



NGHIÊN CỨU MÔ HÌNH KHỬ SÓNG HÀI ĐẦU RA QUẠT CỤC BỘ MỎ HẦM LÒ SỬ DỤNG ĐỘNG CƠ ĐỒNG BỘ NAM CHÂM VĨNH CỬU

Trần Hữu Phúc^{1,*}, Trần Thanh Tuyền^{2,3}, Trần Hữu Phan¹

¹Trường Đại học Công nghệ Đông Á, Trịnh Văn Bô, Hà Nội, Việt Nam

²Trường Đại học Công nghiệp Quảng Ninh, Yên Thọ, Quảng Ninh, Việt Nam

³Đại học Trung Nam, 932 Đường Nam Lữ Sơn, Hồ Nam, Trung Quốc

THÔNG TIN BÀI BÁO

CHUYỂN MỤC: Công trình khoa học

Ngày nhận bài: 05/5/2024

Ngày nhận bài sửa: 26/7/2024

Ngày chấp nhận đăng: 10/8/2024

^{1,*}Tác giả liên hệ:

Email: phucth@eaut.edu.vn

TÓM TẮT

Động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu (PMSM) đã được sử dụng rộng rãi trong lĩnh vực điều khiển servo công nghiệp, đặc biệt là trong các ứng dụng có độ chính xác cao và đã bắt đầu được đưa vào sử dụng trong hệ thống quạt gió cục bộ mỏ hầm lò ở nước ta trong những năm gần đây. Các sóng hài có thể sẽ gây ra vấn đề về vận hành trong thiết bị điện và điện tử đi kèm của hệ thống điều khiển. Bài báo trình bày thuật toán để triệt tiêu sóng hài đầu ra của bộ điều khiển động cơ PMSM dựa trên lý thuyết đa khung tham chiếu (MRF) kết hợp bộ lọc thông thấp (LPF) và đưa ra kết quả mô phỏng trên Matlab/Simulink khi sử dụng thuật toán đó. Từ đó nâng cao hiệu quả sử dụng điện năng của các quạt thông gió cục bộ trong mỏ hầm lò.

Từ khóa: động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu, sóng hài, đa khung tham chiếu (MRF), bộ lọc thông thấp (LPF).

@ Hội Khoa học và Công nghệ Mỏ Việt Nam

1. ĐẶT VẤN ĐỀ

Gần đây, việc ứng dụng động cơ PMSM đang gia tăng nhanh chóng trong khu vực công nghiệp, nhất là công nghiệp Mỏ. Trong nước đã có nhiều công trình nghiên cứu về vấn đề này thể hiện ở các bài báo khoa học [1], [2], [3], [4] và đề tài nghiên cứu khoa học thuộc Chương trình Khoa học và Công nghệ trọng điểm cấp quốc gia phục vụ đổi mới, hiện đại hóa công nghệ khai thác và chế biến khoáng sản đến năm 2025 [5] bởi động cơ loại này có ưu điểm là hiệu suất và mật độ công suất cao. Điều khiển hướng trường (FOC) là một trong những chiến lược điều khiển cổ điển nhất của động cơ PMSM. Tuy nhiên, khi điều khiển động cơ PMSM phải chịu dòng điện hài do hiệu ứng thời gian chết của bộ biến tần và sóng hài lực điện động ngược (EMF) gây ra bởi hiệu ứng cogging và hiệu ứng bão hòa. Dòng điện hài sẽ tạo thêm tổn thất và gợn sóng mô-men xoắn nếu không được kiểm soát. Dòng điện stato được điều khiển bởi PI trên dq, các trục trong điều khiển hướng trường truyền

thống (FOC) của động cơ PMSM. Bị hạn chế bởi băng thông, PI khó theo dõi dòng điện hài tham chiếu theo dq, tọa độ, đặc biệt là ở tốc độ cao (hình 1). Các hiện tượng đó làm cho giảm độ ổn định và độ tin cậy khi vận hành động cơ, không có lợi cho việc ứng dụng động cơ PMSM trong các tình huống có độ chính xác và công suất cao. Vì vậy, việc triệt tiêu các sóng hài dòng điện có ý nghĩa rất lớn trong việc cải thiện hiệu suất hệ thống.

