

**ĐIỀU KHIỂN TRƯỢT ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ BA PHA
NUÔI BỞI BỘ NGHỊCH LƯU ÁP BA MỨC
SLIDING MODE CONTROL FOR INDUCTION MOTOR
FED WITH THREE – LEVEL NPC INVERTER**

*Dương Hoài Nghĩa, Nguyễn Văn Nhò, Nguyễn Xuân Bắc
Trường Đại học Bách Khoa, ĐHQG Tp. Hồ Chí Minh*

TÓM TẮT

Bài báo này giới thiệu một bộ điều khiển trượt động cơ không đồng bộ (ĐCKĐB) nuôi bởi bộ nghịch lưu áp ba mức dạng diode kẹp (Neutral Point Clamped-NPC). Bộ điều khiển được thiết kế bao gồm 2 vòng: Ở vòng trong, từ thông rotor và mô-men động cơ được điều khiển quanh giá trị đặt bởi bộ điều khiển trượt nhiều ngõ vào – nhiều ngõ ra (MIMO). Ưu điểm của bộ điều khiển này là cho đáp ứng nhanh từ thông và mô-men. Ngoài ra, phương pháp này còn cho phép tính đến ảnh hưởng của sai số mô hình. Ở vòng ngoài, tốc độ rotor được chỉnh định bởi bộ điều khiển PID. Bộ nghịch lưu áp ba mức được đề cập trong bài này cung cấp một nguồn áp ba pha với họa tần thấp ở dòng điện tải. Kết quả mô phỏng và thực nghiệm cho thấy hệ thống được đề xuất có chất lượng tốt (đáp ứng nhanh, sai số xác lập nhỏ, bền vững với sai số mô hình v.v...).

ABSTRACT

This paper presents a sliding mode controller for induction motors fed with three-level Neutral Point Clamped (NPC) Voltage Source Inverter (VSI). The controller is designed with two loops: In the inner loop, the rotor flux and the motor torque are regulated around the reference values by a multi input multi output (MIMO) sliding mode controller. This controller yields quick response of rotor flux and motor torque. Moreover, it provides a mean to cope with the model uncertainty. In the outer loop, the rotor speed is controlled by a PID controller. The three-level NPC VSI provides a three phase voltage source with low harmonic in the motor current. Simulation results and results on real system show that the proposed controller has good performance (quick response, low steady state error) and is robust against model uncertainty.

I. GIỚI THIỆU

Điều khiển ĐCKĐB là một chủ đề đã và đang được nhiều nhà nghiên cứu quan tâm. Ta có thể kể ra một số công trình tiêu biểu như sau:

- Điều khiển định hướng trường (FOC) [1]
- Điều khiển trực tiếp mô-men (DTC) [2]
- Điều khiển dựa vào tính thụ động (PBC) [3]
- Điều khiển tuyến tính hóa vào ra [4]
- Điều khiển dùng logic mờ và mạng nơron [5]
- Điều khiển mô hình nội (IMC) [6]
- Điều khiển trượt [4, 7, 8, 9, 12] ...

Một trong những ưu điểm của phương pháp điều khiển trượt ĐCKĐB là cho phép tính đến ảnh hưởng của sai số mô hình.

Ngoài ra, phương pháp này cũng được đánh giá là có tính đơn giản, dễ thiết kế.

Tuy nhiên, điều khiển trượt ĐCKĐB cũng có một số hạn chế nhất định: Do thời gian trễ của khâu chấp hành, quỹ đạo pha có thể dao động quanh mặt trượt với tần số cao (hiện tượng chattering), dẫn đến chất lượng mô-men quay không cao. Để cải thiện điều này, bài báo này đề xuất sử dụng hàm saturation thay cho hàm sign trong biểu thức xác định luật điều khiển (23). Ngoài ra, trên các bộ điều khiển trượt ĐCKĐB truyền thống sử dụng bộ nghịch lưu (BNL) 2 mức còn gặp một hạn chế nữa là thành phần hài bậc cao xuất hiện trên dòng điện và điện áp tải với tỉ lệ cao, gây ra một số hiệu ứng không mong muốn làm giảm tuổi thọ động cơ. Để khắc phục hạn chế này, chúng ta có thể sử dụng các BNL đa mức thay thế cho BNL 2 mức truyền thống. BNL đa mức ngày càng được sử dụng nhiều trong các ứng dụng công suất lớn bởi những ưu điểm rõ rệt của nó so với BNL 2 mức như: điện áp common-mode thấp hơn, tỉ lệ dV/dt thấp hơn, thành phần hài ngõ ra

của áp và dòng tải thấp hơn, có nhiều mức hơn ở dạng sóng điện áp ngõ ra, giảm điện áp chịu đựng trên mỗi linh kiện công suất... Một số nghiên cứu gần đây đã bắt đầu ứng dụng các BNL đa mức trong điều khiển, tiêu biểu có thể kể trong [11,12]. Bài này đề xuất sử dụng BNL ba mức làm nguồn nuôi cho động cơ. BNL được điều khiển sử dụng kỹ thuật điều chế độ rộng xung sin (Sine Pulse Width Modulation – SPWM).

