán xác định vị trí đỉnh cực của động cơ ĐB KTVC như sau:

• Trước hết, dựa vào kết quả giá trị điện cảm ở một ị trí bất kỳ tỉ lệ nghịch với khe hở tại vị trí trục của dây quấn (ví dụ: đối với động cơ cực từ lồi $L_{sq} \leq L_s(\theta) \leq L_{sd}$) nên có thể xác định được vị trí dịch chuyển của động cơ sao cho trục của cuộn dây trùng với trục của cực từ. Tuy nhiên phương pháp này không phù hợp với nhóm động cơ cực từ tròn với đặc điểm hầu như không có sự thay đổi về giá trị điện cảm dọc theo bề mặt khe hở [1]. Ngoài ra, phương pháp này chỉ có khả năng nhận biết được các vị trí đỉnh cực khi trục α trùng với trục d hoặc q.

• Một giải pháp cũng hay được sử dụng trong thực tiễn đối với động cơ quay ĐB KTVC đó là nối trục động cơ này với một động cơ khác được điều khiển ở chế độ động cơ. Khi đó sẽ hình thành sức điện động trên stator cảm ứng bởi từ trường Nam châm vĩnh cửu và dựa trên các sức điện động này sẽ giúp ta xác định được vị trí dịch chuyển Rotor sao cho trục của cuộn dây trùng với trục của cực từ, đó là những điểm mà sức điện động đạt giá trị cực đại hoặc cực tiểu [2]. Phương pháp này có nhược điểm giống như phương pháp dựa vào giá trị điện cảm là chỉ cho phép xác định vị trí đỉnh cực tại một số điểm rời rạc.



Hình 1. Cấu trúc điều khiển lực đẩy dựa trên hệ trục tọa độ tĩnh $\alpha\beta$

• Việc sử dụng bổ sung các cơ cấu đo để thực hiện nhiệm vụ nói trên cũng là giải pháp được xét đến và [3] là kết quả nghiên cứu tiêu biểu với việc sử dụng 2 cảm biến Hall đặt lệch nhau 45^0 điện. Phương pháp này có ưu điểm xác định vị trí đỉnh cực tại một điểm bất kỳ với kết quả khá chính xác nhưng nhược điểm đòi hỏi thiết bị đo bổ sung gây ra khó khăn trong ghép nối cơ khí, tăng giá thành và đòi hỏi VĐK đủ mạnh để thực hiện thuật toán phức tạp (phân

tích phổ Furie FFT).

• Tiếp theo đó là nhóm các phương pháp dựa vào các dạng điện áp đặc biệt cấp cho động cơ.

+ Theo [4,5], khi cấp điện áp 1 chiều vào 2 trong 3 pha thì phần ứng sẽ dịch chuyển đến vị trí xác định $\theta_0 = \pm\frac{\pi}{2}$. Điều này giúp ta có thể điều khiển động cơ từ vị trí xác định nói trên. Tuy vậy phương pháp này chỉ cho phép động cơ vận hành xuất phát từ những vị trí xác định và độ chính xác không cao.

+ [6] đã nêu lên một nhóm các kỹ thuật cấp vào động cơ điện áp có tần số cao biên độ nhỏ tạo ra những đáp ứng về dòng điện, điện cảm, phụ thuộc vào vị trí đỉnh cực. Từ đó bằng những biện pháp phân tích các đại lượng này (phân tích phổ song hài,) giúp tìm ra kết quả. Có thể nói phương pháp này cho kết quả khá chính xác tại mọi vị trí và việc xác định đó được tiến hành khi động cơ đứng im. Tuy nhiên việc thực hiện đòi hỏi khả năng tính toán nhanh trong các VĐK và gặp khó khăn đối với những động cơ cực từ tròn.

• Ngoài ra vị trí đỉnh cực còn có thể thu được sau khi giải quyết bài toán điều khiển lực đẩy với ý tưởng đưa vào bộ điều khiển lực đẩy một lượng đặt là chuỗi xung lực đẩy tuần hoàn [7]. Khi đó giá trị vị trí đỉnh cực ước lượng $\hat{\theta}$ sẽ hội tụ về giá trị thực sau một số lượng chu kỳ đủ lớn. Phương pháp này đòi hỏi cấu trúc điều khiển dòng điện thích nghi với sai lệch $\theta \neq \hat{\theta}$ và [7] chưa đề cập đến vấn đề này. Bài báo sẽ trình bày 2 cấu trúc điều khiển giải quyết nhiệm vụ nói trên (xem Mục 2.1,2.2) . Ngoài ra bài báo cũng nêu biện pháp khắc phục số lượng chu kỳ đủ lớn [7] bằng cách đưa ra 4 lượng đặt xung lực rời rạc (xem Mục 2.3).

