

THIẾT KẾ ĐIỀU KHIỂN ĐỘNG CƠ ĐỒNG BỘ TỪ THÔNG DỌC TRỰC KÍCH TỪ NAM CHÂM VĨNH CỬU LÀM VIỆC VỚI TỐC ĐỘ TRÊN ĐỊNH MỨC

Dương Quốc Tuấn*, Nguyễn Như Hiền, Trần Xuân Minh
 Trường Đại học Kỹ thuật Công nghiệp – ĐH Thái Nguyên

TÓM TẮT

Động cơ đồng bộ từ thông dọc trục, kích từ nam châm vĩnh cửu (ĐC AFPM) khi sử dụng các ổ đỡ từ thay thế các vòng bi cơ khí ở hai đầu trục, có thể cho phép động cơ làm việc với tốc độ quay của trục lớn hơn tốc độ định mức rất nhiều. Trong thực tế có rất nhiều ứng dụng yêu cầu tốc độ rất cao, tuy nhiên chưa có nhiều công trình nghiên cứu về vấn đề này. Một trong các biện pháp để tăng tốc độ động cơ lên trên tốc độ định mức là giảm từ thông cực của rotor (Ψ_p). Bài báo này đề xuất một giải pháp nhằm tăng tốc độ của động cơ AFPM lên trên tốc độ định mức bằng cách bơm vào trục d một dòng điện i_{sd} ngược chiều với từ thông cực Ψ_p trong khi vẫn đảm bảo tối ưu về mô men của động cơ. Kết quả mô phỏng chứng tỏ tính đúng đắn của giải pháp đã đề xuất.

Từ khóa: Động cơ đồng bộ từ thông dọc trục kích từ nam châm vĩnh cửu; AFPM; điều khiển tối ưu; trên tốc độ cơ bản; giảm từ thông

Chữ viết tắt

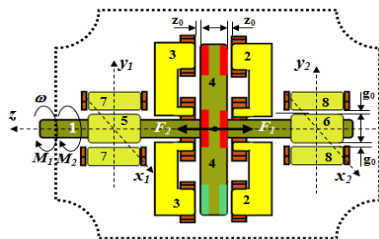
AFPM	axial flux permanent magnet
NCVC	Nam châm vĩnh cửu
ĐC	Động cơ

CẤU TRÚC ĐỘNG CƠ

Cấu tạo

Về mặt cấu tạo, ĐC AFPM có những nét đặc biệt riêng, cụ thể modul stator có thể bao gồm các loại: Modul đơn chỉ có một bộ dây quấn lõi và quay lưng vào nhau. Rotor cũng tương tự, modul rotor đơn chỉ một mặt có nam châm vĩnh cửu và modul kép thì cả hai mặt đều có nam châm vĩnh cửu tựa lưng vào nhau.

Ở đây chọn đối tượng nghiên cứu là loại có hai modul stator đơn bên ngoài và một modul rotor kép bên trong như trên Hình 1.



Hình 1. Mặt cắt ĐC AFPM có tích hợp ổ đỡ từ hai đầu trục (1: Trục; 2, 3: Stator và dây quấn của ĐC phía phải và phía trái; 4: Rotor nam châm vĩnh cửu; 5,6: Rotor ổ đỡ từ bên trái và bên phải; 7,8: Stator và dây quấn của ổ đỡ từ bên trái và bên phải; z_0, g_0 : Khe hở danh định giữa rotor và stator của ĐC và ổ từ)

Nguyên lý làm việc

Khi điện áp ba pha được cấp cho các cuộn dây stator, sinh ra các dòng điện (trong đó có thành phần i_q) chảy trong nó, sẽ tương tác với từ trường của rotor để tạo ra các mô men quay (M) và dòng điện trong các dây quấn pha (thành phần i_d) của stator sinh ra các lực đẩy kéo (F) dựa trên nguyên lý của nam châm điện. Nhờ có cấu tạo đặc biệt và nguyên lý làm việc như trên mà rotor của ĐC sẽ không có dịch chuyển dọc trục mặc dù hai đầu trục ĐC là hai ổ đỡ từ. Điều đó, cho phép không cần dùng thêm thiết bị chặn chuyển động dọc trục của rotor và vì vậy cấu trúc ĐC trở nên nhỏ gọn hơn. Do cách cuốn dây mà từ trường quay sinh ra mô men quay M_1 và M_2 trên trục rotor cùng chiều và tạo ra lực đẩy kéo F_1 và F_2 giữa rotor và stator ngược chiều. Mô men quay tổng ($M = M_1 + M_2$) là tổng của các mô men quay và lực đẩy kéo dọc trục ($F = F_1 - F_2$) là hiệu số của hai lực hút.

Từ cấu tạo và nguyên lý làm việc có thể coi đây là hai ĐC AFPM chung rotor hay hai ĐC nối cứng trục với nhau.

