

Improving the Torque Quality of Permanent Magnet Synchronous Motors by Model Advanced Predictive Current Control Method

Nhi Van Thi Kieu¹, Dai Le Van¹, Thanh Quy Bach^{1*}

Industrial University of Ho Chi Minh City, Vietnam

*Corresponding author. Email: bachthanquy@iuh.edu.vn

ARTICLE INFO

Received: 17/01/2025
Revised: 07/02/2025
Accepted: 13/03/2025
Published: 28/05/2025

KEYWORDS

Torque fluctuations;
Current harmonics;
Predictive current;
Predictive torque;
PMSM.

ABSTRACT

Drive systems that require high precision often use Permanent Magnet Synchronous Motors (PMSM) due to their high efficiency and reliable operation. However, torque fluctuations and current harmonics in the internal motor are still quite high. This study proposes an improved predictive control model to improve the torque quality as well as reduce the harmonic current in the motor. To reach the control goal and find the best voltage vector for the next control cycle, the proposed predictive current control model uses all three control variables of PMSM at the same time. These are the predictive torque, predictive flux, and predictive current. Matlab/Simulink simulates the proposed control algorithm, revealing its effectiveness in reducing torque ripple and current harmonics in the drive system. Comparing with the FOC (Field Orient Control) method and the conventional model predictive current control, the proposed control solution significantly improves the ability to reduce current harmonics, torque ripples, and response time for PMSM.

Cải Thiện Chất Lượng Mô-men Động Cơ Đồng Bộ Nam Châm Vĩnh Cửu bằng Phương Pháp Mô Hình Điều Khiển Dự Báo Dòng Điện Cải Tiến

Văn Thị Kiều Nhi¹, Lê Văn Đại¹, Bạch Thanh Quy^{1*}

Trường Đại học Công nghiệp Thành phố Hồ Chí Minh, Việt Nam

*Tác giả liên hệ. Email: bachthanquy@iuh.edu.vn

THÔNG TIN BÀI BÁO

Ngày nhận bài: 17/01/2025
Ngày hoàn thiện: 07/02/2025
Ngày chấp nhận đăng: 13/03/2025
Ngày đăng: 28/05/2025

TỪ KHÓA

Dao động mô-men;
Sóng hài dòng điện;
Dự báo dòng điện;
Dự báo mô-men;
PMSM.

TÓM TẮT

Động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu (PMSM) có hiệu suất cao và hoạt động tin cậy, do đó được sử dụng rộng rãi vào các hệ truyền động cần độ chính xác cao. Tuy nhiên, độ dao động mô-men và sóng hài dòng điện trong động cơ trong vẫn còn khá cao. Nghiên cứu này đề xuất một phương pháp mô hình điều khiển dòng điện dự báo cải tiến để cải thiện chất lượng mô-men cũng như giảm thiểu dòng hài trong động cơ. Mô hình điều khiển dự báo đề xuất sử dụng đồng thời các biến điều khiển của PMSM là mô-men dự báo, từ thông dự báo, và dòng điện dự báo để đạt được mục tiêu điều khiển và tìm ra vec-tơ điện áp tối ưu cho chu kỳ điều khiển kế tiếp. Giải pháp điều khiển đề xuất được tiến hành mô phỏng trên Matlab/Simulink và kết quả chứng minh tính hiệu quả của giải pháp đề xuất khi đạt được mục tiêu giảm gọn sóng mô-men và giảm sóng hài dòng điện trong hệ thống truyền động. Đối sánh với phương pháp FOC và phương pháp dự báo dòng điện thì giải pháp điều khiển đề xuất cải thiện đáng kể khả năng giảm sóng hài dòng điện, dao động mô-men xoắn và thời gian đáp ứng cho PMSM.

Doi: <https://doi.org/10.54644/jte.2025.1792>

Copyright © JTE. This is an open access article distributed under the terms and conditions of the [Creative Commons Attribution-NonCommercial 4.0 International License](https://creativecommons.org/licenses/by-nc/4.0/) which permits unrestricted use, distribution, and reproduction in any medium for non-commercial purpose, provided the original work is properly cited.