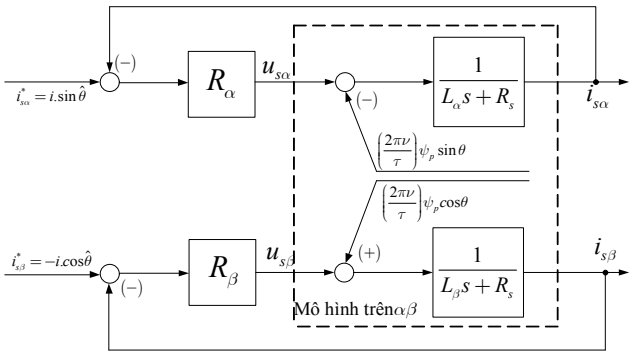
2. NỘI DUNG CHÍNH

2.1. Điều khiển lực đẩy dựa trên hệ trục $\alpha\beta$

Theo [4], cấu trúc đk lực đẩy (Hình 1) được thực hiện dựa trên hệ trục tọa độ tĩnh $\alpha\beta$ với các bộ điều chỉnh $R_\alpha,\ R_\beta$ được thiết kế một cách riêng rẽ trên miền liên tục như sau

$$R_\alpha(s) = R_\beta(s) = \frac{b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{s^2 + \omega_e^2} \tag{1}$$

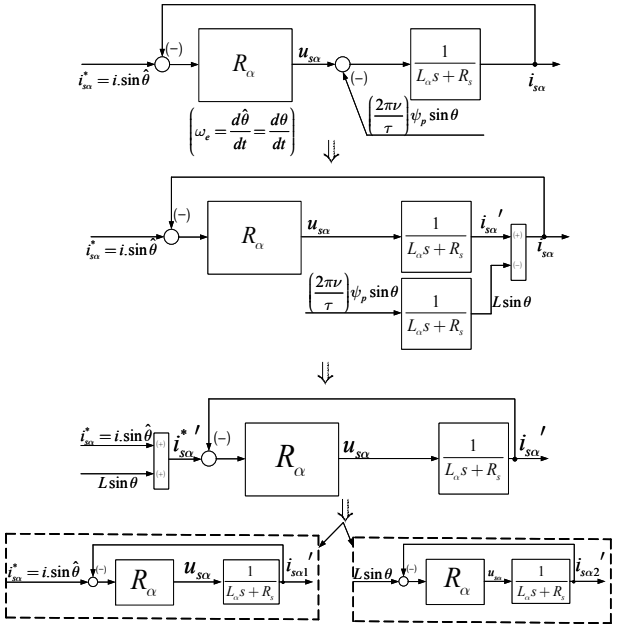
với $\omega_e = \dfrac{d\theta}{dt} = \dfrac{d\hat{\theta}}{dt}$. (2)

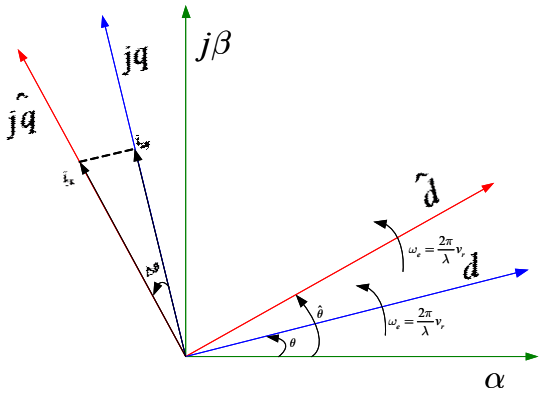


Hình 2. Thiết kế bộ điều chỉnh

Tuy nhiên [4] chưa xét đến ảnh hưởng của tác động điều hòa ($\frac{2\pi}{\tau}v\psi_p \sin\theta$) trong đối tượng (Hình 2). Thực tế các bộ điều chỉnh R_α, R_β hoàn toàn có khả năng khử thành phần này. Điều này đúng do đối với nhánh α (nhánh β làm tương tự) ta có đáp ứng $i'_{s\alpha} - L\sin\theta$ (3) thu được qua việc biến đổi tương đương sơ đồ (Hình 3).

Lại có $i'_{s\alpha} = i'_{s\alpha 1} + i'_{s\alpha 2}$ (4) nên kết hợp với (3) ta có $i_{s\alpha}$ bám theo $i'_{s\alpha} + (i'_{s\alpha 2} - L\sin\theta$. Từ (2) ta có $i'_{s\alpha 2}$ bám theo $L\sin\hat{\theta}$ và $i'_{s\alpha 1}$ bám theo $i^*_{s\alpha}$. Vậy mặc dù có tác động của ($\frac{2\pi}{\tau}v\psi_p \sin\theta$) nhưng $i_{s\alpha}$ vẫn bám theo $i^*_{s\alpha} = i.\sin\hat{\theta}$ kể cả khi $\hat{\theta} \neq \theta$ miễn là vẫn đảm bảo (2).





Hình 3. Biến đổi tương đương sơ đồ

Hình 4.4. Mô tả vị trí giữa các hệ trục tọa độ

Với khả năng làm việc của bộ điều chỉnh dòng nói trên giúp tạo ra dòng điện chảy trong 3 cuộn dây a, b, c như sau

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin\hat{\theta} & \sin(\hat{\theta} - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\hat{\theta} + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}^T i \tag{5}$$

$$\begin{bmatrix} i_{\hat{s}d} \\ i_{\hat{s}q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ -i \end{bmatrix} \tag{6}$$