Trong [9] đã xây dựng và mô phỏng giải thuật điều khiển trượt ĐCKĐB trong hệ tọa độ quay DQ. Kết quả cho thấy hệ thống có chất lượng điều khiển tốt và bền vững với các sai số mô hình.

Bài báo này đề xuất bộ điều khiển trượt xây dựng trên hệ tọa độ tĩnh $\alpha\beta$ và giới thiệu các kết quả thực nghiệm với hệ thực.

Phần còn lại của bài báo được tổ chức như sau: Phần II trình bày mô hình ĐCKĐB ba pha trong hệ tọa độ tĩnh stator, phần III trình bày tóm tắt BNL áp 3 mức NPC, phần IV giới thiệu bộ điều khiển trượt ĐCKĐB ba pha, phần V trình bày các kết quả mô phỏng và thực nghiệm, phần VI rút ra các kết luận.

II. ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ BA PHA

Mô hình động của ĐCKĐB trong hệ tọa độ $\alpha\beta$ như sau [10]:

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\gamma i_{s\alpha} + \frac{K}{T_r} \psi_{r\alpha} + K\omega\psi_{r\beta} + \alpha u_{s\alpha} \quad (1)$$

$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = -\gamma i_{s\beta} - K\omega\psi_{r\alpha} + \frac{K}{T_r} \psi_{r\beta} + \alpha u_{s\beta} \quad (2)$$

$$\frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \psi_{r\alpha} - \omega\psi_{r\beta} \quad (3)$$

$$\frac{d\psi_{r\beta}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{s\beta} + \omega\psi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \psi_{r\beta} \quad (4)$$

$$T_e = \mu(\psi_{r\alpha} i_{s\beta} - \psi_{r\beta} i_{s\alpha}) \quad (5)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{p}{J}(T_e - T_L) \quad (6)$$

với $(i_{s\alpha}, i_{s\beta}), (u_{s\alpha}, u_{s\beta}), (\psi_{r\alpha}, \psi_{r\beta})$ lần lượt là dòng điện stator (A), điện áp stator (V) và từ thông rotor (Wb), ω là tốc độ rotor (rad/s), T_e là mô-men động cơ (N.m), T_L là mô-men tải (N.m), và

$$\gamma = \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right), K = \frac{1-\sigma}{\sigma L_m}, T_r = \frac{L_r}{R_r},$$

$$T_s = \frac{L_s}{R_s}, \mu = \frac{3}{2} \frac{pL_m}{L_r}, \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}, \alpha = \frac{1}{\sigma L_s}$$

là các hằng số, trong đó R_s là điện trở stator, R_r là điện trở rotor, L_s là hệ số tự cảm stator, L_r là hệ số tự cảm rotor, L_m là hệ số hỗ cảm, p là số đôi cực, J là mô-men quán tính của rotor.

Đặt

$$\phi = \psi_r^2 = \psi_{r\alpha}^2 + \psi_{r\beta}^2 \quad (7)$$

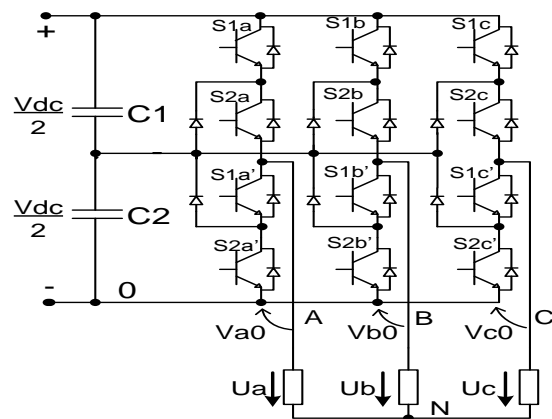
Nhiệm vụ điều khiển là làm cho các biến ngõ ra ϕ và ω đạt được các giá trị đặt ϕ_{ref} và ω_{ref} tương ứng.