MÔ HÌNH TOÁN HỌC CỦA ĐC AFPM

Dựa vào các tài liệu [1], [2], [3], mô hình toán của ĐC AFPM được xây dựng trong hệ tọa độ dq được thể hiện như (1), (2), (3), (4), (5). Trong đó, chỉ số 1 tương ứng với ĐC bên trái và chỉ số hai tương ứng với ĐC bên phải.

* Tel: 0912 269147, Email: duongquoctuan-tdh@tnut.edu.vn

$$\left. \begin{aligned} u_{sd1} &= R_s i_{sd1} + L_{sd1} \frac{di_{sd1}}{dt} - \omega_s L_{sq1} i_{sq1} \\ u_{sq1} &= R_s i_{sq1} + L_{sq1} \frac{di_{sq1}}{dt} + \omega_s L_{sd1} i_{sd1} + \omega_s \psi_p \\ u_{sd2} &= R_s i_{sd2} + L_{sd2} \frac{di_{sd2}}{dt} - \omega_s L_{sq2} i_{sq2} \\ u_{sq2} &= R_s i_{sq2} + L_{sq2} \frac{di_{sq2}}{dt} + \omega_s L_{sd2} i_{sd2} + \omega_s \psi_p \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

$$m_{M1} = \frac{3}{2} z_p [\psi_p i_{sq1} + i_{sd1} i_{sq1} (L_{sd1} - L_{sq1})] \quad (2)$$

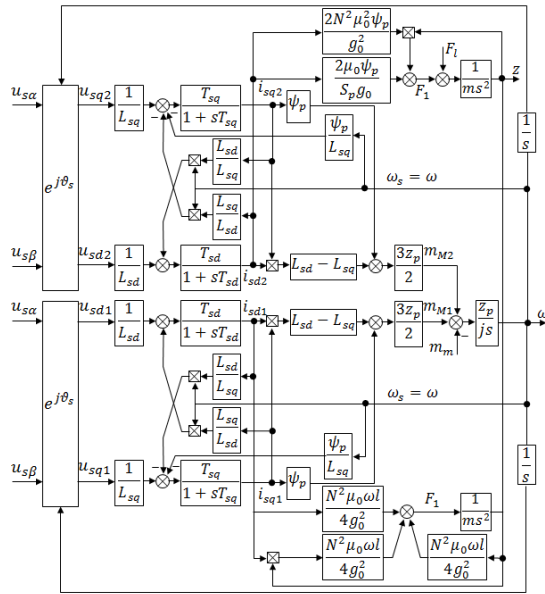
$$m_{M2} = \frac{3}{2} z_p [\psi_p i_{sq2} + i_{sd2} i_{sq2} (L_{sd2} - L_{sq2})] \quad (3)$$

$$m_\Sigma = m_{M1} + m_{M2} = m_m + \frac{J d\omega}{z_p dt} \quad (4)$$

$$F_\Sigma = k_1 (i_{2d} - i_d) + k_1 (i_{2d} - i_d) z - k_2 z \quad (5)$$

$$k_1 = 2 \frac{\mu_0^2 N^2}{g_0^2} \psi_p; \quad k_2 = 2 \frac{\mu_0}{S_p g_0} \psi_p^2.$$

Trên Hình 2 là cấu trúc của ĐC AFPM theo mô hình toán học ở trên



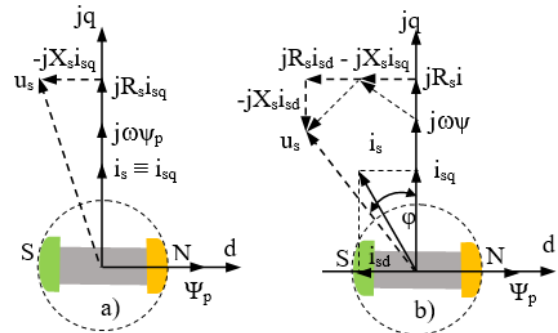
Hình 2. Sơ đồ cấu trúc của ĐC AFPM

VECTOR KHÔNG GIAN ĐIỆN ÁP, DÒNG ĐIỆN VÀ TỪ THÔNG CỦA ĐC AFPM TRONG HAI VÙNG LÀM VIỆC

Đồ thị vector không gian điện áp, dòng điện và từ thông của ĐC AFPM trong hai vùng làm việc như trên Hình 2 [1, 5, 7]. Từ (2) và (3) thấy rằng, mô-men quay của ĐC AFPM bao gồm hai thành phần: thành phần chính với tích $\psi_p i_{sq}$ và thành phần phản kháng do sự

chênh lệch điện cảm stator ($L_{sd} - L_{sq}$) $\neq 0$ gây ra. Trong mọi chế độ vận hành, ĐC AFPM phải sản sinh một thành phần mô-men phụ để bù thành phần phản kháng. Thành phần phản kháng tồn tại một cách rõ ràng nhưng thường bị bỏ qua không tính đến trong các phương án điều khiển kinh điển. Việc bỏ qua đó giúp làm đơn giản hóa hệ thống điều chỉnh và trên thực tế có thể chấp nhận được trong dải tốc độ quay dưới định mức, bởi trong dải đó luôn có $i_{sd} = 0$ (Hình 3a). Ngược lại, ở dải tốc độ quay trên định mức, để tăng tốc độ lên ta phải giảm từ thông, lúc đó phải bơm một dòng âm vào trục d. ĐC AFPM lúc này được vận hành ở chế độ giảm từ thông và dòng sẽ có biên độ lớn tăng tỉ lệ thuận với tốc độ quay rotor (Hình 3b). Điều đó dẫn đến thành phần mô-men phản kháng có khả năng đạt được biên độ đáng kể không thể bỏ qua.