Tuy nhiên thành phần thực tế tạo nên lực đẩy lúc này chỉ còn là $i_{sq} = (-i)\cos\Delta\theta$ (Hình 4). Vậy lực thực tế được tạo ra với động cơ đồng bộ cực ẩn ($L_{sd} \approx L_{sq}$)

$$F = \frac{3\pi}{\tau}\psi_p i_{sq} = \frac{3\pi}{\tau}\psi_p(-i.\cos(\Delta\theta)) = F^*\cos(\Delta\theta). \tag{7}$$

2.2. Điều khiển lực đẩy dựa trên hệ trục $\hat{dq}$

Khi chưa xác định được chính xác vị trí đỉnh cực thì mô hình ĐCTT loại ĐB KTVC được mô tả tựa theo hệ trục tọa độ $\hat{d}\hat{q}$ có sai khác so với dq. Do vậy mô hình ĐCTT loại ĐB KTVC lúc này sẽ tồn tại thành phần bất định $\Delta\theta$ (8)

$$\begin{cases} \dfrac{di_{\hat{sd}}}{dt} = -\dfrac{R_s}{L_{\hat{sd}}} i_{\hat{sd}} + (\dfrac{2\pi}{\tau} v)\dfrac{L_{\hat{sq}}}{L_{\hat{sd}}} i_{\hat{sd}} + \dfrac{U_{\hat{sd}}}{L_{\hat{sd}}} - (\dfrac{2\pi}{\tau} v)\dfrac{\psi_p \sin(\Delta\theta)}{L_{\hat{sd}}} \\ \dfrac{di_{\hat{sd}}}{dt} = -\dfrac{R_s}{L_{\hat{sq}}} i_{\hat{sq}} - (\dfrac{2\pi}{\tau} v)\dfrac{L_{\hat{sd}}}{L_{\hat{sq}}} i_{\hat{sd}} - (\dfrac{2\pi}{\tau} v)\dfrac{\psi_p}{L_{\hat{sq}}} + (\dfrac{2\pi}{\tau} v)\dfrac{\psi_p(1-\cos(\Delta\theta))}{L_{\hat{sd}}} \end{cases} \tag{8}$$

Từ (8) kết hợp với lưu ý:

$$\begin{cases} i_{sd^*} = 0 \\ i_{sq^*} = \dfrac{F}{k_f} \end{cases} \Rightarrow \frac{di_{sd^*,q^*}}{dt} = 0 \tag{8}$$

thu được

$$\begin{cases} \dfrac{de_{\hat{d}}}{dt} = -\dfrac{R_s}{L_{\hat{sd}}} e_{\hat{d}} + (\dfrac{2\pi}{\tau} v)\dfrac{\psi_p \sin(\Delta\theta)}{L_{\hat{sd}}} \\ \dfrac{de_{\hat{q}}}{dt} = -\dfrac{R_s}{L_{\hat{sq}}} i_{\hat{sq}} - u_{\hat{q}} - (\dfrac{2\pi}{\tau} v)\dfrac{\psi_p(1-\cos(\Delta\theta))}{L_{\hat{sq}}} \end{cases} \tag{9}$$

Với mục tiêu điều khiển lực thực tế được tạo ra $F = k_f|\underline{i}_s|\cos(\Delta\theta) = F^*\cos(\Delta\theta)$, cấu trúc điều khiển Hình 5 đã được sử dụng với việc thiết kế được tiến hành theo các bước sau:

Bước 1. Xác định bộ ĐK cho hệ (9) sau khi đã loại bỏ những thành phần bất định.

$$\begin{cases} \dfrac{de_{\hat{d}}}{dt} = -\dfrac{R_s}{L_{\hat{sd}}} e_{\hat{d}} \\ \dfrac{de_{\hat{q}}}{dt} = -\dfrac{R_s}{L_{\hat{sq}}} i_{\hat{sq}} - u_{\hat{q}} \end{cases} \tag{10}$$

[8] đã chỉ ra phương pháp xác định bộ điều khiển phản hồi trạng thái như sau

$$\begin{cases} \dfrac{U_{\hat{sd}}}{L_{\hat{sd}}} = -\dfrac{R_s}{L_{\hat{sd}}} e_{\hat{d}} + l_{\hat{d}}(\displaystyle\int_0^t e_{\hat{d}} d\tau) + c_{\hat{d}} e_{\hat{d}} - (\dfrac{2\pi}{\tau} v)\dfrac{L_{\hat{sq}}}{L_{\hat{sd}}} i_{\hat{sq}} \\ \dfrac{U_{\hat{sq}}}{L_{\hat{sq}}} = -\dfrac{R_s}{L_{\hat{sq}}} e_{\hat{q}} + l_{\hat{q}}(\displaystyle\int_0^t e_{\hat{q}} d\tau) + c_{\hat{q}} e_{\hat{q}} + (\dfrac{2\pi}{\tau} v)\dfrac{L_{\hat{sd}}}{L_{\hat{sq}}} i_{\hat{sd}} + (\dfrac{2\pi}{\tau} v)\dfrac{\psi_p}{L_{\hat{sq}}} + \dfrac{R_s}{L_{\hat{sq}}} i_{sq^*} \end{cases} \tag{11}$$

Bước 2. Trở về với hệ thống (9) khi có sự tham gia của các thành phần bất định.

