

XÂY DỰNG THUẬT TOÁN ĐIỀU KHIỂN ĐỘNG CƠ PMSM TRÊN CƠ SỞ HIỆU CHỈNH CÁC ĐẶC TÍNH TÍNH

BUILDING PMSM MOTOR CONTROL ALGORITHM ON THE BASIS OF CORRECTION OF STATIC CHARACTERISTICS

Vũ Hữu Thích^{1,*}

TÓM TẮT

Bài báo nghiên cứu đưa ra thuật toán điều khiển động cơ PMSM công suất nhỏ bằng phương pháp hiệu chỉnh các đặc tính tĩnh theo điện áp pha của động cơ. Tính đúng đắn của thuật toán được kiểm nghiệm bằng mô phỏng trên Simulink. Chất lượng điều khiển được so sánh với phương pháp điều khiển vector kinh điển - một phương pháp được đánh giá là có chất lượng điều khiển tốt nhất hiện nay. Kết quả nghiên cứu có thể sử dụng để xây dựng hệ truyền động động cơ PMSM công suất nhỏ chất lượng cao ứng dụng trong công nghiệp và quốc phòng.

Từ khóa: Hiệu chỉnh đặc tính tĩnh, điều khiển động cơ PMSM

ABSTRACT

The research paper proposes control algorithm for small capacity PMSM motor by correcting the static characteristics according to the motor's phase voltage. The correctness of the algorithm is tested by simulation on Simulink. The quality of control has been compared to the classic vector control method - a method that is considered to have the best control quality available today. The research results can be used to build high-quality small-capacity PMSM motor drive for industrial and defense applications.

Keywords: Adjust the static characteristics, control the PMSM motor.

¹Trung tâm Việt - Nhật, Trường Đại học Công nghiệp Hà Nội

*Email: thichvh@hau.edu.vn

Ngày nhận bài: 15/01/2021

Ngày nhận bài sửa sau phản biện: 23/6/2021

Ngày chấp nhận đăng: 27/12/2021

1. ĐẶT VẤN ĐỀ

Do có kết cấu đơn giản, bền vững, không tổn hao kích từ, độ ổn định tốc độ cao và các đặc tính vận hành tốt nên động cơ đồng bộ kích thích vĩnh cửu (PMSM) trở thành loại máy điện được sử dụng rộng rãi trong công nghiệp và quốc phòng ở dải có công suất nhỏ. Các ưu điểm đó đã tạo nên sự nổi bật so với các loại động cơ khác và cho phép sử dụng trong hệ thống điều khiển tự động các hệ truyền động robot, các máy CNC, các hệ thống quan sát chính xác... mà ở đó yêu cầu ổn định tốc độ giữ vai trò quan trọng nhất của quá trình công nghệ [1]. Nguyên tắc điều khiển PMSM được phát triển dựa trên cơ sở cần hiện đại hóa các thiết bị kỹ

thuật của các hệ truyền động và ưu điểm của nó, chẳng hạn như các cảm biến góc quay, cảm biến tốc độ, dạng thiết bị biến đổi, khả năng tính toán của các vi điều khiển [4].

Trong khoảng vài chục năm trở lại đây, việc thực hiện điều khiển vector PMSM dựa trên hệ trục tọa độ quay (dq) được đánh giá cao và đã trở thành phương pháp mang tính kinh điển. Điều khiển vector (ĐKVT) được hiểu đơn giản là tạo ra được quy luật bất kỳ để thay đổi sức điện động stato F_s và từ thông rotor Ψ_r , với các mục đích khác nhau như: đảm bảo cực trị momen, đảm bảo giá trị hệ số công suất, đảm bảo momen cực đại/đơn vị dòng điện, hiệu suất cực đại và đảm bảo mức tổn hao ở giá trị cho trước [2]. Tuy nhiên, điều khiển vector kinh điển cũng còn nhiều mặt hạn chế như: khối lượng tính toán lớn, số lượng bộ chuyển đổi hệ trục tọa độ nhiều và phải sử dụng các cảm biến dòng điện [5].

Phương pháp điều khiển có hiệu chỉnh các đặc tính tĩnh, về bản chất vẫn là ĐKVT nhưng khắc phục được các hạn chế nêu trên vì cấu trúc hệ thống đơn giản hơn nhiều trong thiết kế tính toán và chỉnh định, giảm bớt được dung lượng tính toán cho vi điều khiển, không phải đo dòng điện pha nên không cần cảm biến dòng điện, chỉ tồn tại một bộ chuyển đổi hệ trục tọa độ. Vấn đề chất lượng phụ thuộc chính vào thuật toán hiệu chỉnh.