III. BỘ NGHỊCH LƯU ÁP BA MỨC NPC

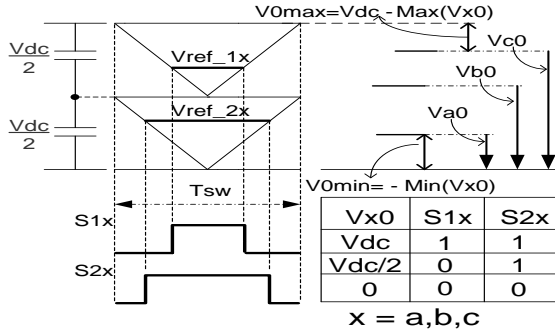
Sơ đồ bộ nghịch lưu áp ba mức được trình bày ở hình 1. Giả thiết điện áp trên 2 tụ cân bằng và điện áp tải ba pha đối xứng. Ta có:

$$\begin{cases} U_a = V_{a0} - V_{N0} = \frac{2V_{a0} - V_{b0} - V_{c0}}{3} \\ U_b = V_{b0} - V_{N0} = \frac{2V_{b0} - V_{a0} - V_{c0}}{3} \\ U_c = V_{c0} - V_{N0} = \frac{2V_{c0} - V_{a0} - V_{b0}}{3} \end{cases} \quad (8)$$

Thành phần điện áp v_{offset} được cộng thêm vào điện áp điều khiển để mở rộng phạm vi điều chế điện áp ngõ ra và để giảm thành phần điện áp common mode sử dụng phương pháp Medium Common Mode:



Hình 1. Sơ đồ BNL áp ba mức NPC



Hình 2. Giải tích BNL áp ba mức dạng NPC: Phương pháp SPWM và điện áp ngõ ra BNL tương ứng với các trạng thái đóng ngắt của các khóa công suất.

$$V_{0min} = -V_{Min} = -\text{Min}(V_{x0}) \quad (9)$$

$$V_{0max} = V_{dc} - V_{Max} = V_{dc} - \text{Max}(V_{x0}) \quad (10)$$

$$V_{offset} = \frac{V_{0max} + V_{0min}}{2} \quad (11)$$

$$V_{xref} = V_{x0} + V_{offset} \quad (12)$$

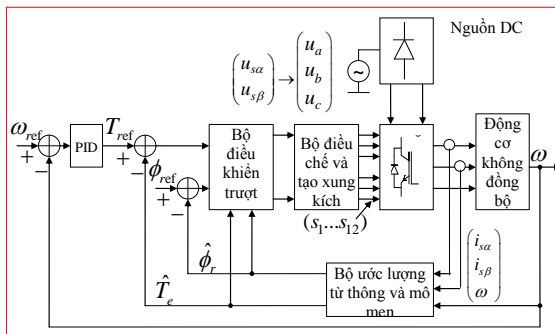
V_{x0} : điện áp điều khiển từ ngõ ra khối điều khiển trượt. Chú ý rằng: điện áp tải chỉ khác điện áp nghịch lưu thành phần V_{N0} nên ta có thể xem V_{N0} như thành phần offset cho tín hiệu điều khiển.

V_{xref} : điện áp điều khiển đưa vào khối PWM của bộ nghịch lưu.

IV. HỆ THỐNG ĐIỀU KHIỂN TRƯỢT ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ

Hệ thống điều khiển trượt ĐCKĐB như trong hình 3, gồm có 2 vòng: vòng trong là bộ điều khiển mô-men và từ thông sử dụng kỹ thuật điều khiển trượt; vòng ngoài là bộ điều khiển PID hiệu chỉnh tốc độ.

4.1 Vòng điều khiển trong



Hình 3. Sơ đồ khối bộ điều khiển trượt ĐCKĐB

Từ (5) và (7) ta có:

$$\dot{\phi} = 2(\psi_{ra}\dot{\psi}_{ra} + \psi_{r\beta}\dot{\psi}_{r\beta}) = \frac{2}{T_r} [L_m(i_{sa}\psi_{ra} + i_{s\beta}\psi_{r\beta}) - \psi_r^2] \quad (13)$$