Khi điều tốc cao hơn tần số cơ bản, tần số có thể tăng lớn hơn f_{ldm} , nhưng điện áp U_1 không thể tăng quá điện áp định mức U_{dm} , tối đa là chỉ giữ được $U_1 = U_{dm}$. Từ công thức tính sức điện động của ĐC có thể thấy, điều đó sẽ làm cho từ thông sẽ giảm xuống theo tỷ lệ nghịch với tần số, tương đương với trường hợp ĐC một chiều điều chỉnh giảm từ thông để tăng tốc.



Hình 3. Vector không gian điện áp, dòng điện và từ thông của ĐC AFPM trong hai vùng làm việc: a) Dưới tốc độ định mức; b) Trên tốc độ định mức.

Khác với ĐC đồng bộ NCVC gắn chìm bên trong rotor và ĐC đồng bộ từ trở, ĐC AFPM ở vùng tốc độ định mức trở xuống luôn duy trì dòng $i_{sd} = 0$. Vì vậy ta chỉ xét vùng trên tốc độ định mức.

TÍNH CÁC GIÁ TRỊ TỐI HẠN VỀ ĐIỆN ÁP VÀ DÒNG ĐIỆN

Trước khi giới thiệu các chiến lược điều khiển khác nhau, chúng ta cần xét đến các giới hạn của dòng điện và điện áp [4, 5]. Giới hạn của véc tơ dòng điện:

$$i_s = \sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2} < i_{sm} \quad (6)$$

Đường giới hạn dòng điện (6) là vòng tròn có bán kính i_{sm} trong mặt phẳng (i_{sd}, i_{sq}) .

Giới hạn của véc tơ điện áp: Từ công thức điện áp ở chế độ xác lập khi bỏ qua điện trở stator: $u_{sd} = -\omega_s L_{sq} i_{sq}$; $u_{sq} = \omega_s L_{sd} i_{sd} + \omega_s \psi_p$

Giá trị điện áp pha cơ bản cực đại của stator được xác định bởi điện áp một chiều trung gian:

$$|u_s| = \sqrt{u_{sd}^2 + u_{sq}^2} < u_{sm} \quad (7)$$

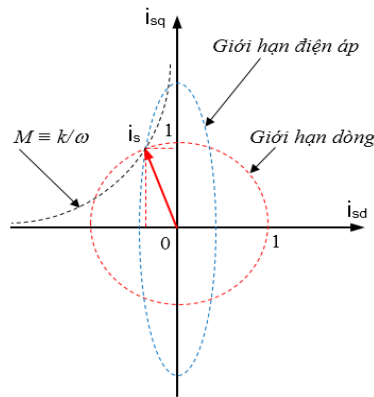
Trong đó: u_{sm} là giá trị điện áp một chiều lớn nhất đặt vào bộ nghịch lưu.

$$u_s^2 = u_{sd}^2 + u_{sq}^2 = (\omega_s L_{sq} i_{sq})^2 + (\omega_s L_{sd} i_{sd} + \omega_s \psi_p)^2 \quad (8)$$

$$\frac{u_s^2}{\omega_s^2} = (L_{sq} i_{sq})^2 + (L_{sd} i_{sd} + \psi_p)^2 \quad (9)$$

Công thức (9) là quỹ tích giới hạn điện áp là đường elip trong mặt phẳng $i_{sd} - i_{sq}$. Trên hình *Hình 4* minh họa các đặc tính giới hạn được xác định theo (6) và (9).

Như vậy, khi tăng tốc độ DC lên trên tốc độ định mức thì cùng với sự tăng tần số, từ thông theo trục d của DC sẽ giảm, nhưng nếu duy trì $\varphi \approx 60^\circ$ ta sẽ có giá trị mô men là lớn nhất.