Theo [9,10], "Xét hệ bất định với mô hình

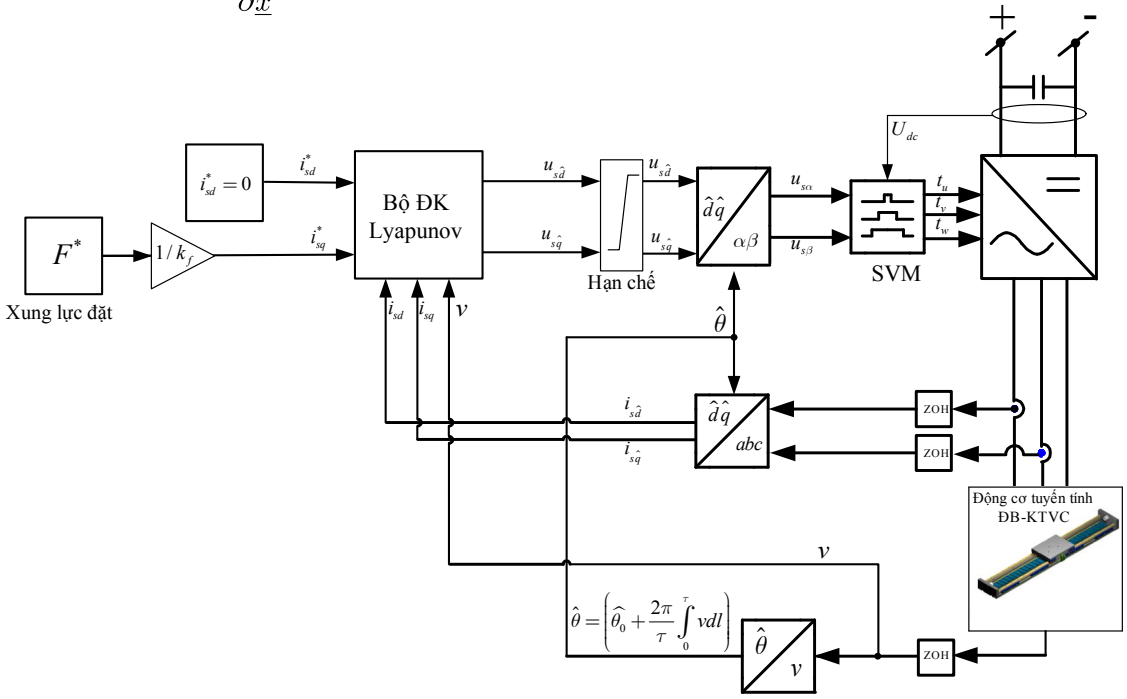
$$\frac{\underline{x}}{dt} = \underline{f}(\underline{x}) + \underline{h}(\underline{x})(u + \underline{\varphi}^T(\underline{x})\underline{\theta}(t)) \tag{*}$$

trong đó $\underline{\theta}(t)$ là vector hàm phụ thuộc vào t, có chuẩn $\|\theta_\infty\|$. Giả sử hệ $\dfrac{\underline{x}}{dt} = \underline{f}(\underline{x}) + \underline{h}(\underline{x})v$ có hàm điều khiển Lyapunov $V(\underline{x})$ cũng như bộ điều khiển Phản hồi trạng thái tương ứng $v = v(\underline{x})$. Vậy thì bộ điều khiển Phản hồi trạng thái $u = u(\underline{x}) = v(\underline{x}) - k\dfrac{\partial V}{\partial \underline{x}} h(\underline{x})|\varphi(\underline{x})|^2$ $(k > 0)$ sẽ tạo ra cho hệ (*) miền hấp dẫn $D = \{\underline{x} \in \mathbb{R}^n | \underline{x} \le \gamma_3^{-1}(\dfrac{\|\theta\|_\infty^2}{4k})\}$".

Tuy nhiên, khi vận dụng cho hệ cần lưu ý

$$v = \int_0^t (F - F_c)d\tau = \int_0^t (\frac{3\pi}{\tau}(\psi_p i_{sq} + (L_{sd} - L_{sq})i_{sd}i_{sq}) - F_c)d\tau = f(i_{sd}, i_{sq}, F_c) = g(i_{\hat{sd}}, i_{\hat{sq}}, \Delta\theta, F_c).$$

Suy ra tốc độ phụ thuộc vào cả thành phần bất định và biến trạng thái. Vì vậy việc vận dụng sẽ dựa trên định lý trên sau khi có sự biến đổi sau đây: "Tổng hợp cả 02 thành phần bất định và xác định" như sau $\underline{\theta}'(t) = \underline{\varphi}^T(\underline{x})\underline{\theta}(t)$. Lúc này bộ đk Phản hồi trạng thái là: $u = u(\underline{x}) = v(\underline{x}) - k\dfrac{\partial V}{\partial \underline{x}}h(\underline{x})$ $(k > 0)$. (12)



Hình 5. Cấu trúc điều khiển lực đẩy theo phương pháp thích nghi bù bất định dựa trên hệ trục $\hat{dq}$