$$\ddot{\phi} = \frac{2}{T_r} [(-\gamma - \frac{3}{T_r})L_m(i_{sa}\psi_{ra} + i_{s\beta}\psi_{r\beta}) + \omega L_m(i_{s\beta}\psi_{ra} - i_{sa}\psi_{r\beta}) + (\frac{1+\sigma}{\sigma T_r})\psi_r^2 + \frac{L_m^2}{T_r}(i_a^2 + i_b^2) + \frac{1}{\sigma L_s}(u_{sa}\psi_{ra} + u_{s\beta}\psi_{r\beta})] \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \dot{T}_e &= \mu(i_{s\beta}\dot{\psi}_{ra} + i_{s\beta}\dot{\psi}_{ra} - i_{s\beta}\dot{\psi}_{r\beta} - i_{sa}\dot{\psi}_{r\beta}) \\ &= \mu[(\gamma + \frac{1}{T_r})(i_{sa}\psi_{r\beta} - i_{s\beta}\psi_{ra}) - \omega(i_{sa}\psi_{ra} + i_{s\beta}\psi_{r\beta}) + K\psi_r^2] \\ &\quad + \frac{1}{\sigma L_s}(-u_{sa}\psi_{r\beta} + u_{s\beta}\psi_{ra}) \end{aligned} \quad (15)$$

$$\text{Đặt: } e_\phi = \phi_{ref} - \phi \quad (16)$$

$$\text{và } e_T = T_{ref} - T_e \quad (17)$$

Với ϕ_{ref} và T_{ref} lần lượt là các giá trị mong muốn của ϕ và T (T_{ref} là tín hiệu ra của vòng điều khiển tốc độ).

Mặt trượt được định nghĩa như sau:

$$S_1 = \tau_\phi \dot{e}_\phi + e_\phi = \tau_\phi (\dot{\phi}_{ref} - \dot{\phi}) + (\phi_{ref} - \phi) \quad (18)$$

$$S_2 = e_T = T_{ref} - T_e \quad (19)$$

$\tau_\phi > 0$ là hằng số thời gian của đáp ứng từ thông ở chế độ trượt. Nếu ϕ_{ref} là hằng số, ta có:

$$\dot{S}_1 = -\tau_\phi \ddot{\phi} - \dot{\phi} \quad (20)$$

$$\dot{S}_2 = \dot{e}_T = \dot{T}_{ref} - \dot{T}_e \quad (21)$$

Thay (13), (14) và (15) vào (20) và (21), ta có:

$$\begin{bmatrix} \dot{S}_1 \\ \dot{S}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A \\ B \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (22)$$

với

$$A = \frac{-2\tau_\phi}{T_r} [(-\gamma - \frac{3}{T_r})L_m(i_{sa}\psi_{ra} + i_{s\beta}\psi_{r\beta}) + \omega L_m(i_{s\beta}\psi_{ra} - i_{sa}\psi_{r\beta}) + (\frac{1+\sigma}{\sigma T_r})\psi_r^2 + \frac{L_m^2}{T_r}(i_a^2 + i_b^2)] - \frac{2}{T_r} [L_m(i_{sa}\psi_{ra} + i_{s\beta}\psi_{r\beta}) - \psi_r^2]$$

$$B = \dot{T}_{ref} - \mu[(\gamma + \frac{1}{T_r})(i_{sa}\psi_{r\beta} - i_{s\beta}\psi_{ra}) - \omega(i_{sa}\psi_{ra} + i_{s\beta}\psi_{r\beta}) + K\psi_r^2]$$

$$a_{11} = \frac{-2\tau_\phi}{T_r} \frac{1}{\sigma L_s} \psi_{ra}, \quad a_{12} = \frac{-2\tau_\phi}{T_r} \frac{1}{\sigma L_s} \psi_{r\beta},$$

$$a_{21} = \frac{\mu}{\sigma L_s} \psi_{r\beta}, \quad a_{22} = -\frac{\mu}{\sigma L_s} \psi_{ra}$$

Để $S_1 \rightarrow 0$ và $S_2 \rightarrow 0$, luật điều khiển được xác định như sau:

$$\begin{bmatrix} \dot{S}_1 \\ \dot{S}_2 \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} k_1 \text{sat}(S_1) \\ k_2 \text{sat}(S_2) \end{bmatrix} \quad (23)$$

với k_1 và k_2 là các hằng số dương; k_1, k_2 ảnh hưởng đến tính bền vững của bộ điều khiển đối với sai số của mô hình. k_1, k_2 càng lớn thì độ bền vững càng cao, tuy nhiên sẽ làm tăng hiệu ứng chattering

$$\text{sat}(x) = \begin{cases} -1 & \text{if } x < -1; \\ x & \text{if } -1 \leq x \leq 1; \\ 1 & \text{if } x > 1 \end{cases} \quad (24)$$

Hàm $\text{sat}(\cdot)$ được sử dụng thay thế cho hàm dấu (signum) để giảm hiệu ứng chattering.

Từ (22) và (23) ta có tín hiệu điều khiển:

$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -k_1 \text{sat}(S_1) - A \\ -k_2 \text{sat}(S_2) - B \end{bmatrix} \quad (25)$$

$u_{s\alpha}$, $u_{s\beta}$ là giá trị đặt cho bộ nghịch lưu 3 mức NPC. Bộ nghịch lưu được điều khiển bằng phương pháp SPWM đã trình bày trong phần (III).