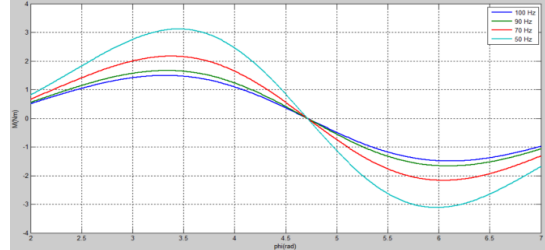


Hình 4. Minh họa các đại lượng giới hạn và điểm làm việc tối ưu mô men của DC AFPM ở trên tốc độ định mức

Từ công thức tính điện áp như (7) và (8), khi xét ở chế độ xác lập và bỏ qua điện trở stator ta tính được i_{sd} , i_{sq} , gọi φ là góc lệch pha giữa vector điện áp stator u_s và trục q , tất cả thay vào công thức tính mô men (2),(3),(4) ta có:

$$m_M = k_1 \left(\frac{u_s}{\omega_s} \right) \cos \varphi - k_2 \left(\frac{u_s}{\omega_s} \right)^2 \sin 2\varphi \quad (10)$$

$$k_1 = \frac{3z_p}{2} \psi_p \left(\frac{(L_{sd} - L_{sq})}{L_{sd}} - \frac{1}{L_{sq}} \right); \quad k_2 = \frac{3z_p}{2} \left(\frac{L_{sd} - L_{sq}}{L_{sd} L_{sq}} \right)$$



Hình 5. Mô men DC AFPM với điện áp một chiều lớn nhất $U=400V$; tần số đường thấp nhất là 100Hz, 90Hz, 70Hz và 50Hz, cực trị ở $\varphi \approx 60^\circ$.

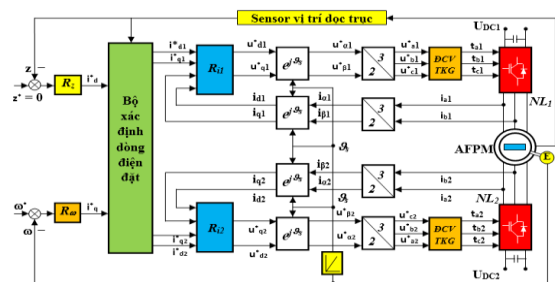
Thay thông số của DC AFPM vào (10), ta có đặc tính mô men như trên hình *Hình 5*. Như vậy, khi tăng tốc độ DC lên trên tốc độ định mức thì cùng với sự tăng tần số, từ thông theo trục d của DC sẽ giảm, nhưng nếu duy trì $\varphi \approx 60^\circ$ ta sẽ có giá trị mô men là lớn nhất.

THIẾT KẾ ĐIỀU KHIỂN DC AFPM

Cấu trúc điều khiển tổng quát

Về mặt cấu trúc thì loại DC AFPM khác hẳn với các DC điện thông dụng hiện nay, trong cấu trúc điều khiển sẽ bao gồm hai vòng riêng biệt là vòng điều khiển vị trí rotor dọc trục (lực đẩy kéo) và vòng điều khiển tốc độ quay (mô men quay) cho DC. Cấu trúc điều khiển tổng quát cho DC AFPM được minh họa như trên hình *Hình 6* [1,3].

Điều khiển Vector của DC đồng bộ từ thông dọc trục NCVC (AFPM) được dựa trên sự khai triển dòng điện tức thời của stator thành hai thành phần: Tạo lực đẩy kéo dọc trục bởi dòng i_d (dòng điện hướng trục) và tạo mô men quay được bởi dòng i_q . Bằng cách này, cấu trúc điều khiển của AFPM trở nên tương tự như của DC DC.



Hình 6. Cấu trúc điều khiển vector của DC đồng bộ từ thông dọc trục NCVC

Sự dịch chuyển của rotor dọc trục từ điểm cân bằng dọc theo trục z , z có thể được phát hiện bởi các cảm biến khoảng cách. Vị trí trục phát hiện được so sánh với vị trí trục điều khiển z^* và sự chênh lệch là đầu vào cho bộ điều khiển vị trí trục R_z . Các vị trí điều khiển z^* luôn luôn được thiết lập để đảm bảo rotor là trung điểm giữa hai stator. Đầu ra của bộ điều khiển vị trí trục được sử dụng để tính toán dòng điện qui chiếu i_d^* . Dòng điện qui chiếu trục d cho hai cuộn dây stator i_{d1}^* và i_{d2}^* có thể được tạo ra bằng cách sử dụng dòng bù i_{d0} như sau: $i_{d1}^* = i_{d0} + i_d^*$; $i_{d2}^* = i_{d0} - i_d^*$. Giá trị của dòng bù có thể là số không hoặc một giá trị nhỏ xung quanh không.

Tốc độ rotor được tạo ra từ bộ mã hóa được so sánh với tốc độ chuẩn và sự chênh lệch là đầu vào bộ điều khiển tốc độ R_ω . Đầu ra của bộ điều khiển tốc độ được sử dụng để tính toán dòng điện tham chiếu trục q là i_q^* . Dòng điện tham chiếu trục q cho hai cuộn dây stator i_{q1}^* và i_{q2}^* sau đó được tính toán giống như dòng i_d .

Thiết kế điều khiển cho ĐC AFPM sẽ tiến hành theo các mạch vòng sau đây.