2. DỮ LIỆU VÀ PHƯƠNG PHÁP NGHIÊN CỨU

2.1. Phương pháp loại sóng hài

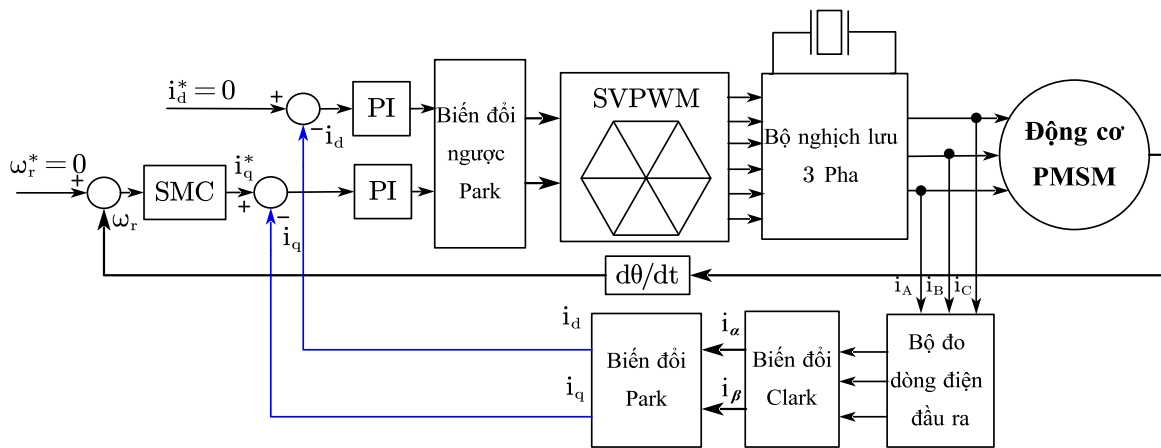
Có hai loại phương pháp chính điều khiển nâng cao cho động cơ PMSM có thể được sử dụng để loại bỏ sóng hài trong dòng điện: triệt tiêu sóng hài định kỳ và lọc thích ứng.

ILC là phương pháp loại bỏ các sóng hài khỏi một chu kỳ thay đổi và đưa chúng vào vòng phản hồi dòng điện kín, chẳng hạn như điều khiển học lặp [6], [7] điều khiển lặp lại (RC) [8], [9], và điều khiển cộng hưởng tỷ lệ (PRC) [10]. ILC là một cách tiếp cận để cải thiện hiệu suất của một hệ thống

thực thi lặp đi lặp lại và định kỳ trong một khoảng thời gian cố định bằng cách học hỏi từ các lần thực thi trước đó. Việc kết hợp bộ điều khiển cộng hưởng với bộ điều khiển tích hợp tỷ lệ (PI) có thể làm giảm các sóng hài dòng điện gần tần số cộng hưởng. Bộ điều khiển lặp lại có thể được coi là nhiều bộ điều khiển cộng hưởng được kết nối song song, giúp giảm sóng hài dòng điện ở tần số nhiều chu kỳ. Bộ điều khiển RC và bộ PRC không dùng để loại bỏ nhiễu loạn dòng điện một chiều. Bộ điều khiển RC thường cần nhiều thời gian trễ, làm chậm quá trình phản hồi động. Với các bộ điều khiển gần như cộng hưởng triệt tiêu các sóng hài hiện tại, dòng điện đầu ra sẽ tạo ra hiện tượng vượt mức trong vòng lặp hiện tại dựa trên RC.

Bộ lọc Notch [11], bộ lọc tích phân bậc hai tổng quát (SOGI) [12], [13] và bộ lọc dựa trên mạng

neuron tuyến tính thích ứng (ADALINE) [14] là những phần chính của phương pháp lọc thích ứng. Bộ lọc thích ứng được sử dụng để loại bỏ các sóng hài ở một tần số nhất định trong dòng điện, giúp hệ thống ổn định và đáng tin cậy hơn. Để tách các thành phần hài dòng cần thiết, người ta sử dụng bộ lọc Notch thích ứng. Điều này làm giảm dao động tốc độ ở trạng thái nhất thời và số lượng phép toán cần thực hiện. Bộ lọc ADALINE được dùng để tìm sóng hài một cách hiệu quả. Nó có cấu trúc đơn giản và hoạt động giống như một cơ chế học có giám sát nên dễ thiết lập và cho độ chính xác cũng như tốc độ hội tụ tốt khi theo dõi và bù các nội dung hài. Bộ lọc thích ứng yêu cầu thông tin về tần số hài vì mỗi sóng hài được trích xuất và loại bỏ riêng biệt. Nếu có nhiều tần số sóng hài hơn thì cấu trúc của mạng lọc sẽ phức tạp hơn.



Hình 1. Sơ đồ khối hệ thống truyền động động cơ PMSM sử dụng bộ điều khiển VSI-FOC kết hợp bộ điều khiển trượt SMC

Lý thuyết MRF được áp dụng rộng rãi vì tính nguyên lý đơn giản và khả năng mở rộng linh hoạt. Trong tài liệu [15], phương pháp bù tiến được sử dụng để bù các thành phần hài trên trục d-q thu được bằng cách sử dụng bộ lọc thông dải thích ứng. Thành phần sóng hài dòng điện ở bất kỳ tần số nào có thể được phát hiện và điều khiển độc lập bằng cách quay khung tham chiếu ở cùng tốc độ. Trong phần nội dung bài báo, nhóm tác giả mô phỏng và đánh giá mô hình điều khiển không sử dụng mô hình khử sóng hài với bộ triệt tiêu sóng hài dựa trên lý thuyết MRF kết hợp bộ lọc LPF và bộ bù sóng hài.