4.2 Vòng điều khiển ngoài

Vòng ngoài là bộ điều khiển PID hiệu chỉnh tốc độ:

$$G_c(s) = K_p + K_D s + \frac{K_I}{s} \quad (26)$$

Ngõ vào của bộ PID là sai số giữa tốc độ mong muốn ω_{ref} và tốc độ thực ω . Ngõ ra của bộ PID là tín hiệu đặt cho bộ điều khiển mô-men. Các thông số K_p , K_I , K_D được lựa chọn dựa trên phương pháp “thử sai”.

4.3 Ước lượng từ thông rotor ϕ và mô-men động cơ T_e

Từ thông rotor được ước lượng từ 2 phương trình (3) và (4).

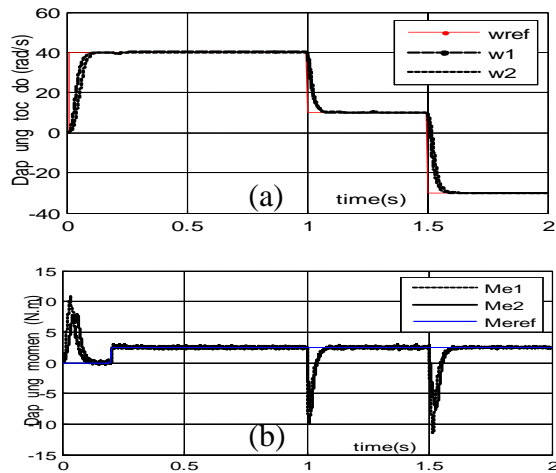
Mô-men động cơ được ước lượng từ phương trình (5).

V. MÔ PHỎNG VÀ THỰC NGHIỆM

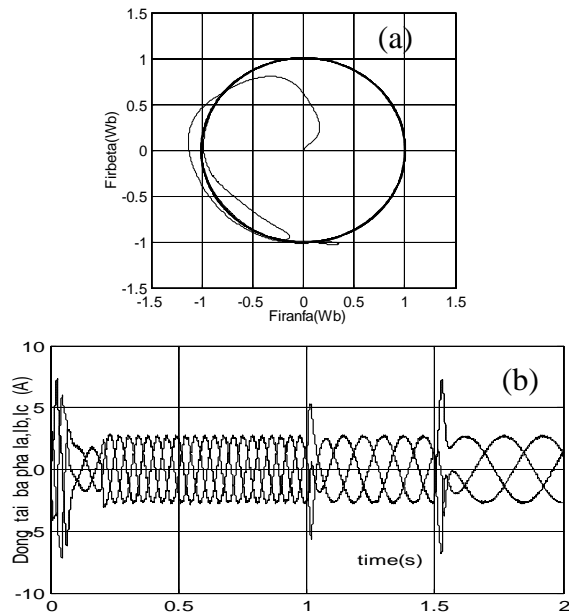
5.1 Kết quả mô phỏng

Hệ thống được thiết kế với các thông số động cơ như sau: $R_s = 8.41\Omega$; $R_r = 10\Omega$; $L_s = 0.75H$; $L_r = 0.70H$; $L_m = 0.66H$; $p = 1$; $J = 0.01kgm^2$. Các thông số của bộ điều khiển: $\tau_\phi = 0.05s$; $k_1 = 500$; $k_2 = 500$; $K_p = 3.60$; $K_I = 0.50$; $K_D = 1.0$

Giải thuật điều khiển được mô phỏng trên Matlab/Simulink. Động cơ được khởi động không tải. Tại $t=0.2s$, tải $T_L = 2.5(N.m)$ được đóng vào. Tại $t=1s$, động cơ giảm tốc, tại $t=1.5s$, động cơ đảo chiều. Kết quả mô phỏng được trình bày trong hình 4 và 5.



Hình 4. Kết quả mô phỏng: (a) tốc độ, (b) mô-men



Hình 5. Kết quả mô phỏng: (a) từ thông rotor, (b) dòng điện stator.