2. XÂY DỰNG THUẬT TOÁN ĐIỀU KHIỂN HIỆU CHỈNH ĐẶC TÍNH TÍNH PMSM

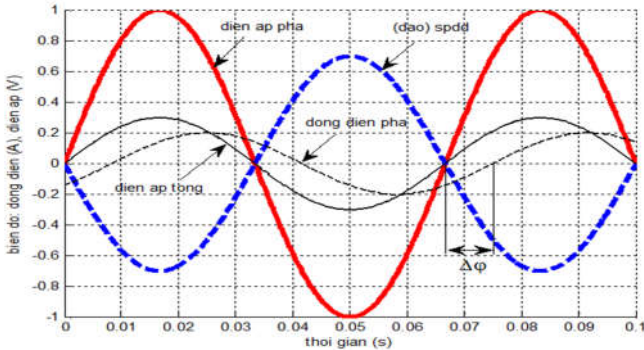
2.1. Điều khiển PMSM trong hệ trục tọa độ dq

Các phép biến đổi thuận - ngược giữa các hệ trục tọa độ đã cho phép điều khiển động cơ xoay chiều nói chung một cách đơn giản hơn. Liên quan trực tiếp đến rotor là dòng điện phản kháng i_d - cần điều khiển tiến tới không, còn i_q là dòng điện sinh từ thông stato - cần điều khiển tiến đến vuông góc với vector từ thông rotor, với mục đích là điều khiển được momen động cơ [1].

Để điều khiển được cả i_d và i_q , thông thường người ta sử dụng các bộ điều khiển (BĐK) PI. Thường cấp tác động điều khiển bằng không đến BĐK R_{i_d} và đưa đến BĐK còn lại R_{i_q} tín hiệu điều khiển tổng, đó có thể là tín hiệu từ BĐK tốc độ trong trường hợp điều chỉnh tốc độ hoặc tín hiệu tỷ lệ với momen yêu cầu.

2.2. Phương pháp điều khiển hiệu chỉnh đặc tính tĩnh PMSM

Để hiểu rõ bản chất của việc điều khiển có hiệu chỉnh các đặc tính tĩnh, ta xét các dạng các dạng điện áp và dòng điện pha PMSM trên hình 1.



Hình 1. Dạng điện áp và dòng điện pha của PMSM

Điện áp tổng ở cuộn dây pha - là hiệu giữa điện áp đặt vào cuộn dây và sức phản điện động (spđđ), vượt pha trước dòng điện được xác định bằng biểu thức:

$$U_s = U_m \sin(\omega t) - \omega C_e \sin(\omega t) \tag{1}$$

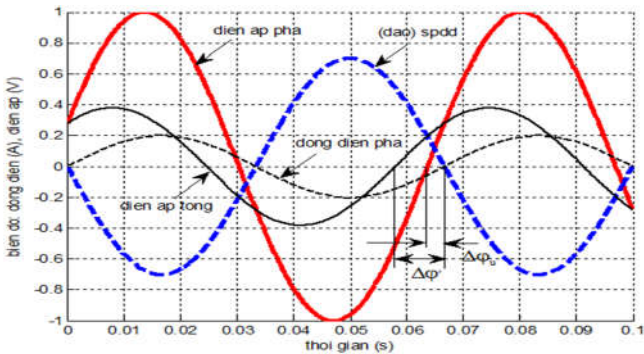
trong đó, U_m là biên độ điện áp pha, ω là tần số của từ trường quay stato và C_e là hệ số của spđđ.

Dưới tác động của điện cảm, dòng điện sẽ lệch pha tương đối so với điện áp, độ lệch pha được xác định bằng biểu thức:

$$\Delta\varphi = -\arctg(T_f \omega) \tag{2}$$

trong đó, $T_f = L/R$ là hằng số thời gian, L và R tương ứng là điện cảm và điện trở của cuộn dây stato.

Như đã biết, đặc tính góc của máy điện đồng bộ có dạng hình sin và momen đạt cực đại khi từ thông stato và từ thông rotor lệch nhau 90° điện. Phân tích hình vẽ và các biểu thức nêu ra ở trên cho thấy rằng: do có sự lệch pha tương đối giữa dòng điện và điện áp nên momen có thể sẽ không đạt được giá trị cực đại. Vì vậy cần hiệu chỉnh độ lệch pha của dòng điện bằng điện áp pha, có nghĩa là cần làm sao để dòng điện ngược pha với spđđ. Xét các đồ thị trên hình 2.



Hình 2. Mong muốn dạng điện áp và dòng điện khi điều khiển hiệu chỉnh

Điểm 0 của dịch pha được lấy là điểm mà tại đó spđđ bắt đầu âm, tạo ra lệch pha $\Delta\varphi_u$ của điện áp đặt theo pha,

khi đó biểu thức (1) cho điện áp tổng của cuộn dây pha có dạng sau:

$$U_s = U_m \sin(\omega t + \Delta\varphi_u) - \omega C_e \sin(\omega t) = U_{sm} \sin(\omega t + \Delta\varphi) \tag{3}$$

trong đó, U_{sm} là điện áp tổng của pha, $\Delta\varphi$ là dịch pha của điện áp tổng.