Điều khiển dòng điện

Hầu hết các truyền động ĐC xoay chiều hiện đại đều có cấu trúc điều khiển có mạch vòng điều khiển dòng điện bên trong. Do vậy, đặc tính của hệ truyền động phụ thuộc rất nhiều vào chất lượng của chiến lược điều khiển dòng điện [1, 3, 4, 5].

Nhiệm vụ chính của mạch vòng điều khiển dòng điện là nhằm buộc dòng điện trong ĐC ba pha bám theo các tín hiệu đặt. Bằng cách so sánh các dòng điện thực đo được với các dòng điện đặt, mạch vòng điều khiển dòng điện tạo ra các trạng thái chuyển mạch cho biến tần nhằm làm giảm sai lệch dòng điện. Do đó, nói chung mạch vòng điều khiển dòng điện thực hiện hai nhiệm vụ: bù sai lệch (giảm sai lệch dòng điện) và điều chế (quyết định trạng thái chuyển mạch).

Mạch vòng dòng điện của ĐC AFPM như trên Hình 2, từ đây ta có các công thức:

$$\begin{aligned} i_{sd} &= (u_{sd} + i_{sq} \omega_s L_{sq}) W_{sd} \\ i_{sq} &= (u_{sq} - i_{sd} \omega_s L_{sd}) W_{sq} \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} i_{sd} &= \frac{1}{1 + W_{sd} W_{sq} \omega_s^2 L_{sd} L_{sq}} (W_{sd} u_{sd} + \omega_s L_{sq} W_{sd} W_{sq} u_{sq}) \\ i_{sq} &= \frac{1}{1 + W_{sd} W_{sq} \omega_s^2 L_{sd} L_{sq}} (-\omega_s L_{sd} W_{sd} W_{sq} u_{sd} + W_{sq} u_{sq}) \end{aligned} \quad (12)$$

$$W(s) = \frac{W_i W_{nl}}{1 + W_{sd} W_{sq} \omega_s^2 L_{sd} L_{sq}} \begin{bmatrix} W_{sd} & \omega_s L_{sq} W_{sd} W_{sq} \\ -\omega_s L_{sd} W_{sd} W_{sq} & W_{sq} \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\text{Trong đó: } W_{sd} = \frac{1/R_s}{T_{sd}s + 1}; W_{sq} = \frac{1/R_s}{T_{sq}s + 1};$$

$$W_{nl} = \frac{K_{nl}}{T_{nl}s + 1}; W_i = \frac{K_i}{T_i s + 1}.$$

Nhìn vào (11), (12), (13) thể hiện sự tác động xen kẽ rõ rệt. Để đạt được chất lượng mong muốn như hàm truyền hệ kín của tiêu chuẩn tối ưu modul

$$W_m(s) = \frac{1}{1 + 2T_\sigma s + 2_{sd} T_\sigma^2 s^2} \quad (14)$$

Trước hết phải tiến hành tách kênh.

Các bộ điều chỉnh tách kênh được xác định như sau:

$$W_R(s) = W_m(s) [I - W_m(s)]^{-1} W(s) \quad (15)$$

Khi chọn $T_\sigma = T_{si} = 2T_i = 0,002$ sẽ có $T_\sigma^2 \ll 1$ có thể bỏ qua. Khi đó có thể xác định được hàm số truyền các khâu hiệu chỉnh tách kênh cho mạch vòng dòng điện là:

$$\begin{aligned} W_R(s) &= \frac{1}{4T_i K_{nl} K_i} \begin{bmatrix} L_{sd}(1 + \frac{1}{T_{sd}s}) & \frac{-\omega_s L_{sq}}{s} \\ \frac{\omega_s L_{sd}}{s} & L_{sq}(1 + \frac{1}{T_{sq}s}) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} \\ R_{21} & R_{22} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (16)$$

Khi nghiên cứu mô phỏng, các bộ điều chỉnh tách kênh này sẽ được ghép nối vào mạch dòng điện của ĐC trên Hình 2.

Điều khiển dịch chuyển dọc trục

Để đơn giản, giả thiết rằng chuyển động hướng tâm của rotor được không chế bởi hai ổ đỡ hướng tâm lý tưởng. Vì vậy, chuyển động dọc trục là độc lập với chuyển động hướng tâm và có thể biểu diễn như sau [1,2,3,4]: $F - F_L = m\ddot{z}$ (17)

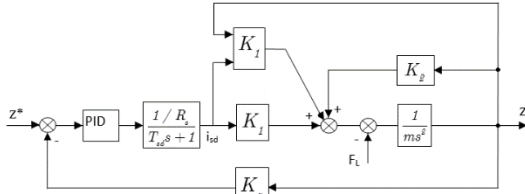
Trong đó m là khối lượng của các phần chuyển động và F là lực dọc trục.