1. Giới thiệu

Hiện nay, động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu (PMSM) được ứng dụng nhiều vào các hệ truyền động có yêu cầu độ chính xác cao như robot, gia công cơ khí chính xác, xe điện ... vì các ưu điểm của nó như mô-men cao so với khối lượng động cơ nhỏ, hệ số công suất lớn, hoạt động tin cậy và hiệu suất cao [1]-[3]. Tuy nhiên, thách thức lớn nhất đối với loại động cơ này là các phương pháp điều khiển tương đối phức tạp. Hai phương pháp điều khiển định hướng trường (FOC) và điều khiển trực tiếp mô-men (DTC: Direct Torque Control) thường được sử dụng trong điều khiển động cơ PMSM [4], [5]. Trong [3] và [6], phương pháp FOC sử dụng phân điều chỉnh PI để điều chỉnh vòng lặp dòng điện bên trong trục q (đối với mô-men) và điều chỉnh vòng lặp bên ngoài trên trục d (đối với từ thông). Nhóm tác giả nêu bật khả năng của phương pháp FOC rằng giúp động cơ có đặc tính mô-men mượt mà, dòng điện tốt hơn, và đạt được trạng thái vận hành ổn định. Ngược lại với FOC, phương pháp điều khiển DTC không cần thiết phải sử dụng bộ điều khiển PI mà điều khiển trực tiếp mô-men dựa trên độ méo dạng từ thông. Do đó, phương pháp DTC cho ra lực mô-men xoắn vượt trội so với FOC [7]-[9]. Tuy nhiên, phương pháp DTC lại gây ra gợn sóng mô-men xoắn và thông lượng sóng hài cao hơn. Để cải thiện hiệu quả của hệ truyền động PMSM, các kỹ thuật điều khiển mới được đề xuất như phương pháp điều khiển chế độ trượt (SMC: Sliding Mode Control) [7], [10], [11], và các mô hình điều khiển dự đoán (MPC: Model Predictive Control) [12]-[15]. Lý thuyết chung của phương pháp MPC đơn giản là sử dụng giải thuật dự báo giai đoạn tiếp theo cho các biến điều khiển như mô-men, tốc độ, dòng điện, và từ thông. Theo các biến điều khiển của PMSM, thuật toán MPC được phân thành ba loại: mô hình điều khiển dự báo dòng điện (MPCC: Model Predictive Current Control) [1], [6], và [16], mô hình điều khiển mô-men dự báo (MPTC: Model Predictive Torque Control) [14], [17], [18], và mô hình điều khiển tốc độ dự báo (MPSC: Model Predictive Speed Control) [19]-[21]. Nghiên cứu này đề xuất một kỹ thuật điều khiển dự báo dòng điện cải tiến (MAPCC: Model Advanced Predictive Current Control) áp dụng vào điều khiển động cơ PMSM với mục tiêu giảm sóng hài dòng điện và giảm thiểu độ gợn sóng mô-men cho động cơ. Thành phần của tất cả các biến điều khiển khác nhau của PMSM như mô-men, từ thông, dòng điện được dự báo thông qua các thành phần và trọng số trong hàm mục tiêu. Vec-tơ điện áp tối ưu được lựa chọn và áp dụng cho chu kỳ điều khiển tiếp theo. Tính chính xác của kỹ thuật MAPCC được kiểm chứng bằng kết quả mô phỏng trên phần mềm Matlab/Simulink. Đánh giá và so sánh kết quả của phương pháp đề xuất với phương pháp điều khiển FOC.

Sau phần giới thiệu tổng quan về tình hình nghiên cứu ở phần 1, các phần tiếp theo của bài báo được sắp xếp như sau: Phần 2 là mô hình toán học động cơ PMSM; Phần 3 là cấu trúc của biến tần nguồn áp hai bậc; Phần 4 trình bày chi tiết sơ đồ điều khiển và lưu đồ giải thuật điều khiển cho phương pháp MAPCC đề xuất; Phần 5 sẽ là các kết quả mô phỏng, phân tích, đánh giá và so sánh giữa phương pháp MAPCC với phương pháp MPCC cơ bản và phương pháp FOC; Phần 6 nêu các kết luận và thảo luận của nghiên cứu.

2. Mô hình toán động cơ PMSM

Phương trình toán học của động cơ PMSM trên hệ tọa độ rotor $d - q$ được biểu diễn dưới dạng [12]:

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \\ u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e L_d i_d + \omega_e \psi_f \end{cases} \quad (1)$$

trong đó, các biến u_d , u_q , i_d , i_q lần lượt là điện áp và dòng điện stator dọc theo trục d và trục q ; L_d và L_q lần lượt là điện cảm stator dọc theo trục d và trục q ; R_s là điện trở cuộn dây stator; ω_e là tốc độ góc quay của rotor và ψ_f là từ thông rotor. Tiến hành sắp xếp lại hệ phương trình (1) theo giá trị dòng điện stator như sau:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \omega_e \frac{L_q}{L_d} i_q + \frac{1}{L_d} u_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_q - \omega_e \frac{L_d}{L_q} i_d + \frac{1}{L_q} u_q - \omega_e \frac{\psi_f}{L_q} \end{cases} \quad (2)$$

Phương trình từ thông của động cơ PMSM được biểu diễn dưới dạng:

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_f \\ \psi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (3)$$

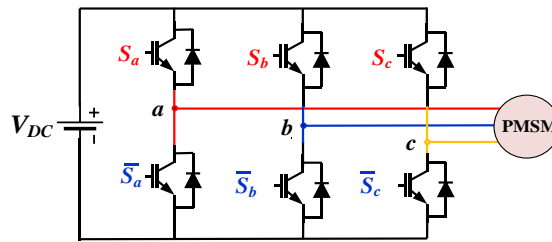
Với ψ_d và ψ_q là hai thành phần từ thông stator dọc trục và ngang trục.

Phương trình mô-men điện từ của động cơ PMSM được biểu diễn dưới dạng:

$$T_e = \frac{3}{2} p [\psi_d i_q - \psi_q i_d] \quad (4)$$

3. Biến tần nguồn áp hai bậc (VSI: Voltage Source Inverter)

Trong bài báo này dùng biến tần nguồn áp hai bậc để cung cấp nguồn cho động cơ PMSM, có sáu trạng thái $S_a, S_b, S_c, \bar{S}_a, \bar{S}_b, \bar{S}_c$. Sơ đồ bộ nghịch lưu nguồn áp hai bậc được vẽ như Hình 1.