Trong biểu thức (3), mức lệch pha đặt trước của vector điện áp pha $\Delta\varphi_u$ bằng \arctg giữa tỷ số các điện áp theo trục d và q, còn dòng điện theo trục d - tương ứng sinh ra spđđ sẽ bằng 0.

$$\Delta\varphi_u = \arctg\left(\frac{U_d}{U_q}\right) \tag{4}$$

2.3. Xây dựng thuật toán điều khiển

Hệ phương trình mô tả các quá trình điện từ PMSM ở hệ tọa độ (dq) [2]:

$$\begin{cases} u_d = R i_d + p\psi_d - \omega\psi_q; \\ u_q = R i_q + p\psi_q + \omega\psi_d; \\ \psi_d = L i_d + \psi_{fd}; \\ \psi_q = L i_q; \end{cases}$$

trong đó, $\psi_{fd} = \psi_f$ là véc tơ từ thông móc vòng tạo bởi nam châm cố định. Ta viết các phương trình dưới dạng vector không gian:

$$U_d = R(T_f p + 1)I_d - R\omega T_f I_q \tag{5}$$

$$U_q = R(T_f p + 1)I_q - R\omega T_f I_d + \omega C_e$$

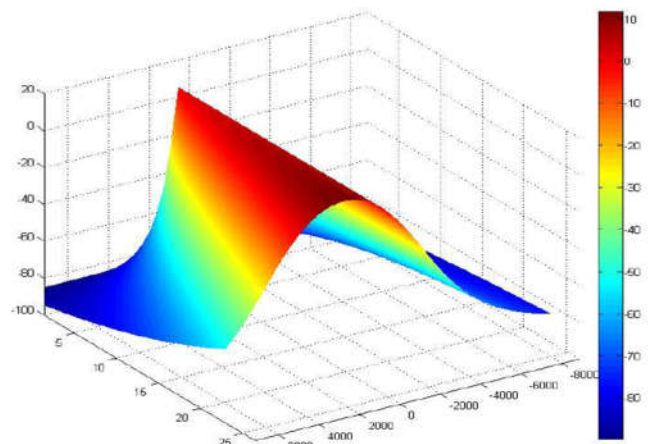
Từ các phương trình trên ta tìm được:

$$I_d = \frac{U_d(T_f p + 1) + U_q \omega T_f - C_e \omega^2 T_f}{R[(T_f p + 1)^2 - (\omega T_f)^2]} \tag{6}$$

Trong các biểu thức (4) và (6) với điều kiện $p = 0$ và $i_d = 0$ ta có luật hiệu chỉnh tĩnh:

$$U_d = \omega T_f (C_e \omega - U_q) \tag{7}$$

Mối quan hệ giữa góc hiệu chỉnh và tần số quay: $\Delta\varphi_u = F(\omega, U_q = \text{const})$ được đưa ra trên hình 3.



Hình 3. Mặt cong khối hiệu chỉnh khi $U_q = \text{const}$ ở các chế độ làm việc khác nhau của động cơ

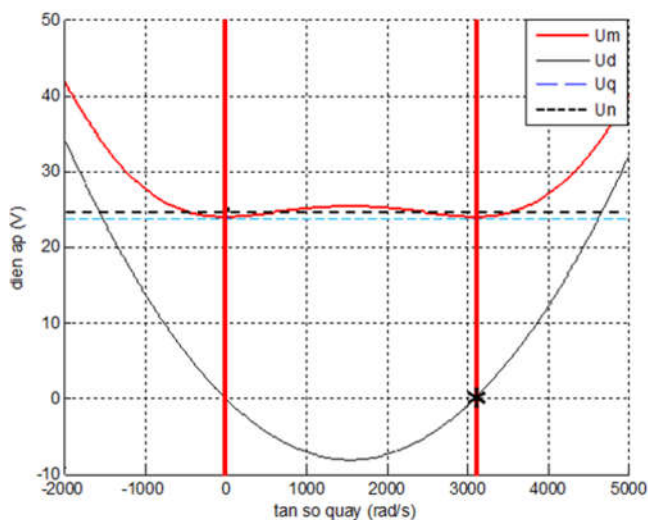
Chế độ động cơ tương ứng với góc hiệu chỉnh dương, chế độ máy phát tương ứng với góc hiệu chỉnh âm. Góc hiệu chỉnh sẽ tiến tới -90° điện phụ thuộc vào việc tăng tốc động cơ. Ở chế độ hãm cũng tương tự chế độ máy phát góc hiệu chỉnh sẽ tiến gần đến -90° điện tùy thuộc tần số quay của động cơ.

Với luật (7), ta xây dựng các hệ thống hiệu chỉnh như ở nhiều công trình đã công bố, nhưng để áp dụng được biểu thức (6) cần xây dựng bộ biến đổi hệ trục tọa độ (dq) sang (abc) hoặc chuyển sang hệ tọa độ cực.