Sau đó thay (1),(2),(3),(4),(5) vào (17) ta có:

$$m\ddot{z} + F_L = k_1(i_{2d} - i_{1d}) + k_1(i_{2d} - i_{1d})z - k_2 z \quad (18)$$

Trong đó $k_1 = 2 \frac{\mu_0^2 N^2}{g_0^2} \psi_p$; $k_2 = 2 \frac{\mu_0}{S_p g_0} \psi_p^2$

Dễ dàng thấy rằng hệ thống này không ổn định. Để ổn định hóa hệ thống, một bộ điều khiển với thành phần vi phân được sử dụng. Mạch vòng điều khiển khoảng cách trực được biểu diễn ở hình Hình 7.



Hình 7. Mạch vòng điều khiển khoảng cách trực

Mạch vòng điều khiển khoảng cách trực bao gồm hàm truyền kín của mạch vòng dòng điện bên trong và hàm chuyển động trực. Vì tải của trực thường là không biết nên nó được xử lý ở bước thứ nhất như là một nhiễu bên ngoài hệ thống.

Để triệt tiêu sai lệch tĩnh, ta sử dụng bộ điều khiển PID. Hàm truyền của bộ điều khiển PID được biểu diễn như sau:

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_I}{s} + K_D s \quad (19)$$

Hệ thống sẽ ổn định khi các tham số bộ điều khiển thỏa mãn:

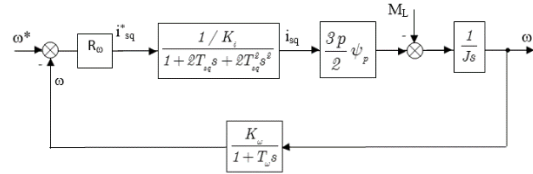
$$\begin{cases} K_p > \frac{K_2}{K_1 K_z} \\ K_I < \frac{K_D (K_1 K_p + K_2)}{m} \\ K_I > 0 \\ K_D > 0 \end{cases} \quad (20)$$

Điều khiển tốc độ

Đối với tất cả các loại ĐC, sai lệch giữa mô men điện từ M và mô men tải M_L gây ra gia tốc của rotor theo đặc tính cơ học của các truyền động ĐC. Phương trình chuyển động quay có thể được viết như sau [1,3,4,5]:

$$M - M_L = J \frac{d\omega}{dt} \text{ hoặc } \frac{\omega}{M - M_L} = \frac{1}{Js} \quad (21)$$

Mô men có thể điều khiển được bằng dòng điện trực q như biểu diễn ở phương trình (1) - (5); vì vậy, mạch vòng điều khiển tốc độ được biểu diễn ở hình Hình 8.



Hình 8. Mạch vòng điều khiển tốc độ

Tương tự như mạch vòng điều khiển chuyển dịch dọc trục, mạch vòng điều khiển tốc độ cũng bao gồm mạch vòng điều khiển dòng điện bên trong và hàm truyền ĐC cố định. Vì tải chưa xác định nên ở bước thứ nhất nó được coi như là một nhiễu ngoài hệ thống. Ảnh hưởng của đo lường tốc độ thường được kết hợp với hằng số thời gian tương đương của mạch vòng điều khiển dòng điện. Hàm truyền kín của hệ thống như sau:

$$W_K(s) = \frac{R_\omega W_0}{1 + R_\omega W_0} = \frac{K R_\omega}{s(T_s' s + 1) + K R_\omega} \quad (22)$$

Mạch vòng tốc độ là khâu tích phân quán tính nên ta sử dụng tiêu chuẩn tối ưu đối xứng với hàm số truyền chuẩn:

$$W_C(s) = \frac{1 + 4T_s s}{1 + 4T_s s + 8T_s^2 s^2 + 8T_s^3 s^3} \quad (23)$$

Cân bằng (22) và (23) ta có:

$$\frac{K R_\omega}{s(T_s' s + 1) + K R_\omega} = \frac{1 + 4T_s s}{1 + 4T_s s + 8T_s^2 s^2 + 8T_s^3 s^3}$$

Chọn: $2T_s' s = T_s$, giải phương trình trên ta được:

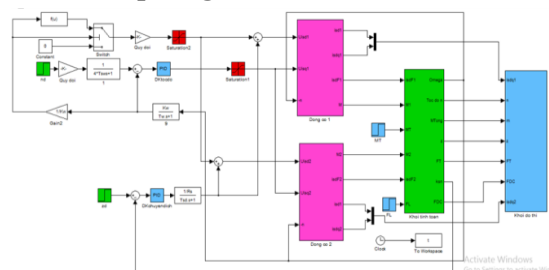
$$R_\omega = \frac{1 + 4T_s s}{K 8T_s^2 s} = \frac{1}{K 8T_s^2 s} + \frac{1}{2KT_s} \quad (24)$$

ĐÁNH GIÁ CHẤT LƯỢNG BẰNG MÔ PHỎNG

Số liệu của ĐC và thông số mô phỏng

$R_s = 2,3 \Omega$; $L_{sq} = 9,6 \cdot 10^{-6} \text{ H}$; $L_{sd} = 8,2 \cdot 10^{-6} \text{ H}$;
 $T_{sq} = 4,2 \cdot 10^{-6}$; $T_{sd} = 3,56 \cdot 10^{-6}$; $\psi_p = 0,0126 \text{ Wb}$;
 $Z_p = 1$; $g_0 = 1,7 \cdot 10^{-3} \text{ m}$; $m_{rotor} = 0,235 \text{ kg}$;
 $J_r = 0,0000082 \text{ kgm}^2$; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$;
 $K_{nl} = 5$; $K_i = 1$; $T_i = 0,001$; $K_\omega = 0,00417$;
 $T_\omega = 0,1$; $T_{s0} = T_\omega + 2T_i$; $2T_s' = T_{s0}$.