Đến đây việc vận dụng sẽ được tiến hành như sau: Với

$$\begin{cases} \theta'_d(t) = (\dfrac{2\pi}{\tau}v)\dfrac{\psi_p \sin(\Delta\theta)}{L_{\hat{sd}}} \\ \theta'_q(t) = -(\dfrac{2\pi}{\tau}v)\dfrac{\psi_p(1 - \cos(\Delta\theta))}{L_{\hat{sq}}} \end{cases} \tag{13}$$

bị chặn do việc đk lực đẩy chỉ thực hiện trong 1 khoảng thời gian hữu hạn. Hệ thống (9) được biến đổi thành:

$$\begin{cases} \dfrac{de_{\hat{d}}}{dt} = -\dfrac{R_s}{L_{\hat{sd}}}e_{\hat{d}} - u_{\hat{d}} + \theta'_d(t) \\ \dfrac{de_{\hat{q}}}{dt} = -\dfrac{R_s}{L_{\hat{sq}}}i_{\hat{sq}} - u_{\hat{q}} + \theta'_q(t) \end{cases} \tag{14}$$

Từ (11,12) sẽ xác định được bộ điều khiển Phản hồi trạng thái (15), Hình 5.

$$\begin{cases} \dfrac{U_{\hat{sd}}}{L_{\hat{sd}}} = -\dfrac{R_s}{L_{\hat{sd}}}e_{\hat{d}} + l_{\hat{d}}(\displaystyle\int_0^t e_{\hat{d}}d\tau) + c_{\hat{d}}e_{\hat{d}} - (\dfrac{2\pi}{\tau}v)\dfrac{L_{\hat{sq}}}{L_{\hat{sd}}}i_{\hat{sq}} + e_{\hat{d}} + \dfrac{l_{\hat{d}}(\int_0^t e_{\hat{d}}d\tau)e_{\hat{d}}}{(de_{\hat{d}}/dt)} \\ \dfrac{U_{\hat{sq}}}{L_{\hat{sq}}} = -\dfrac{R_s}{L_{\hat{sq}}}e_{\hat{q}} + l_{\hat{q}}(\displaystyle\int_0^t e_{\hat{q}}d\tau) + c_{\hat{q}}e_{\hat{q}} + (\dfrac{2\pi}{\tau}v)\dfrac{L_{\hat{sd}}}{L_{\hat{sq}}}i_{\hat{sd}} + (\dfrac{2\pi}{\tau}v)\dfrac{\psi_p}{L_{\hat{sq}}} + \dfrac{R_s}{L_{\hat{sq}}}i_{sq^*} + \\ \qquad e_{\hat{q}} + \dfrac{l_{\hat{q}}(\int_0^t e_{\hat{q}}d\tau)e_{\hat{q}}}{(de_{\hat{q}}/dt)} \end{cases} \tag{15}$$

2.3. Xác định vị trí đỉnh cực

Sử dụng những bộ điều chỉnh dòng được thiết kế ở trên giúp đảm bảo chất lượng điều khiển ($i_{sd} \to i^*_{sd} = 0$ và $i_{sq} \to i^*_{sq} = 0$) kể cả khi xuất hiện sự sai lệch của góc tựa $\hat{\theta} \neq \theta$. Lúc này lực thực tế được tạo ra chỉ còn là: $F = k_f|\underline{i}_s|\cos(\Delta\theta) = F^*\cos(\Delta\theta)$. Do

$$F - F_c = m\frac{dv_r}{dt} \to v_r = \frac{1}{m}\int_0^t (F - F_c)dt. \tag{16}$$

Như vậy, vị trí dịch chuyển của động cơ sau khi tác động xung lực sẽ là:

$$P(t_0) = \int_0^{t_0} v_r dt \Rightarrow P(t_0) = P_{\max}\cos(\Delta\theta) - f(F_c, t_0), \tag{18}$$

ở đó,

$f(F_c, t_0)$ hoàn toàn phụ thuộc vào lực cản và thời gian xung lực tác động, không phụ thuộc vào góc tựa $\hat{\theta}$.

$P_{\max}$ chính là khoảng cách dịch chuyển khi lượng đặt xung lực là F (thời gian t_0) với giả thiết lực cản F_c không đáng kể và tựa đúng $(d \equiv \hat{d}), (q \equiv \hat{q})$.

Đến đây ta sẽ tiến hành 2 thử nghiệm với xung lực tác động cùng là F (thời gian t_0) nhưng góc ước lượng ban đầu $\hat{\theta}_0$ lần lượt là $(\theta_1 + \dfrac{\pi}{4})$ và $(\theta_1 - \dfrac{\pi}{4})$. Khi đó ta có khoảng cách dịch chuyển trong từng thử nghiệm là:

$$P(t_0)_{(\hat{\theta}_0 = \theta_1 + \frac{\pi}{4})} = P_{\max}\cos(\theta_1 + \frac{\pi}{4} - \theta_0) - f(F_c, t_0), \tag{20}$$

$$P(t_0)_{(\hat{\theta}_0 = \theta_1 - \frac{\pi}{4})} = P_{\max}\cos(\theta_1 - \frac{\pi}{4} - \theta_0) - f(F_c, t_0). \tag{21}$$

Từ (20) và (21) suy ra độ lệch dịch chuyển của 02 thử nghiệm là:

$$\Delta P(\theta_1) = P(t_0)_{(\hat{\theta}_0 = \theta_1 + \frac{\pi}{4})} - P(t_0)_{(\hat{\theta}_0 = \theta_1 - \frac{\pi}{4})} = -\sqrt{2}P_{\max}\sin(\theta_1 - \theta_0). \tag{22}$$