Biểu thức biến đổi từ hệ trục tọa độ (dq) sang (abc) cho một pha bất kỳ của động cơ có dạng:

$$u_f = u_d \sin\varphi + u_q \cos\varphi$$

Thấy rõ là, nếu không thỏa mãn điều kiện $U_d^2 + U_q^2 < U_n^2$ (*) - với U_n là điện áp một chiều cấp đến bộ khuếch đại công suất (KĐCS) thì không thể tạo vector điện áp tổng U_s để đưa dòng điện i_d về giá trị 0. Bộ KĐCS trong trường hợp này làm việc ở chế độ chưa bão hòa, điều đó dẫn đến việc mất đi dạng hình sin của các dòng điện, tăng nhiều điện từ và tính không trơn của momen. Vấn đề này dẫn đến việc không đảm bảo $U_d > 0$ để hiệu chỉnh, còn nếu $U_q = U_n$ nghĩa là không có sự bảo đảm tính tuyến tính của đặc tính tới hạn sẽ làm tăng các tổn hao ở động cơ.



Hình 4. Điện áp điều khiển và điện áp nguồn cấp trong mạch hiệu chỉnh tĩnh (dấu * là chế độ không tải)

Trên hình 4 có đưa ra ví dụ thấy rõ là không phải ở mọi vùng tốc độ đều có khả năng bảo đảm vector điện áp U_m trong mạch có sự vượt biên độ điện áp nguồn U_n . Các điểm cần chú ý đặc biệt ở đây là các chế độ hãm và chế độ máy phát, ở các chế độ này là có sự tăng đột biến của biên độ yêu cầu U_m .

Như vậy, đối với các ứng dụng mà ở đó cần dòng điện tới hạn dạng hình sin thì có thể kết luận: Việc điều khiển theo điện áp đầu vào U_q là không cho phép vì không đảm bảo việc thực hiện được điều kiện (*).

Xét nhóm các điều kiện biên mà chúng đảm bảo cho dòng điện i_d có giá trị 0 là:

$$\begin{cases} \Delta\varphi_u = \arctg\left(\frac{u_d}{u_q}\right) \\ U_n = \sqrt{U_d^2 + U_q^2} \\ U_d = \omega T_\phi (C_e \omega - U_q) \end{cases} \quad (8)$$

Kết hợp các phương trình trên vào hệ (8) ta có:

$$U_d = \omega \frac{L}{R} (C_e \omega - \sqrt{U_n^2 - U_d^2}) \quad (9)$$

Giải tương đối (9) theo U_d và coi $U_n^2 - U_d^2$ luôn lớn hơn 0, ta có các nghiệm sau:

$$U_{d1,2} = \frac{-\frac{C_e}{T_\phi} \pm \sqrt{\frac{U_n^2}{\omega^2 T_\phi^2} + U_n^2 - \omega^2 C_e^2}}{1 + \frac{1}{\omega^2 T_\phi^2}} \quad (10)$$

Nếu động cơ làm việc ở vùng đặc tính cơ tới hạn, còn các điều kiện tối thiểu hóa hệ số phi tuyến của các đặc tính tính không xuất hiện, sẽ có ý nghĩa nếu chuyển sang điều khiển theo biên độ của điện áp pha U_m . Trong trường hợp này, để đảm bảo việc bằng 0 của dòng điện theo trục d cần sử dụng biểu thức thứ nhất và thứ hai của hệ (8) cùng với biểu thức (9), khi đó U_n được thay bằng U_m , nghĩa là:

$$\begin{cases} \Delta\varphi_u = \arctg\left(\frac{U_d}{\sqrt{U_m^2 - U_d^2}}\right) \\ U_{d1,2} = \frac{-\frac{C_e}{T_\phi} \pm \sqrt{\frac{U_m^2}{\omega^2 T_\phi^2} + U_m^2 - \omega^2 C_e^2}}{1 + \frac{1}{\omega^2 T_\phi^2}} \end{cases} \quad (11)$$

Từ (4) thấy rõ hình dạng của đặc tính hiệu chỉnh trong trường hợp nguồn cấp giới hạn khác với trường hợp chưa giới hạn, một đặc thù là có sự nhảy cấp của đặc tính cơ -90° ở chế độ máy phát. Điều đó dẫn đến việc không thể đạt được góc hiệu chỉnh $\Delta\varphi_u$ với giá trị véc tơ U_m . Luật hiệu chỉnh vừa tìm được cho phép bảo đảm:

- $i_d = 0$ trong toàn vùng tốc độ;
- Khả năng sử dụng động cơ ở đặc tính cơ tới hạn;
- Tổn hao nhiệt ở động cơ nhỏ nhất ở mọi chế độ (máy phát, động cơ, hãm);
- Không cần sử dụng bộ chuyển đổi hệ trục tọa độ.