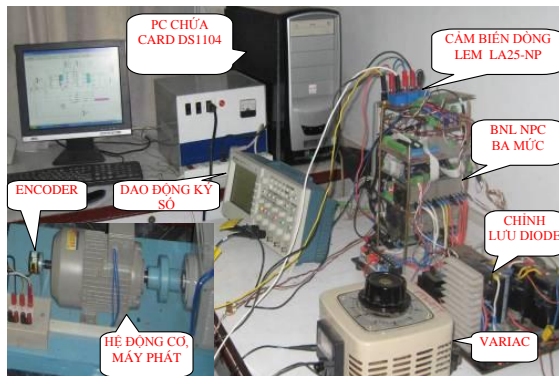
Trong hình 4, chú ý rằng ω_1 , M_{e1} là đáp ứng tốc độ và mô-men khi tham số mô hình động cơ (R_s , R_r , L_s , L_r , L_m) trùng với tham số bộ điều khiển (đáp ứng danh định); ω_2 , M_{e2} là đáp ứng tốc độ và mô-men khi tham số mô hình động cơ tăng 1.5 lần so với mô hình danh định.

Ta thấy hệ có đáp ứng tốc độ nhanh và sai số xác lập nhỏ, mô-men động cơ ở trạng thái xác lập ít dao động, từ thông rotor quay tròn và dòng điện stator 3 pha có chất lượng tốt.

5.2 Kết quả thực nghiệm

Cơ cấu phần cứng của bộ điều khiển như trong hình 6, bao gồm các thành phần sau:

- Card điều khiển dSpace DS1104.
- BNL ba mức sử dụng IGBT FGL60N100-BNTD (60A,1000V). Nguồn DC được cấp từ bộ chỉnh lưu và hai tụ 4700uF/200V.
- Cảm biến dòng sử dụng LEM LA25-NP. Dòng điện đo về được lọc bởi bộ lọc thông thấp bậc 2, tần số cắt 500 Hz. Encoder có độ phân giải 2048 xung/vòng.
- ĐCKĐB có các thông số định mức: Công suất 2.2kW, điện áp 230/400V, dòng điện 4.55/7.9A, tốc độ 2880 vòng/phút, số cặp cực $p=1$, hệ số công suất $\cos \varphi = 0.85$.
- Động cơ được nối trực với máy phát DC (dùng làm tải).



Hình 6. Cơ cấu phần cứng của bộ điều khiển

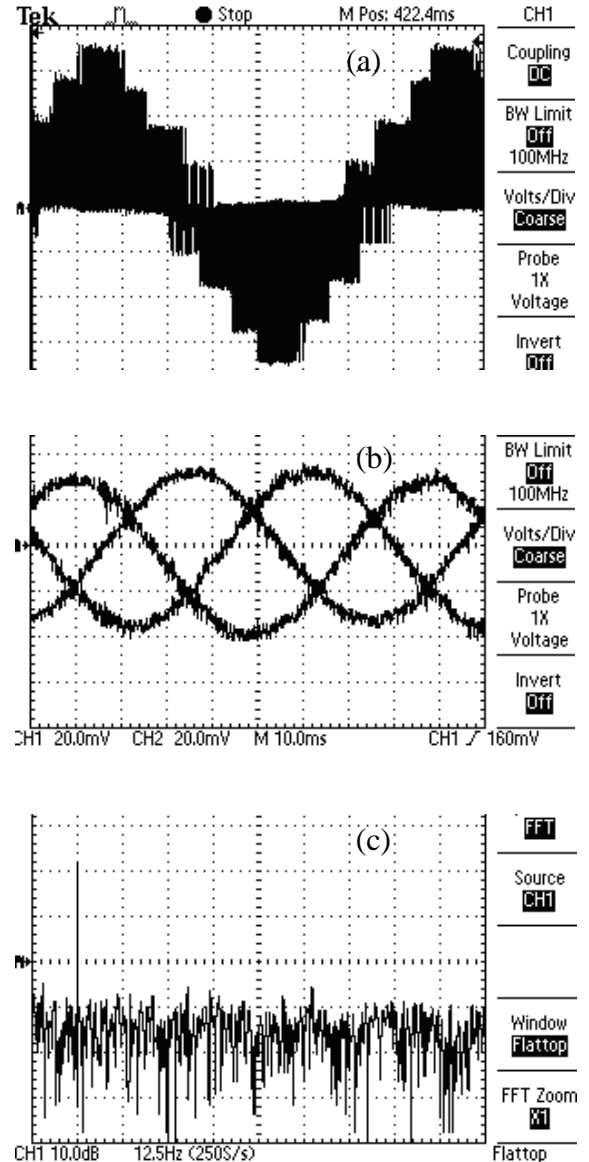
Các kết quả thực nghiệm được thu thập từ chương trình DSPACE Control Desk và dao động ký số 20MHz Tektronik.