Hình 1. Bộ nghịch lưu nguồn áp hai bậc

Các trạng thái chuyển mạch của bộ nghịch lưu S_{Sa}, S_{Sb} , và S_{Sc} được mô tả qua các công thức (5)–(7).

$$S_{Sa} = \begin{cases} 1 & \text{if } S_a \text{ is ON and } \bar{S}_a \text{ is OFF} \\ 0 & \text{if } S_a \text{ is OFF and } \bar{S}_a \text{ is ON} \end{cases} \quad (5)$$

$$S_{Sb} = \begin{cases} 1 & \text{if } S_b \text{ is ON and } \bar{S}_b \text{ is OFF} \\ 0 & \text{if } S_b \text{ is OFF and } \bar{S}_b \text{ is ON} \end{cases} \quad (6)$$

$$S_{Sc} = \begin{cases} 1 & \text{if } S_c \text{ is ON and } \bar{S}_c \text{ is OFF} \\ 0 & \text{if } S_c \text{ is OFF and } \bar{S}_c \text{ is ON} \end{cases} \quad (7)$$

Trong đó, các trạng thái chuyển mạch S_{Sa}, S_{Sb} , và S_{Sc} được xác định từ $S_a, S_b, S_c, \bar{S}_a, \bar{S}_b$, và \bar{S}_c của bộ nghịch lưu; V_{DC} điện áp một chiều cấp cho bộ nghịch lưu. Vec-tơ trạng thái được xác định như sau:

$$S = \frac{2}{3} (S_{Sa} + a S_{Sb} + a^2 S_{Sc}) \quad (8)$$

Điện áp pha ngõ ra của bộ nghịch lưu V_a, V_b , và V_c được xác định dựa trên tín hiệu chuyển mạch và nguồn điện áp một chiều:

$$V_a = S_{Sa} V_{DC} \quad (9)$$

$$V_b = S_{Sb} V_{DC} \quad (10)$$

$$V_c = S_{Sc} V_{DC} \quad (11)$$

Vec-tơ đơn vị:

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$$

Điện áp ngõ ra được xác định theo công thức (13) như sau:

$$V = \frac{2}{3}(V_a + aV_b + a^2V_c) = SV_{DC} \quad (12)$$

Từ việc kết hợp các trạng thái chuyển mạch, 8 vec-tơ điện áp đầu ra và được trình bày trong Bảng 1.

Bảng 1. Trạng thái chuyển mạch và các vec-tơ điện áp của bộ nghịch lưu hai bậc

Trạng thái	S_{Sa}	S_{Sb}	S_{Sc}	Vec-tơ điện áp
0	0	0	0	$V_0 = 0$
1	1	0	0	$V_1 = \frac{2}{3}V_{DC}$
2	1	1	0	$V_2 = (\frac{1}{3} + j\frac{1}{\sqrt{3}})V_{DC}$
3	0	1	0	$V_3 = (-\frac{1}{3} + j\frac{1}{\sqrt{3}})V_{DC}$
4	0	1	1	$V_4 = -\frac{2}{3}V_{DC}$
5	0	0	1	$V_5 = (-\frac{1}{3} - j\frac{1}{\sqrt{3}})V_{DC}$
6	1	0	1	$V_6 = (\frac{1}{3} - j\frac{1}{\sqrt{3}})V_{DC}$
7	1	1	1	$V_7 = 0$

4. Mô hình điều khiển dự báo dòng điện có hệ số ảnh hưởng

4.1. Điều khiển PMSM bằng phương pháp FOC

Dòng điện stator trong hệ tọa độ dq được biến đổi từ dòng điện ba pha qua bộ biến đổi Clarke and Park:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta_e & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin\theta_e & -\sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (13)$$

Từ (1) và (13), ta có công thức tính điện áp:

$$u_{d,q} = K_P \cdot e_{d,q} + K_I \cdot \int e_{d,q} \cdot dt \quad (14)$$

Trong đó, hệ số K_P (hệ số tỉ lệ: proportional gain) và K_I (hệ số tích phân: integral gain) được tính toán dựa trên đặc tính của động cơ PMSM; $u_{d,q}$, u_q là điện áp và dòng điện stator dọc theo trục d và trục q ; $e_{d,q}$ là sai số giữa dòng điện thực tế và dòng điện tham chiếu.

Biến đổi Park và Clarke ngược để tính điện áp ba pha trên các biến đầu ra của bộ điều khiển để có được điện áp ba pha cần được áp dụng trên VSI. Cấp điện áp pha được áp dụng cho PMSM.