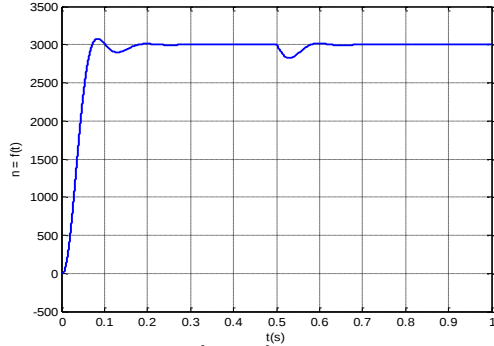
Sơ đồ mô phỏng ĐC AFPM



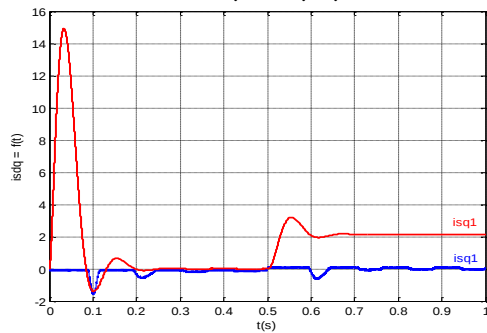
Hình 8. Sơ đồ mô phỏng

Kết quả mô phỏng

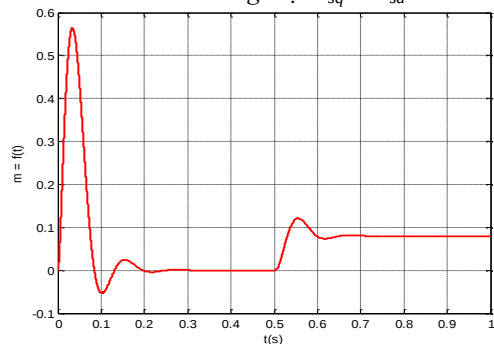
+ Trường hợp tốc độ đặt định mức $n = 3000$ v/ph; $m = 0,08$ Nm, $z = 0$.



Hình 9. Đồ thị tốc độ định mức

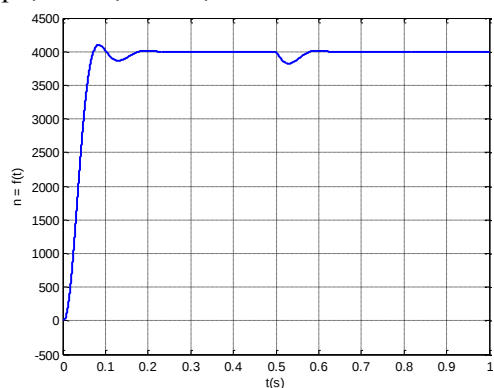


Hình 10. Dòng điện i_{sq} và i_{sd}

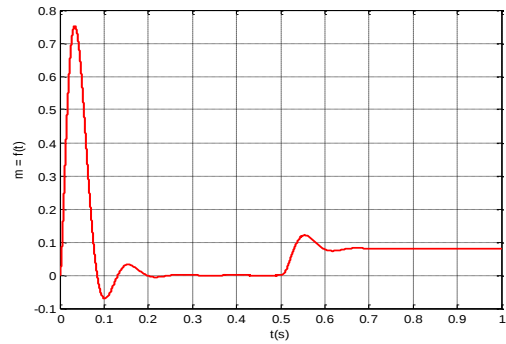


Hình 11. Mô men DC

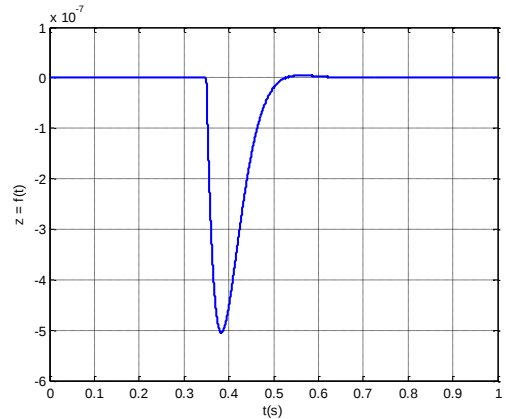
+ Trường hợp tốc độ trên định mức $n = 4000$ v/ph; $m = 0,08$ Nm; $z \neq 0$.