Tiếp tục tiến hành 2 thử nghiệm khác với xung lực tác động cũng là F (thời gian t_0) nhưng góc ước lượng ban đầu $\hat{\theta}_0$ lần lượt là $(\theta_2 + \dfrac{\pi}{4})$ và $(\theta_2 - \dfrac{\pi}{4})$. Tương tự như trên, ta có độ lệch dịch chuyển của 02 thử nghiệm là:

$$\Delta P(\theta_2) = P(t_0)_{(\hat{\theta}_0=\theta_2+\frac{\pi}{4})} - P(t_0)_{(\hat{\theta}_0=\theta_2-\frac{\pi}{4})} = -\sqrt{2}P_{\max}\sin(\theta_2-\theta_0). \tag{23}$$

Như vậy, sau khi thực hiện 04 thử nghiệm ta thu được các giá trị $\Delta P(\theta_1), \Delta P(\theta_2)$ với $\theta_1,\ \theta_2$ đã biết. Việc tìm góc tựa ban đầu θ_0 sẽ được tiến hành bằng cách giải phương trình

$$\frac{\sin(\theta_1-\theta_0)}{\sin(\theta_2-\theta_0)} = \frac{\Delta P(\theta_1)}{\Delta P(\theta_2)}. \tag{24}$$

2.4. Kết quả mô phỏng và thí nghiệm

Hệ thống truyền động được mô phỏng và thí nghiệm với động cơ có các thông số được lấy từ động cơ loại LSE1K 1004/LSM10xx (do Baumueller sản xuất):

I định mức	0.8 A
Số đôi cực	2
Bước cực	72 mm
R cuộn dây mỗi pha	8.5
Điện cảm dọc trục	47 mH
Điện cảm ngang trục	88%
Từ thông	0.8Wb

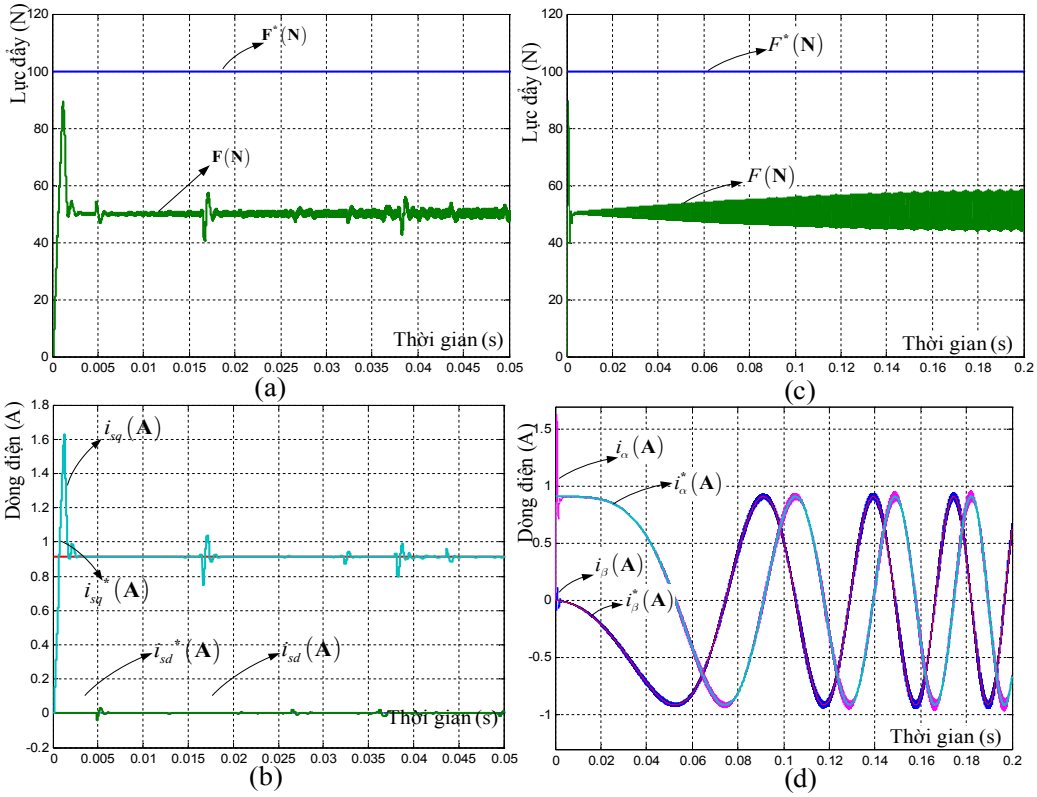
2.4.1. Kết quả mô phỏng

Hệ thống điều khiển lực đẩy Hình 1, Hình 5 được mô phỏng dựa trên phần mềm Matlab Simulink Plecs thu được kết quả Hình 6. Có thể thấy lực đẩy thực sự được tạo ra sẽ bám và dao động quanh $F^*\cos(\Delta\theta) = 100\cos\dfrac{\pi}{3} = 50(\mathrm{N})$ Hình 6. Sở dĩ có được điều này là do khả năng làm việc của mạch vòng điều chỉnh dòng điện theo phương pháp cộng hưởng tần số và thích nghi bù bất định (Mục 2.1, Mục 2.2).