4.2. Điều khiển PMSM bằng phương pháp dự báo dòng điện

4.2.1. Các thông số của phương pháp dự báo dòng điện

Điều khiển PMSM bằng phương pháp dự báo dòng điện cải tiến có hệ số ảnh hưởng dùng mô hình toán học dự báo dòng điện ở vòng lặp kế tiếp theo tám vectơ điện áp từ bộ VSI. Sau đó, vec-tơ điện áp

tối ưu được chọn sao cho sai số giữa dòng điện dự báo và dòng điện cho trước có tính đến ảnh hưởng của mô-men là nhỏ nhất. Các thông số của thuật toán điều khiển này được thành lập như sau

Theo ý nghĩa đạo hàm của dòng điện theo thời gian:

$$\frac{di}{dt} = \frac{i(k+1) - i(k)}{dt} \quad (15)$$

Từ công thức (2) và (15), ta được:

$$\begin{cases} i_d(k+1) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_d}\right) i_d(k) + \omega_e(k) \frac{L_q T_s}{L_d} i_q(k) + \frac{T_s}{L_d} u_d(k) \\ i_q(k+1) = -\omega_e(k) \frac{L_d T_s}{L_q} i_d(k) + \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_q}\right) i_q(k) + \frac{T_s}{L_q} u_q(k) - \omega_e(k) \frac{\psi_f T_s}{L_q} \end{cases} \quad (16)$$

Trong đó:

k và $k+1$: là thời điểm điều khiển hiện tại và thời điểm kế tiếp của bộ VSI;

$i_d(k+1)$ và $i_q(k+1)$ là hai thành phần dòng điện dự báo dọc trục và ngang trục ở vòng kế tiếp ($k+1$);

$i_d(k)$ và $i_q(k)$ là dòng điện dọc trục và ngang trục ở thời điểm điều khiển hiện tại k ;

$u_d(k)$ và $u_q(k)$ là giá trị điện áp thành phần dọc trục và ngang trục tại thời điểm điều khiển hiện tại k ;

$\omega_e(k)$ là vận tốc góc điện ở thời điểm điều khiển hiện tại k .

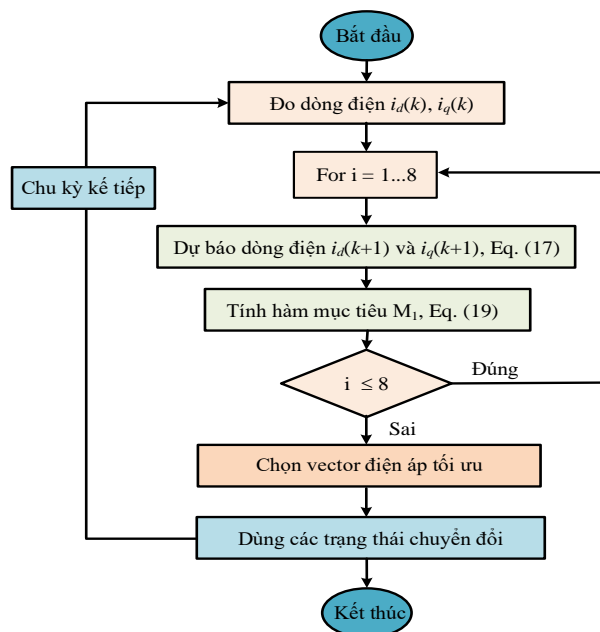
Dòng điện dự báo (16) được viết theo dạng ma trận:

$$\begin{bmatrix} i_d(k+1) \\ i_q(k+1) \end{bmatrix} = A(k) \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix} + B(k) \begin{bmatrix} u_d(k) \\ u_q(k) \end{bmatrix} + C(k) \quad (17)$$

Các hệ số $A(k)$, $B(k)$, và $C(k)$ được biểu diễn qua các công thức sau:

$$A(k) = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_s T_s}{L_d} & \omega_e(k) \frac{L_q T_s}{L_d} \\ -\omega_e(k) \frac{L_d T_s}{L_q} & 1 - \frac{R_s T_s}{L_q} \end{bmatrix}; B(k) = \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L_q} \end{bmatrix}; C(k) = \begin{bmatrix} 0 \\ -\omega_e(k) \frac{\psi_f T_s}{L_q} \end{bmatrix} \quad (18)$$