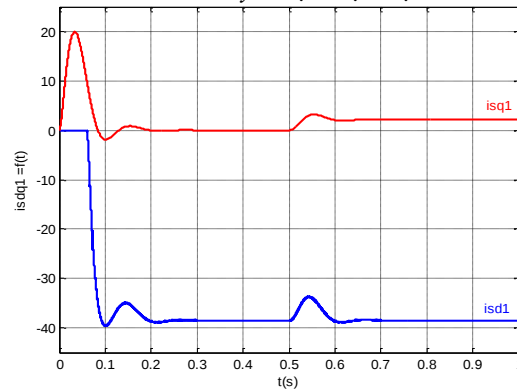
Hình 12. Đồ thị tốc độ trên định mức



Hình 13. Mô men DC



Hình 14. Chuyển dịch dọc trục z



Hình 15. Dòng điện i_{sq} và i_{sd}

KẾT LUẬN

Sử dụng DC đồng bộ từ thông dọc trục kích từ nam châm vĩnh cửu có cấu trúc đặc biệt và sử dụng ổ đỡ từ hai đầu trục như trên hình H.1, đã tạo nên hai mạch vòng điều khiển tốc độ và chuyển dịch dọc trục của rotor (ở đây đã coi các ổ đỡ từ hai đầu trục luôn luôn làm đúng chức năng danh định của nó). Bằng phương pháp điều khiển tựa theo từ thông rotor (T^4R), bước đầu đã đạt được một số vấn đề sau:

- Điều chỉnh tốc độ DC với tốc độ trên định mức bằng giảm từ thông nhờ bơm vào một

dòng i_{sd} ngược chiều với từ thông cực ψ_p trong phạm vi đảm bảo mô men làm việc cho ĐC;

- Luôn luôn giữ cho rotot ở vị trí trùng với tâm của ĐC nhờ vào mạch vòng điều khiển chuyển dịch dọc trục;
- Các vấn đề cần tiếp tục nghiên cứu là nâng cao chất lượng điều khiển cho ĐC và đảm bảo mô men tối ưu khi giảm từ thông.
- Tiến hành thí nghiệm trên ĐC AFPM.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

1. Nguyen Phung Quang and Jörg-Andreas Dittich (2008), *Vector Control of Three-Phase AC Machines*, Springer,
2. Akira Chiba, adashi Fukao, Osamu Ichikawa, Masahide Oshima, asatsugu Takemoto and David G. Dorrell (2005), *Magnetic Bearings and Bearingless Drives*, Newnes.

3. Quang Dich Nguyen and Satoshi Ueno (2010), *Analysis and Control of Non-Salient Permanent Magnet Axial-Gap Self-Bearing Motor*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. PP, No. 99, pp. 1-8, (early access).
4. Nguyễn Văn Liễn, Nguyễn Mạnh Tiến, Đoàn Quang Vinh (2005), *Điều khiển ĐC xoay chiều cấp từ biến tần bán dẫn*, Nxb KHKT.
5. Nguyễn Đức Quận (2015), *Mô hình hóa, mô phỏng và điều khiển ĐC từ trở tốc độ cao*, Tạp chí KH&CN ĐH Đà Nẵng – Số 11(96). Quyển 2.
6. Nguyễn Doãn Phước (2007), *Lý thuyết điều khiển tuyến tính*. Nxb KH&KT.
7. Trong Duy Nguyen, Gilbert Foo Hock Beng, King-Jet Tseng, Don Mahinda Vilathgamuwa, and Xinan Zhang (September 2012), *Modeling and Position-Sensorless Control of a Dual-Airgap Axial Flux Permanent Magnet Machine for Flywheel Energy Storage Systems*, Journal of Power Electronics, Vol. 12, No. 5.

SUMMARY

CONTROL DESIGN FOR AXIAL FLUX PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR WHICH OPERATES ABOVE THE NOMINAL SPEED

Duong Quoc Tuan*, Nguyen Nhu Hien, Tran Xuan Minh
Thai Nguyen University of Technology

When two mechanic bearings of the axial flux permanent magnet (AFPM) synchronous motor are replaced by magnetic bearings, the motor can operate at much higher speed above base speed. There are a lot of industrial applications which require very high speed, however, there are not many researches refer to this issue. One of the way to speed up the motor to the speed above its rated speed is flux weakening of the rotor flux (ψ_p). This paper proposes a solution to increase the motor speed to above base speed by applying a current i_{sd} opposite in direction with the flux ψ_p while maintaining an optimal motor torque. The simulation results prove the correctness of the proposed solution.

Keywords: AFPM, axial flux permanent magnet synchronous motor, optimal control, above nominal speed, flux weakening

Ngày nhận bài: 01/11/2017; Ngày phản biện: 26/11/2017; Ngày duyệt đăng: 05/01/2018

* Tel: 0912 269147, Email: duongquoctuan-tdh@tnut.edu.vn