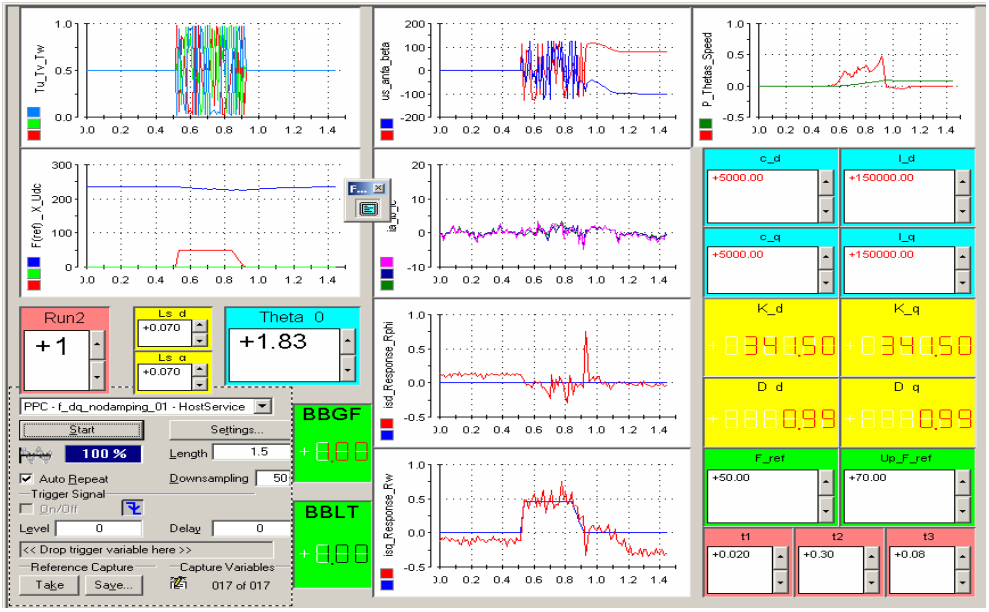
2.4.2. Kết quả thí nghiệm

Cấu trúc điều khiển lực đẩy dựa trên hệ trục $\hat{dq}$ Hình 5 đã được thí nghiệm và thu được kết quả thể hiện ở Hình 7. Ở đây, Lượng đặt lực đẩy có dạng hình thang (đường màu đỏ - fig cột 1, hàng 2 Hình 7) với giá trị ($F^* = 50\mathrm{N}$, $t_1 = 0,02\mathrm{s}$, $t_2 = 0,3\mathrm{s}$, $t_3 = 0,08\mathrm{s}$). Có thể thấy, nhờ có đáp ứng dòng điện i_{sd} (fig cột 2, hàng 3 Hình 7) và i_{sq} (fig cột 2, hàng 4 Hình 7) đã tạo ra lực đẩy $F = F^*\cos(\Delta\theta)$ với $\Delta\theta = (\theta_0 - 1,83)$ đang cần tìm. Vì vậy động cơ đã dịch chuyển với đường vị trí (đường màu xanh - fig cột 3, hàng 1 Hình 7) và đường tốc độ (đường màu đỏ - fig cột 3, hàng 1 Hình 7).

Việc xác định vị trí đỉnh cực được thực hiện sau bốn thí nghiệm với các thông số, vị trí đặt ban đầu hoàn toàn giống nhau (chỉ khác duy nhất giá trị $\hat{\theta}_0$ ước lượng ban đầu). Khi đó dựa theo kết quả dịch chuyển thu được thông qua các đường đặc tính, giải phương trình (24) kết luận được vị trí đỉnh cực ban đầu là $\theta_0 \approx 4\pi/5$.