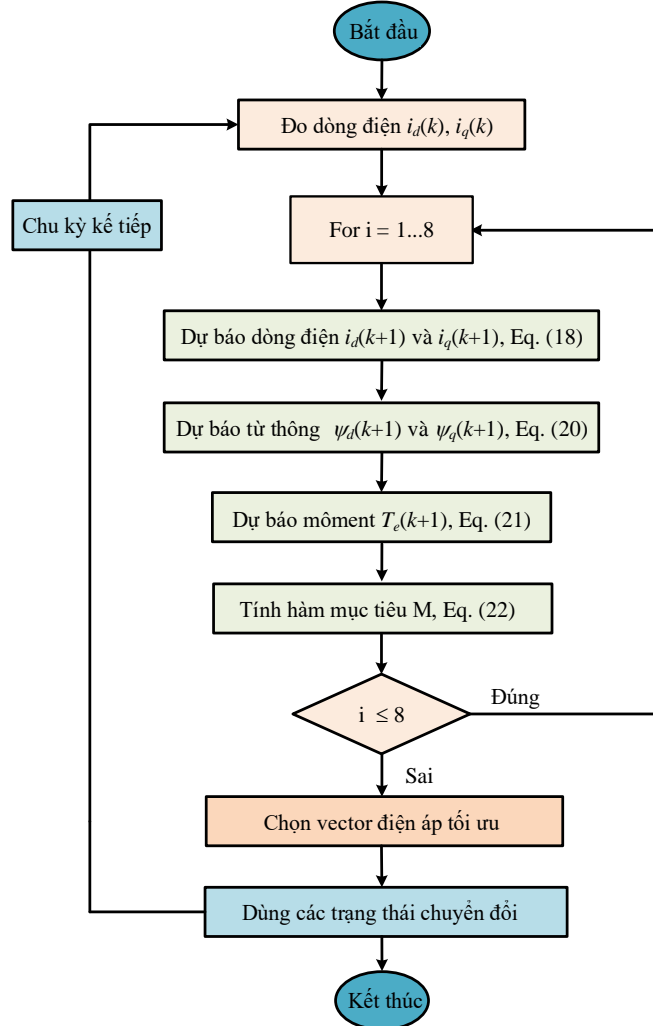
4.2.2. Hàm mục tiêu của phương pháp dự báo dòng điện (MPCC)



Hình 2. Lưu đồ giải thuật điều khiển PMSM bằng phương pháp dự báo dòng điện thông thường

Bộ PI có chứa hệ số K_P và K_I . Sau khi tính toán, cần tinh chỉnh thêm để đạt hiệu suất tối ưu. Mô phỏng trên Simulink giúp kiểm tra và tối ưu hệ thống điều khiển.

Lưu đồ giải thuật điều khiển như trình bày ở Hình 4.



Hình 4. Lưu đồ giải thuật điều khiển PMSM bằng phương pháp dự báo dòng điện có hệ số ảnh hưởng

5. Kết quả mô phỏng và phân tích

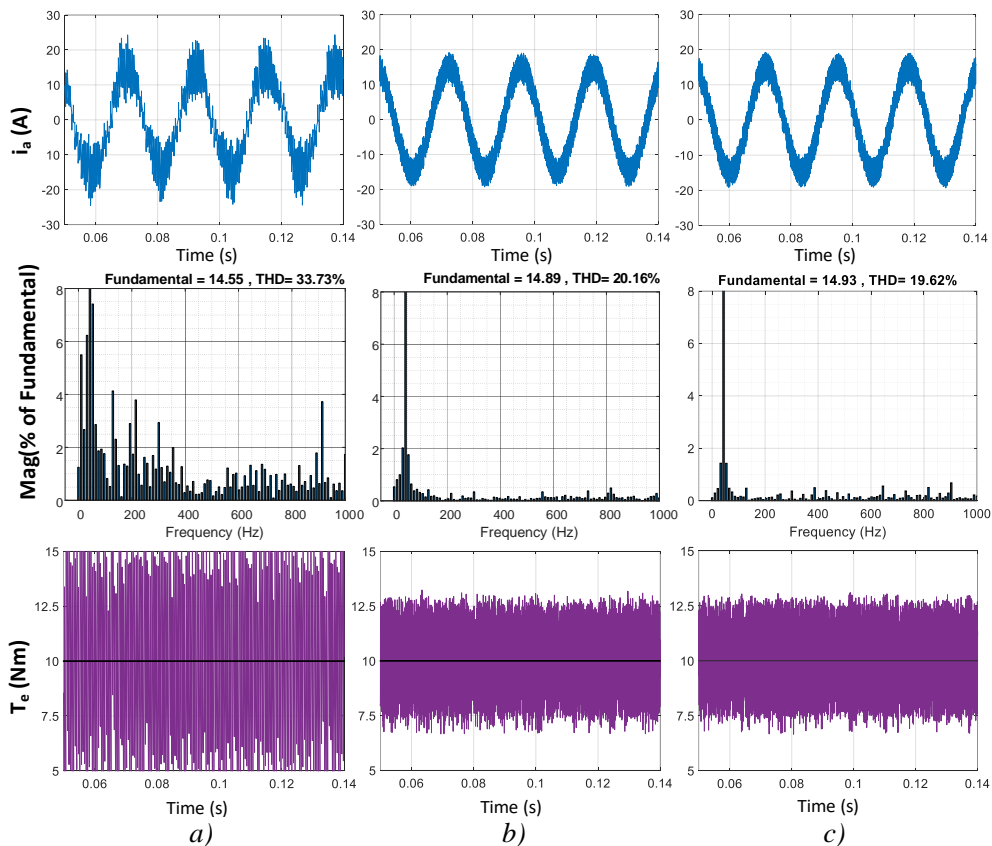
Kết quả mô phỏng của phương pháp đề xuất được thực hiện qua chương trình MATLAB/Simulink. Thông số của PMSM trong ba phương pháp FOC, MPCC, và MAPCC được thể hiện trong Bảng 2 sau:

Bảng 2. Thông số của PMSM

Thông số	Giá trị
Điện áp DC	460 V
Số đôi cực từ	4
Điện trở stator	0.11 Ω
Điện cảm stator	0.00097 H
Từ thông rotor	0.1119 Wb
Mô-men quán tính	0.0016 kg.m ²
Mô-men định mức	20 Nm