Để đảm bảo tính tuyến tính của đặc tính hiệu chỉnh cần thực hiện việc điều chỉnh điện áp U_q , trong đó cần: hoặc cho chế độ làm việc của hệ thống truyền động ở chế độ hạn chế của bộ KĐCS, hoặc bổ sung thêm luật giới hạn cho giá trị điện áp cấp đến U_q . Trong trường hợp thứ nhất sẽ xuất hiện các vấn đề liên quan đến việc dòng điện pha không có dạng hình sin, còn ở trường hợp thứ hai sẽ không đạt được đặc tính cơ tới hạn của động cơ.

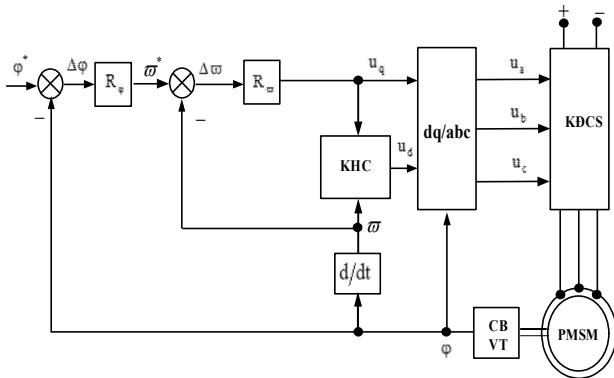
3. MÔ PHỎNG VÀ ĐÁNH GIÁ KẾT QUẢ

Để xác minh tính đúng đắn của thuật toán đã xây dựng, tiến hành kiểm chứng qua mô phỏng. Kết quả mô phỏng

được so sánh với với phương pháp điều khiển vector kinh điển - đây là phương pháp được đánh giá là có chất lượng tốt nhất hiện nay trong điều khiển động cơ xoay chiều thông qua việc so sánh độ tuyến tính của đặc tính cơ, đặc tính hiệu suất, đặc tính dòng điện i_d và đặc tính công suất.

3.1. Đề xuất cấu trúc và bộ tham số mô phỏng

Các tham số PMSM và các tham số tính toán: Điện trở pha stato: 5,0Ω; điện áp pha: 12V; tốc độ không tải: 2150v/ph; momen khởi động: 0,324Nm; công suất cơ: 18W; hằng số thời gian cơ điện: 160ms; hằng số thời gian điện từ: 0,07ms; hệ số momen: 0,12Nm/A; hệ số spdđ: 0,12Vs/rad; momen quán tính: 2,3.10⁻⁴kg.m²; R = 5,0Ω; L = 0,0035H; p = 4;



Hình 5. Cấu trúc mô phỏng đánh giá chất lượng thuật toán

Có thể thấy các ưu điểm của cấu trúc đã đề xuất như sau: không tồn tại các bộ điều chỉnh dòng điện, điều này giúp cho cấu trúc hệ thống đơn giản hơn nhiều trong thiết kế tính toán và chỉnh định, giảm bớt được dung lượng tính toán cho vi điều khiển; không phải đo dòng điện pha nên không cần cảm biến dòng điện; chỉ tồn tại một bộ chuyển đổi hệ trục tọa độ.

3.2. Kết quả mô phỏng

a) Các sơ đồ mô phỏng hệ thống

Bộ điều chỉnh dòng điện theo trục d trong trường hợp này là bộ PI có dạng: $u_d = -\left(k_p \Delta i_d + k_i \int_0^t \Delta i_d dt\right)$ với k_i và k_p tương ứng là các hệ số tích phân và hệ số tỉ lệ; dòng điện đặt $i_d^* = 0$

Để đảm bảo tính khách quan, dưới đây sẽ tiến hành mô phỏng hai trường hợp:

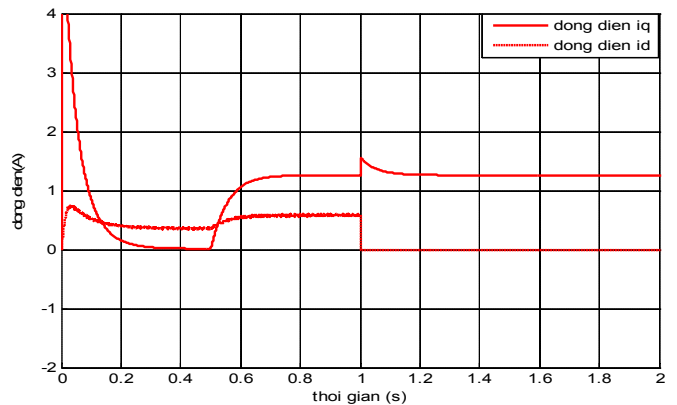
Trường hợp 1. Hệ thống ĐKVT: có bộ điều chỉnh dòng điện R_{id} và không có bộ điều chỉnh dòng điện R_{iq} (tín hiệu u_d được đặt bằng 0, tương đương với điều khiển không có khâu hiệu chỉnh các đặc tính tĩnh).