VI. KẾT LUẬN

Bài báo đã xây dựng hệ thống điều khiển ĐCKĐB trên hệ tọa độ tĩnh $\alpha\beta$ với 2 vòng điều khiển: vòng điều khiển trong là vòng điều khiển

đa biến từ thông rotor và mô-men động cơ dùng phương pháp trượt. Để giảm hiện tượng chattering, các hàm dấu (sign) được thay thế bởi các hàm bão hòa (saturation) trong (23). Vòng điều khiển ngoài là vòng điều khiển tốc độ động cơ dùng phương pháp PID.

Các kết quả mô phỏng cho thấy hệ thống điều khiển được thiết kế có chất lượng tốt (đáp ứng nhanh, không quá điều chỉnh) và bền vững đối với các sai số mô hình (điện trở, điện cảm rotor, stator...).

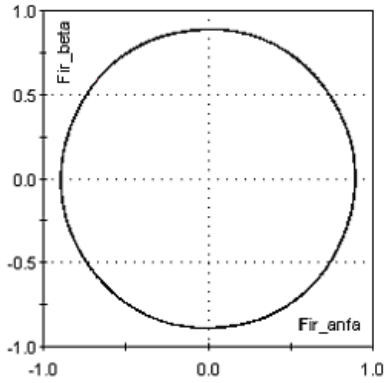


Hình 7. Điện áp tải pha A (a), dòng điện stator (b) và phân tích phổ dòng điện stator (c).

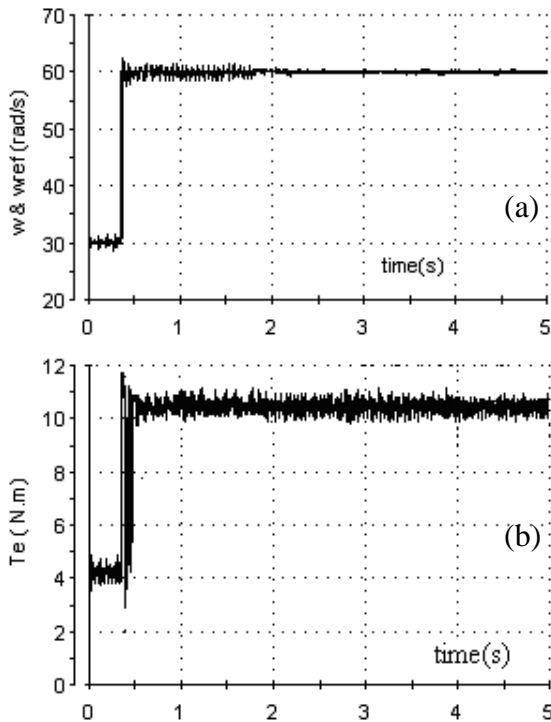
Hệ thống điều khiển được cài đặt lên hệ thực với nguồn nuôi là BNL áp ba mức NPC và

card điều khiển DSPACE DS1104. Kết quả thực nghiệm cho thấy hệ thống điều khiển có đáp ứng nhanh, ít quá điều chỉnh, sai số xác lập nhỏ. Các BNL hoạt động tốt, họa tần thấp.

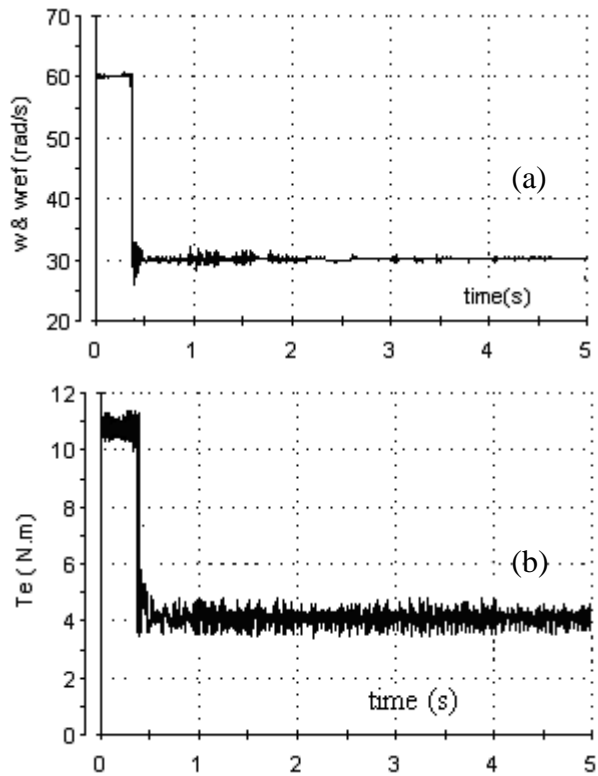
Hướng phát triển của đề tài là ứng dụng hệ thống điều khiển để thiết kế vào các hệ truyền động công suất lớn với yêu cầu chất lượng điều khiển cao.