5.1. Động cơ làm việc ở trạng thái xác lập

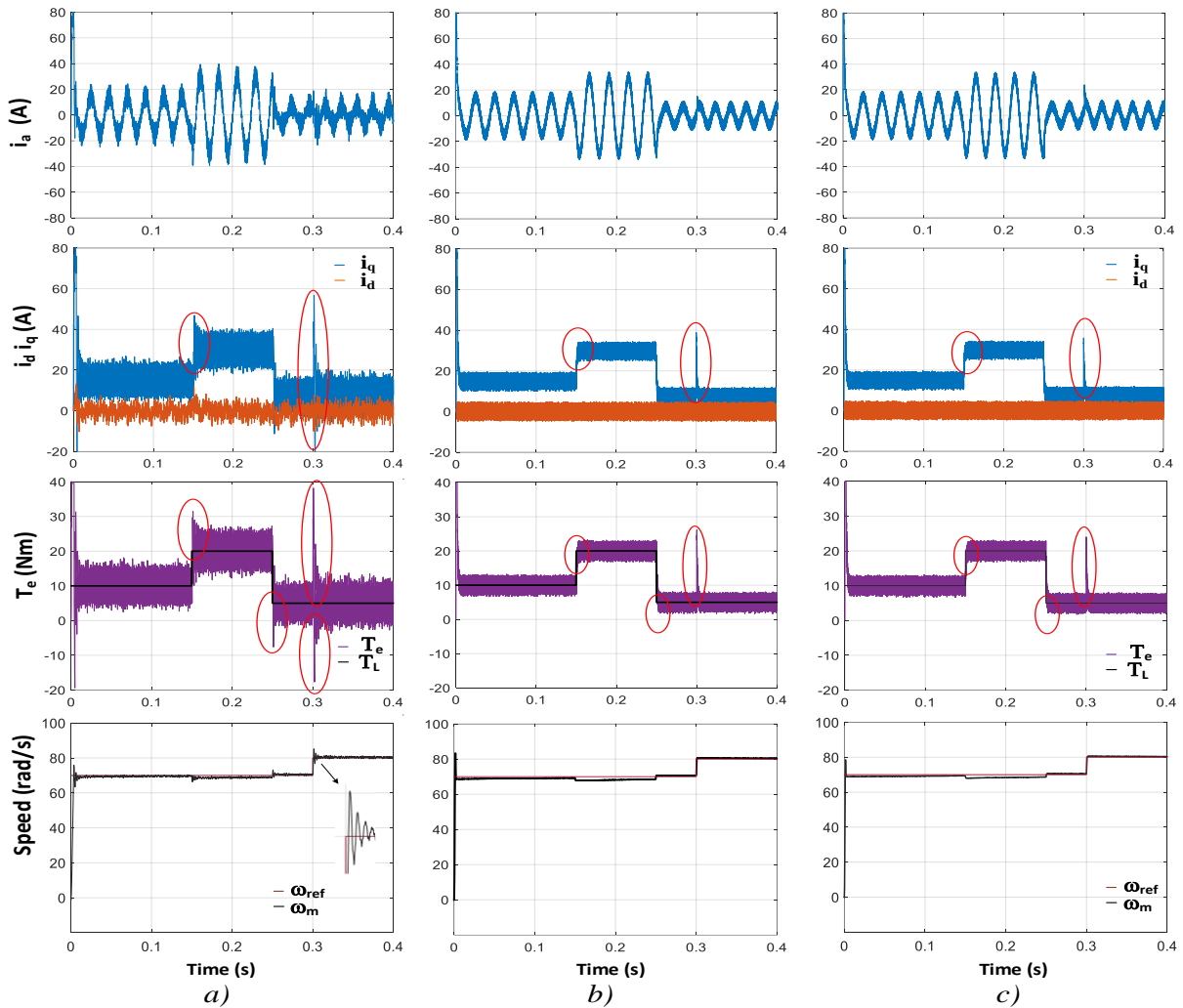
Trong phần này, trạng thái xác lập của PMSM được thể hiện chi tiết ở tốc độ tham chiếu của động cơ tại thời điểm ban đầu là 70 rad/giây và tăng lên 80 rad/giây tại 0.3 giây cùng với mô-men tham chiếu được thiết lập ban đầu là 10 Nm, được tăng thêm 10 Nm tại 0.15 giây và giảm 15 Nm tại 0.25 giây. Theo kết quả mô phỏng ở Hình 5, dao động mô-men điện từ của ba phương pháp FOC, MPCC, và MAPCC lần lượt là 10 Nm, 6 Nm, và 6 Nm. Các phép đo này được thực hiện ở tần số lấy mẫu là 100 kHz. Cả hai phương pháp dự báo dòng điện MPCC và MAPCC làm giảm gợn sóng mô men là 40% so với phương pháp FOC. Ngoài ra, phương pháp dự báo dòng điện cải tiến có tổng các méo dạng sóng hài (THD: Total Harmonic Distortion) của dòng điện giảm đáng kể, THD của phương pháp FOC là 33.73% và là 20.16% trong khi phương pháp đề xuất chỉ là 19.62%. Như vậy, phương pháp MAPCC đề xuất có tính vượt trội so với phương pháp FOC và phương pháp MPCC truyền thống ở cả hai mục tiêu đó là giảm đáng kể sóng hài dòng điện và dao động mô-men.