Trường hợp 2. Hệ thống điều khiển hiệu chỉnh đặc tính tĩnh với thuật toán đã đưa ra: có bộ hiệu chỉnh và không có bộ hiệu chỉnh (tín hiệu u_d được đặt bằng 0, tương đương với điều khiển vector khi không có bộ điều chỉnh dòng điện R_{id}).

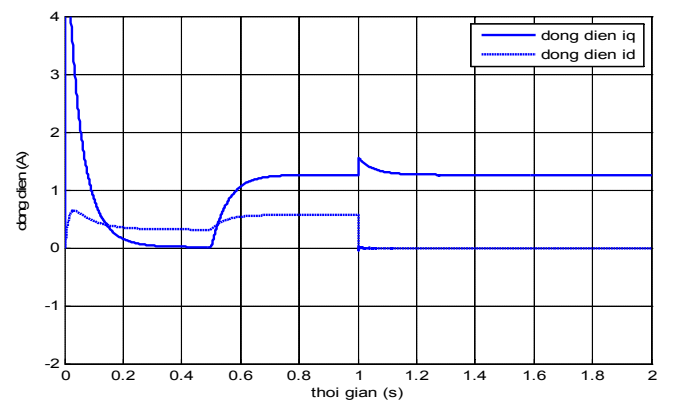
b) Các kết quả mô phỏng và nhận xét

Hình 6 trong cả hai trường hợp ĐKVT và HCĐTT, sau khi khởi động thành phần dòng điện sinh i_q về giá trị 0. Tại thời

điểm mang tải, cả hai thành phần dòng điện i_d và i_q này đều tăng, giá trị tăng tùy thuộc độ lớn của tải hoặc lượng đặt u_q^* . Điều đáng quan tâm ở đây là: tại thời điểm 1,0 giây khi nối bộ điều chỉnh dòng điện R_{id} (với ĐKVT) hoặc nối bộ hiệu chỉnh, dòng i_d về giá trị 0. Điều này đúng với bản chất của phương pháp ĐKVT hoặc phù hợp với những phân tích ban đầu khi xây dựng thuật toán. Như vậy momen động cơ ngoài số đôi cực và từ thông của nam châm vĩnh cửu, chỉ còn phụ thuộc duy nhất vào thành phần dòng điện i_q . Nhờ đó mà các đặc tính tĩnh sẽ tuyến tính hơn.

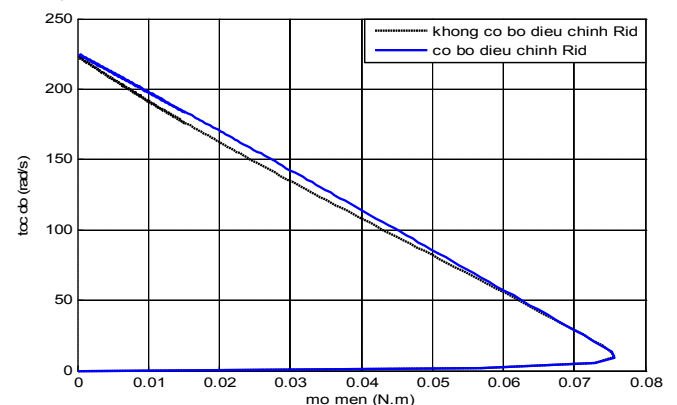


a)

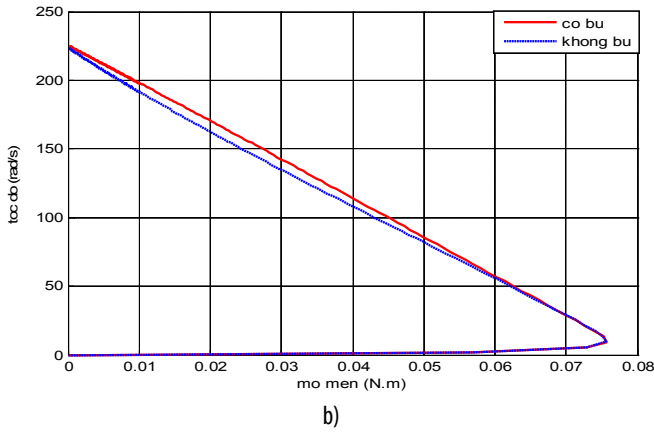


b)

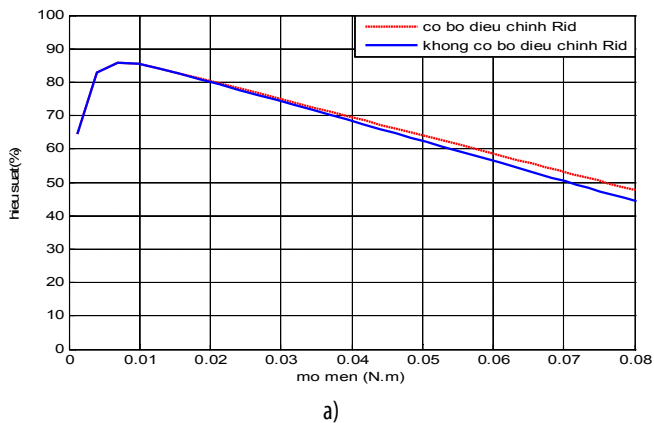
Hình 6. Dạng dòng điện i_d và i_q trong chế độ ĐKVT (a) và HCĐTT (b) Trước 0,5s: khởi động đến tốc độ không tải; Tại 0,5s: đóng tải; Tại 1,0s: nối BDC R_{id} (a) hoặc KHC (b)