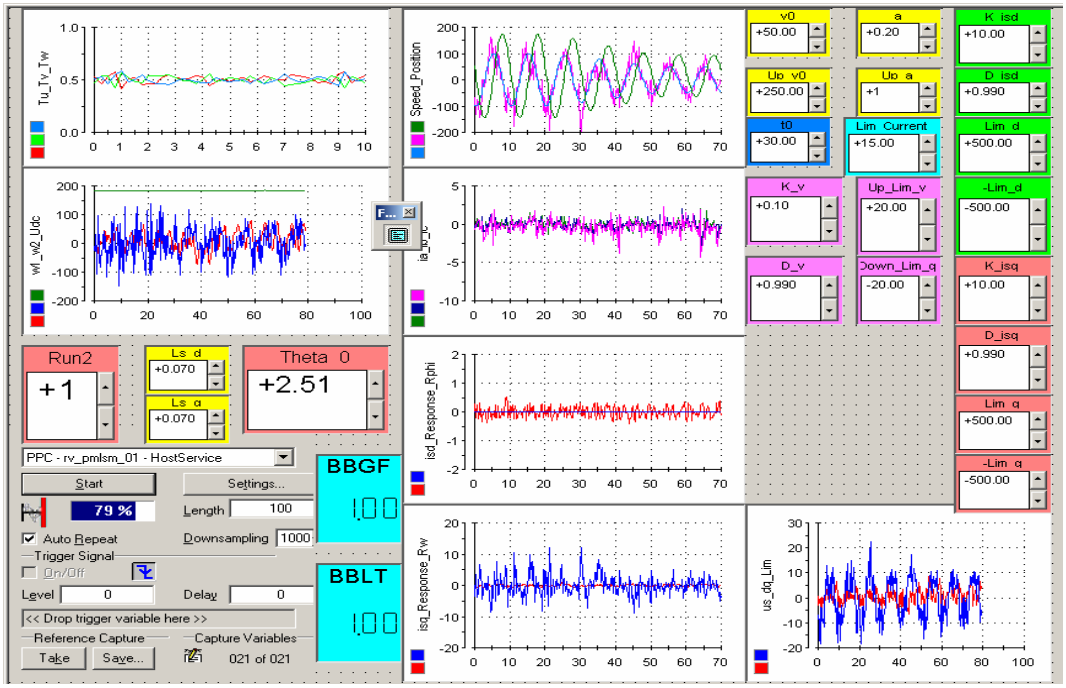


Hình 6. Kết quả mô phỏng đối với $F^* = 100\text{N}$, $\hat{\theta}_0 = 0,\ \theta_0 = \pi/3,\ \Delta\theta = \pi/3$
(a), (b) Đáp ứng theo phương pháp thích nghi bù bất định
(c), (d) Đáp ứng theo phương pháp cộng hưởng tần số



Hình 7. Giao diện vận hành thí nghiệm điều khiển xung lực
theo phương pháp thích nghi bù bất định

Giá trị này đã được kiểm chứng sau khi vận hành thí nghiệm hệ truyền động theo cấu trúc Tách kênh trực tiếp [11,12] thu được kết quả Hình 8. Có thể thấy tốc độ thực (đường màu hồng - fig cột 2, hàng 1 Hình 8) đã bám theo lượng đặt hình sin biến thiên của tốc độ (đường blue - fig cột 2, hàng 1 Hình 8). Khi đó động cơ sẽ dịch chuyển theo đường vị trí (đường green - fig cột 2, hàng 1 Hình 8). Sở dĩ có được kết quả này là do đáp ứng dòng điện dọc trục (fig cột 2, hàng 3 Hình 8) và dòng ngang trục (fig cột 2, hàng 4 Hình 8).



Hình 8. Giao diện vận hành thí nghiệm điều khiển tốc độ sử dụng cấu trúc tách kênh trực tiếp

KẾT LUẬN

Bài báo đã trình bày phương pháp xác định vị trí đỉnh cực dựa trên cấu trúc điều khiển lực đẩy có khả năng thích nghi sự sai lệch của mô hình. Các kết quả mô phỏng và thí nghiệm Hình 6, Hình 7 chứng tỏ khả năng làm việc của các phương pháp trên thông qua chất lượng của bộ điều chỉnh dòng thể hiện ở các đáp ứng dòng điện, giúp tạo ra lực đẩy có giá trị là $F = F^* \cos(\Delta\theta)$. Vị trí đỉnh cực được xác định đúng sẽ là điều kiện để điều khiển ĐCTT loại ĐB KTVC theo phương pháp tựa từ thông cực Hình 8.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

[1] Peter B. Schmidt, Michael L. Gosperi, Glen Ray, Ajith H. Wijenayak, *Initial Rotor Angle Detection of a Non Salient Pole Permanent Magnet Synchronous Motor*, Rockwell Automation, Advanced Technology Labs 2000.

[2] M. S. W. Tam, N. C. Cheung, A high Speed, high precision linear drive system for manufacturing automations, *APEC 2001 Conference Proceedings* **1** (March 2001).

[3] Jae Uk Kim, Sung Yoon Jung, Kwang Hee Nam, PMSM angle detection based on the edge field measurement by hall sensors, *Journal of Power Electronics* **10** (3) (May 2010).

[4] Jeng Jia, "High Perfomance Control of the permanent magnet synchronous motor using self tuning multiply frequenecy resonant Controllers", Doctor of Philosophy in electrical engineering, The University of Science and Technology of Lille, 2005.

[5] Mohamed Boussak, Implementation and experimental investigation of sensorless speed control with initial rotor position estimation for interior permanent magnet synchronous motor drive, *IEEE Transactions on Power Electronics* **20** (6) (2005).

[6] Hyunbae Kim, Kum Kang Huh, Robert D. Lorenz, Thomas M. Jahns, A novel method for initial rotor position estimation for ipm synchronous machine drives, *IEEE Transactions on Industrial Applications* **40** (5) (2004).

[7] J. W. Choi, W.E. Yun, H. G. Kim, Initial pole position estimation of linear motor, *IEEE Proc. Electro. Power Appl.* **152** (2005).

[8] M. Quassaid, M. Cherkaoui, A. Nejmi, M. Maaroufi, "Nonlinear Torque Control for PMSM: A Lyapunov Technique Approach", World Academy of Science, Engineering and Technology, 2005.

[9] M. Krstíc, I. Kanellakopoulos, P. Kokotovíc, *Nonlinear and Adaptive Control Design*, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1995.

[10] Nguyễn Doãn Phước, *Lý thuyết điều khiển nâng cao*, Nhà xuất bản Khoa học và Kỹ thuật, Hà Nội, 2007.

[11] 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* (75) (2010).

Nhận bài ngày 20 - 12 - 2011