Hình 5. So sánh trạng thái làm việc xác lập của PMSM: (a) FOC b)MPCC c)MAPCC

5.2. Động cơ làm việc ở trạng thái quá độ

Mô-men tham chiếu như ở Phần 5.1 nhưng tiến hành xét trạng thái làm việc quá độ của PMSM, kết quả của cả ba phương pháp được trình bày như Hình 6. Nhận thấy mô-men điện từ của phương pháp đề xuất có thời gian đáp ứng nhanh và ít dao động hơn nhiều so với phương pháp FOC và MPCC truyền thống. Bên cạnh đó, thuật toán đề xuất cũng ít gây nhiễu sóng hài hơn ở trạng thái làm việc quá độ. Sự điều hướng tốt khi chọn trạng thái chuyển mạch trong VSI và sóng hài dòng điện giảm dẫn đến dao động dòng dọc trục và ngang trục cũng giảm theo, kết quả là dao động mô-men điện từ trên động cơ được cải thiện đáng kể. Ngoài ra, số lần chuyển mạch của bộ nghịch lưu từ kết quả mô phỏng lần lượt là 800, 6008, và 5805 cho ba phương pháp FOC, MPCC, MAPCC. Số lần chuyển mạch tăng lên tương ứng với dòng điện ít thành phần hài hơn nhưng tổn thất chuyển mạch nhiều hơn. Kết quả một lần nữa chứng minh tính ưu việt của thuật toán đề xuất trong mục tiêu cải thiện dao động mô-men và sóng hài cho hệ truyền động động cơ PMSM tương ứng trong các trường hợp tải thay đổi.



Hình 6. So sánh trạng thái làm việc quá độ của PMSM: (a) FOC b) MPCC c) MAPCC

6. Kết luận

Nghiên cứu đề xuất phương pháp điều khiển dòng điện dự báo có hệ số ảnh hưởng làm giảm sóng hài dòng điện dẫn đến giảm dao động mô-men điện từ. Hàm mục tiêu với ràng buộc dòng điện và ràng buộc mô-men có hệ số ảnh hưởng đạt giá trị nhỏ nhất để điều hướng chọn vectơ điện áp tối ưu cho chu kỳ điều khiển kế tiếp của VSI. Từ đó, thuật toán đảm bảo hiệu quả làm việc của động cơ ở trạng thái quá độ và xác lập. Kết quả mô phỏng chứng minh rằng phương pháp MAPCC đạt hiệu quả trong việc giảm thiểu dao động mô-men xoắn và dòng điện hài. Phương pháp đề xuất giảm được tỷ lệ dao động mô-men xoắn 40% so với phương pháp FOC, và có THD dòng điện là 19.62%, thấp hơn nhiều so với 33.73% của phương pháp FOC và 20.16% của phương pháp MPCC. Như vậy, phương pháp MAPCC thể hiện sự vượt trội về cải thiện chất lượng mô-men xoắn của PMSM trạng thái quá độ và xác lập. Do đó, phương pháp MAPCC được xem như là một kỹ thuật quan trọng và có ảnh hưởng, có thể xem xét tiến hành thực nghiệm và ứng dụng trong hệ truyền động PMSM./.

Xung đột lợi ích

Các tác giả tuyên bố không có xung đột lợi ích trong bài báo này.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] S. Niu, Y. Luo, W. Fu, and X. Zhang, "An indirect reference vector-based model predictive control for a three-phase PMSM motor," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 29435-29445, Jan. 2020.
- [2] X. Sun *et al.*, "Grey wolf optimization algorithm based state feedback control for a bearingless permanent magnet synchronous machine," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 35, no. 12, pp. 13631-13640, Dec. 2020.