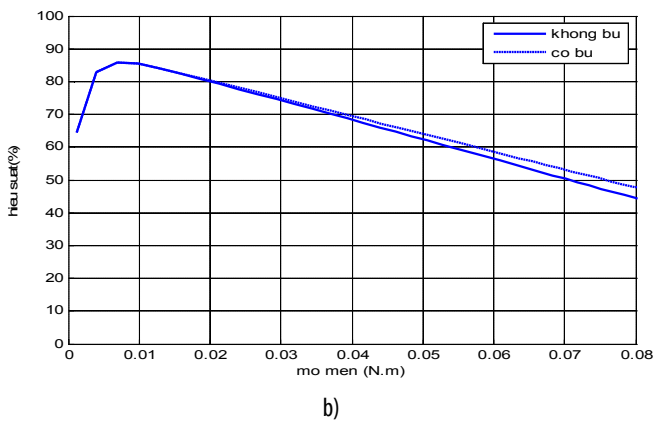
a)



Hình 7. Đặc tính cơ trong chế độ ĐKVT (a) và HCĐTT (b)

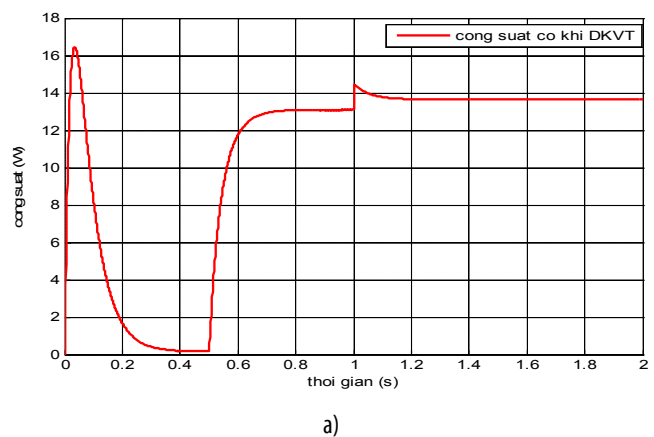


a)

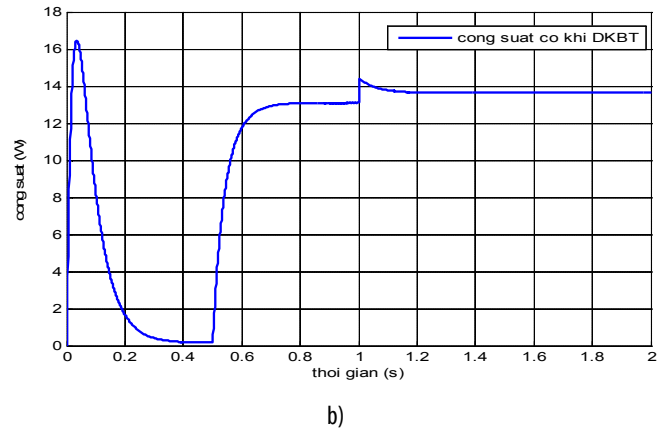


b)

Hình 8. Đặc tính hiệu suất trong chế độ ĐKVT (a) và HCĐTT (b)



a)



b)

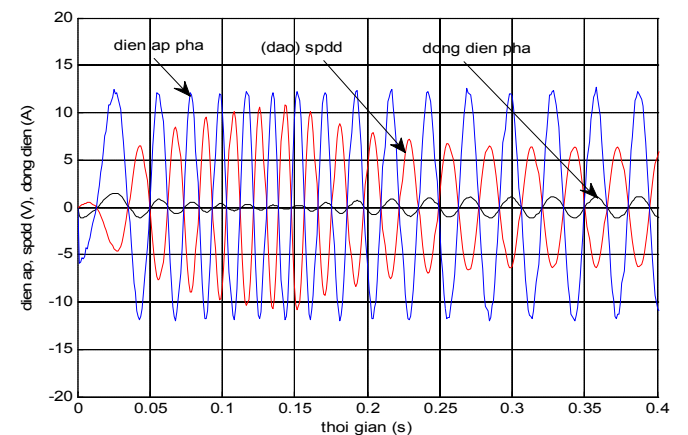
Hình 9. Đặc tính công suất cơ khí ĐKVT (a) và HCĐTT (b)

Trước 0,5s: khởi động đến tốc độ không tải; Tại 0,5s: đóng tải (nhảy bậc); Tại 1,0s: nối BĐC R_{id} (a) hoặc KHC (b)

Hình 7 đặc tính cơ trong chế độ ĐKVT khi có BĐC dòng điện R_{id} và trong chế độ điều khiển HCĐTT khi có bộ HCĐTT là tuyến tính hầu như không có chỗ gãy và có độ cứng lớn hơn hẳn so với khi không có BĐC dòng điện R_{id} hoặc không có bộ hiệu chỉnh. Điều này nói lên rằng khả năng ổn định tốc độ làm việc của hệ thống ĐKVT hoặc HCĐTT là rất tốt.