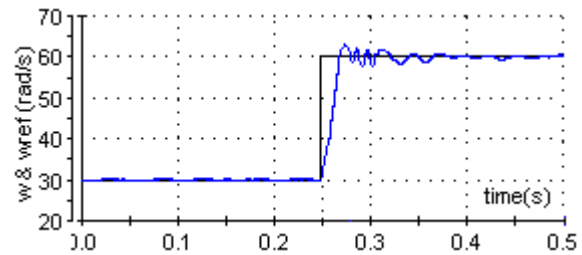
Hình 8. Kết quả thực nghiệm: Từ thông rotor ước lượng từ phương trình (3) và (4).



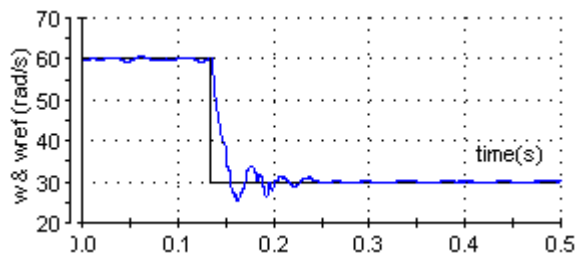
Hình 9. Tăng tốc: tốc độ (a), mômen (b)



Hình 10. Giảm tốc: tốc độ (a), mômen (b)



Hình 11. Đáp ứng quá độ tốc độ khi tăng tốc



Hình 12. Đáp ứng quá độ tốc độ khi giảm tốc

TÀI LIỆU THAM KHẢO

1. A. M. Trzynadlowski; The Orientation Principle in Control of Induction Motors; Kluwer Academic Publishers, 1994.

2. *C. Lascu, I. Boldea, F. Blaabjerg*; A modified direct torque control for induction motor sensorless drive; IEEE Transaction on Industrial Application, 2000.
3. *R. Ortega, A. Loria, P.J. Nicklasson and H. Sira-Ramírez*; Passivity-Based Control Of Euler-Lagrange System. Mechanical, Electrical And Electromechanical Applications; Springer, 1998.
4. *A. Benchaid, A. Rachid, E. Audrezet*; Sliding Mode Input-Output Linearization and Field Orientation for Real-Time Control of Induction Motors; IEEE Transactions on Power Electronics, vol 14, No.1, pp.3-13. 1999.
5. *P. Vas*; Artificial-Intelligence-Based Electrical Machines And Drives. Application of Fuzzy, Neural, Fuzzy-Neural, and Genetic-Algorithm-Based Techniques; Oxford University Press, 1998.
6. *Kefsi L., Chrifi L., Mahieddine S.M., Pinchon D., Castelain, J.M.*; Multivariable CGPC based internal model control: application to induction motor control; IEEE ICIT, Vol.1, Issue 8-10, Dec. 2004, pp 444 – 448.
7. *Sachit Rao, Martin Buss, and Vadim Utkin*; An Adaptive Sliding Mode Observer for Induction Machines; American Control Conf., Jun. 2008, Washington, USA.
8. *V. I. Utkin*; Sliding mode control design principles and applications to electric drives; IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 40, pp. 23-36, Feb. 1993.
9. *D.T.H. Tham, D.H. Nghia*; Sliding Mode Control of Induction Motor; ISEE Conference, Vietnam, Oct. 2007.
10. *Nguyễn Phùng Quang*; Điều khiển tự động truyền động điện xoay chiều ba pha; NXB Giáo dục, 1998.
11. *Xavier del Toro Garcia*; New DTC Control Scheme for Induction Motors fed with a Three-level Inverter; Automatika journal, vol.46, pp. 73-81, 2005.
12. *Ryvkin S., Schmidt-Obermöller R., Steimel A.*; Sliding Mode Control Technique for an Induction Motor Drive Supplied by a Three-Level Voltage Source Inverter; Elec.Ener., vol.21, no.2, Aug.2008, 195-207.

Địa chỉ liên hệ: Dương Hoài Nghĩa - Tel: 0918.416.425, Email: dhnghia@hcmut.edu.vn
 Nguyễn Văn Nhờ - Tel: 0908.337.518, Email: nvnhoh@hcmut.edu.vn
 Nguyễn Xuân Bắc - Tel: 0988.666.587, Email: nxbac@hcmut.edu.vn
 Trường Đại học Bách khoa - ĐHQG Tp. Hồ Chí Minh
 Số 268, Lý Thường Kiệt, Quận 10, Tp. Hồ Chí Minh