- [3] X. Sun, M. Wu, G. Lei, Y. Guo, and J. Zhu, "An improved model predictive current control for PMSM drives based on current track circle," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 68, no. 5, pp. 3782-3793, 2021.
- [4] X. Gu, P. Shen, X. Li, G. Zhang, Z. Wang, and T. Shi, "Improved vector selection-based model predictive torque control for IPMSM," *IET Electr. Power Appl.*, vol. 14, no. 1, pp. 139-146, Jan. 2020.
- [5] H. B. Marulasiddappa *et al.*, "Direct torque control based jellyfish algorithm for torque ripple reduction in permanent magnet synchronous motor," *2023 Int. Conf. Netw., Multimedia Inf. Technol. (NMITCON)*, Sept. 2023.
- [6] S. G. Petkar, K. Eshwar, and V. K. Thippiripati, "A modified model predictive current control of permanent magnet synchronous motor drive," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 68, no. 2, pp. 1025-1034, Feb. 2021.
- [7] K. Li, J. Ding, X. Sun, and X. Tian, "Overview of sliding mode control technology for permanent magnet synchronous motor system," *IEEE Access*, vol. 12, pp. 71685-71704, May 2024.
- [8] Z. Shi, X. Sun, Y. Cai, Z. Yang, G. Lei, Y. Guo, and J. Zhu, "Torque analysis and dynamic performance improvement of a PMSM for EVs by skew angle optimization," *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 29, no. 2, 2019.
- [9] A. Nasr *et al.*, "Torque-performance improvement for direct torque-controlled PMSM drives based on duty-ratio regulation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 37, no. 1, pp. 749-760, Jan. 2022.
- [10] Z. Jin, X. Sun, G. Lei, Y. Guo, and J. Zhu, "Sliding mode direct torque control of SPMSMs based on a hybrid wolf optimization algorithm," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 69, no. 5, pp. 4534-4544, May 2022.
- [11] P. Gao *et al.*, "An adaptive super twisting nonlinear fractional order PID sliding mode control of permanent magnet synchronous motor speed regulation system based on extended state observer," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 53498-53510, Mar. 2020.
- [12] J. Rodriguez *et al.*, "Latest advances of model predictive control in electrical drives—Part II: Applications and benchmarking with classical control methods," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 37, no. 5, pp. 5047-5061, May 2022.
- [13] S. S. Hakami and K. B. Lee, "Enhanced predictive torque control for three-level NPC inverter-fed PMSM drives based on optimal voltage magnitude control method," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 38, no. 3, pp. 3725-3738, Mar. 2023.
- [14] Z. Yang, C. Miao, X. Sun, and D. Guo, "Robust model predictive torque control of interior PMSM drives with Kalman-based disturbance observer," *IEEE Trans. Transp. Electrific.*, vol. 10, no. 2, pp. 2434-2444, June 2024.
- [15] S. Liu, Y. Liu, B. Zhang, and C. Liu, "Full-speed region predictive current control method of symmetrical series-winding PMSM with higher DC-link utilization," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 71, no. 6, pp. 5541-5552, June 2024.
- [16] Y. Zhuang, Q. Du, W. Huang, Z. Wang, and R. Wang, "Model predictive current control for PMSM drives with calculation delay compensation," *IEEE 5th Int. Electr. Energy Conf. (CIEEC)*, Aug. 2022.
- [17] X. Sun, M. Wu, C. Yin, and S. Wang, "Model predictive thrust force control for linear motor actuator used in active suspension," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 36, no. 4, pp. 3063-3072, Dec. 2021.
- [18] D. Mohanraj, J. Gopalakrishnan, B. Chokkalingam, and L. M. Popa, "Critical aspects of electric motor drive controllers and mitigation of torque ripple—Review," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 73635-73674, 2022.
- [19] A. R. Raut and S. V. Jadhav, "Model predictive speed control of permanent magnet synchronous motor," *2022 IEEE Int. Conf. Power Electron., Drives Energy Syst. (PEDES)*, Mar. 2023.
- [20] T. T. Nguyen *et al.*, "Recurrent neural network-based robust adaptive model predictive speed control for PMSM with parameter mismatch," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 70, no. 6, pp. 6219-6228, June 2023.
- [21] S. N. Ali *et al.*, "Direct torque control of PMSM following duty ratio modulation with MTPA scheme," *IEEE Calcutta Conf.*, 2022.



Van Thi Kieu Nhi received the B.E. degree (2001) and the M.E. degree (2007) in electrical engineering from Ho Chi Minh University of Technology (HCMUT), Ho Chi Minh City, Vietnam. She is currently Ph.D student of Industrial University of Hochiminh City, Vietnam. She is a lecturer at Faculty of Electrical Engineering Technology, Industrial University of Ho Chi Minh City, Ho Chi Minh City. Her current research and teaching include electrical machines, motor efficiency, electrical machine drives, intelligent control, and advanced control.

Email: vanthikieunhi@iuh.edu.vn. ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-3825-958X>



Le Van Dai was born in Quang Ngai, Vietnam, in 1978. He received the B.S. and M.S. degrees in electrical engineering from Ho Chi Minh City University of Technology and Education and Ho Chi Minh City University of Technology, Ho Chi Minh City, Vietnam, in 2003 and 2008, respectively, and the Ph.D. degree in control science and engineering from Hunan University, Changsha, China, in 2016. He is currently a lecturer in electrical engineering at the Industrial University of Ho Chi Minh City, Ho Chi Minh City, Viet Nam. His current research interests include optimizing, controlling, and integrating renewable energy and advanced technologies in power systems and electrical machines.

Email: levandai@iuh.edu.vn. ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-9312-0025>



Bach Thanh Quy was born in 1978, Quang Ngai province, Vietnam. He received the B. Eng., and M.S. degrees electrical engineering from Ho Chi Minh City University of Technology (HCMUT), Ho Chi Minh City, Vietnam, in 2001, 2004 respectively, and Ph.D. degrees electrical engineering from Hunan University, China, 2013. Currently, he is a vice-dean at Faculty of Electrical Engineering Technology, Industrial University of Ho Chi Minh City, Ho Chi Minh City, Vietnam. His research interests include renewable energy, energy management, electricity market, electrical machine, and drives. He can be contacted at email: bachthanquy@iuh.edu.vn. ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-1358-4645>