Hình 8 ở chế độ gắn với chế độ không tải, không thấy có sự chênh lệch hiệu suất khi có và không có BĐC dòng điện R_{id} cũng như khi có và không có bộ hiệu chỉnh. Tuy nhiên ở các chế độ khác, hiệu suất của động cơ khi có BĐC dòng điện R_{id} hoặc có bộ hiệu chỉnh là cao hơn hẳn. Sự chênh lệch về hiệu suất thể hiện càng rõ khi tăng momen tải.

Hình 9 kết quả hoàn toàn phù hợp với bản chất của phương pháp ĐKVT hoặc phù hợp với những phân tích ban đầu khi xây dựng thuật toán hiệu chỉnh. Công suất cơ khí có BĐC dòng điện R_{id} hoặc có bộ hiệu chỉnh cao hơn trong điều kiện cùng lượng đặt đầu vào và cùng momen tải.



Hình 10. Toàn cảnh dạng điện áp, đảo của spđđ và dòng điện pha PMSM trong chế độ điều khiển HCĐTT

Trước 0,15s: khởi động đến tốc độ không tải; Tại 0,15s: đóng tải (nhảy bậc); Tại 0,3s: nối bộ hiệu chỉnh

Nhận xét chung:

- Trước thời điểm 0,3s hệ thống không có bộ hiệu chỉnh, đảo của spđđ và dòng điện pha không ngược pha

180°, điều này chứng tỏ các vector từ thông rotor và stato không vuông góc với nhau.

- Sau thời điểm 0,3s hệ thống được nối bộ hiệu chỉnh, đảo của spđđ và dòng điện pha ngược pha 180°, điều này chứng tỏ các vector từ thông roto và stato vuông góc với nhau.

4. KẾT LUẬN

Qua các kết quả mô phỏng và các nhận xét cho từng trường hợp đã đưa ra ở trên, so sánh chất lượng với phương pháp ĐKVT kinh điển - một phương pháp được đánh giá là có chất lượng tốt nhất hiện nay, có thể kết luận rằng: Với thuật toán đưa ra, chất lượng điều khiển HCĐTT đạt được hoàn toàn tương tự như hệ thống ĐKVT kinh điển. Mặt khác, áp dụng thuật toán điều khiển HCĐTT cho các hệ truyền động PMSM công suất nhỏ khắc phục được những nhược điểm của ĐKVT. Ngoài việc đảm bảo chất lượng, điều khiển HCĐTT làm đơn giản hóa cấu trúc điều khiển thông qua việc giảm hai bộ điều chỉnh dòng điện, hai bộ chuyển hệ trục tọa độ so với ĐKVT, giảm được tối thiểu hai cảm biến dòng điện, giảm đáng kể khối lượng tính toán cho vi điều khiển. Vì vậy có thể chỉ cần sử dụng những vi điều có cấu hình và tốc độ tính toán trung bình cho các hệ thống này, góp phần làm giảm giá thành. Điều đặc biệt hơn cả của điều khiển HCĐTT là luôn giữ momen động cơ ở giá trị cực đại nhờ việc đảm bảo cho vector từ thông stato và vector từ thông rotor vuông góc với nhau.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1]. Vu Huu Thich, Pham Tuan Thanh, Tran Van Cap, 2015. *Enhancing quality of small power permanent magnet synchronous motor angle tracking driver system using adaptive control modal combining with the algorithm for compensation static characteristics*. Journal of Military Science and Technology Vol. 39.
- [2]. Dao Hoa Viet, 2012. *Phan tich va tong hop he thong truyen dong dien*. Military Technical Academy.
- [3]. Chee-Mun Ong. *Dynamic Simulation of Electric Machinery using Matlab/Simulink*. PRENTICE HALL PTR Upper Saddle River, New Jersey 07458.
- [4]. Bortsov Yu. A., Sokolovskiy G. G., 1992. *Automated electric drive with elastic connections*. 2nd ed., Rev. and additional - SPb. : Energoatomizdat. Saint Petersburg department, - 288, ISBN 5-283-04544-7
- [5]. German-Galkin S.G., Kardonov G.A., 2003. *Electrical machines: Laboratory work on a PC*. Korona print.

AUTHOR INFORMATION

Vu Huu Thich

Vietnam - Japan Center, Hanoi University of Industry