2.2. Nghiên cứu mô hình khử sóng hài dựa trên lý thuyết đa khung tham chiếu

2.2.1. Mô hình toán học động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu

Khi phân tích và mô phỏng hệ thống thay đổi tốc độ của động cơ PMSM, cần có một số giả thiết sau:

- Bỏ qua bão hoà của lõi thép trong động cơ;
- Bỏ qua tổn hao dòng điện xoáy Fuco trong lõi thép.
- Các thông số của động cơ PMSM (điện trở cuộn dây và độ tự cảm cuộn dây, v.v.) không đổi trong quá trình nghiên cứu;
- Động cơ có dây quấn ba pha đối xứng.

Các phương trình điện áp và mô men trục d-q của stato của động cơ PMSM trong hệ quy chiếu quay đồng bộ [16] như sau:

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_d} u_d - R_s i_d + \omega_e L_q i_q \tag{1}$$

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_q} u_q - R_s i_q - \omega_e L_d i_d - \omega_e \psi_f \tag{2}$$

$$\frac{d\omega_e}{dt} = \frac{1}{J} T_e - B\omega_e - T_L \tag{3}$$

$$T_e = \frac{3}{2} p \left[\psi_f i_q + L_d - L_q i_d i_q \right] \quad (4)$$

Trong đó: i_d và i_q - Dòng điện dọc trục và ngang trục trên hệ trục tọa độ dq, A;

R_s - Điện trở dây quấn stato, Ω ;

L_d, L_q - Điện cảm đồng bộ của dây quấn stato dọc trục và ngang trục, H;

ω_e - Tốc độ góc roto của động cơ, rad/s;

ψ_f - Từ thông do nam châm vĩnh cửu (NCVC) sinh ra, Wb;

J - Mô men quán tính của rôto, kg.m²;

B - Hệ số giảm chấn;

T_L - Mô men tải, Nm;

T_e - Mô men điện từ, Nm;

p - Số đôi cực của động cơ.

Giả thiết sử dụng động cơ PMSM có NCVC gắn bề mặt do đó độ tự cảm ngang trục và dọc trục trong hệ trục tọa độ dq bằng nhau, $L_d = L_q = L$. Lúc này thành phần mô men từ trở trong phương trình (4), không tồn tại. Khi đó mô men điện từ động cơ tỉ lệ thuận với dòng điện ngang trục i_q .

2.2.2. Sóng hài trong động cơ PMSM rôto có NCVC gắn bề mặt

Do hiệu ứng thời gian chết của bộ biến tần và biến dạng trường khe hở không khí nên dòng điện ba pha của hệ thống điều khiển động cơ PMSM chứa các thành phần hài [17]. Biến đổi Fourier nhanh (FFT), các thành phần hài dòng điện trên trục a-b-c có thể được biểu thị như sau:

$$i_a = I_1 \cos \omega t + \theta_1 + I_2 \cos 2\omega t + \theta_2 + I_3 \cos 3\omega t + \theta_3 + I_4 \cos 4\omega t + \theta_4 + I_5 \cos 5\omega t + \theta_5 + \dots \quad (5)$$

$$i_b = I_1 \cos \omega t - 2\pi/3 + \theta_1 + I_2 \cos [2\omega t - 2\pi/3 + \theta_2] + I_3 \cos [3\omega t - 2\pi/3 + \theta_3] + I_4 \cos [4\omega t - 2\pi/3 + \theta_4] + I_5 \cos [5\omega t - 2\pi/3 + \theta_5] + \dots \quad (6)$$

$$i_c = I_1 \cos \omega t + 2\pi/3 + \theta_1 + I_2 \cos [2\omega t + 2\pi/3 + \theta_2] + I_3 \cos [3\omega t + 2\pi/3 + \theta_3] + I_4 \cos [4\omega t + 2\pi/3 + \theta_4] + I_5 \cos [5\omega t + 2\pi/3 + \theta_5] + \dots \quad (7)$$

Trong đó $I_1, I_2, I_3, I_4, I_5, \dots$ và $\theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta_4, \theta_5, \dots$ tương ứng là biên độ dòng điện sóng hài bậc 1, 2, 3, 4, 5 ... và góc pha dòng điện sóng hài bậc 1, 2, 3, 4, 5

Với giả thiết động cơ PMSM lý tưởng nên các thành phần dòng điện sóng hài có bậc n ($n = 3, 9, 15, \dots$) và các sóng hài có bậc chẵn trong dây quấn stato đều bằng không. Khi stato 3 pha đấu hình sao thì thành phần sóng hài ngoài sóng cơ bản sẽ có các sóng hài tần số bậc $(6n \pm 1)$. Về chiều quay của thành phần sóng hài tần số bậc 1 và bậc $(6n+1)$ cùng chiều và ngược chiều với chiều quay của sóng hài tần số bậc $(6n-1)$ và được mô tả trên Hình

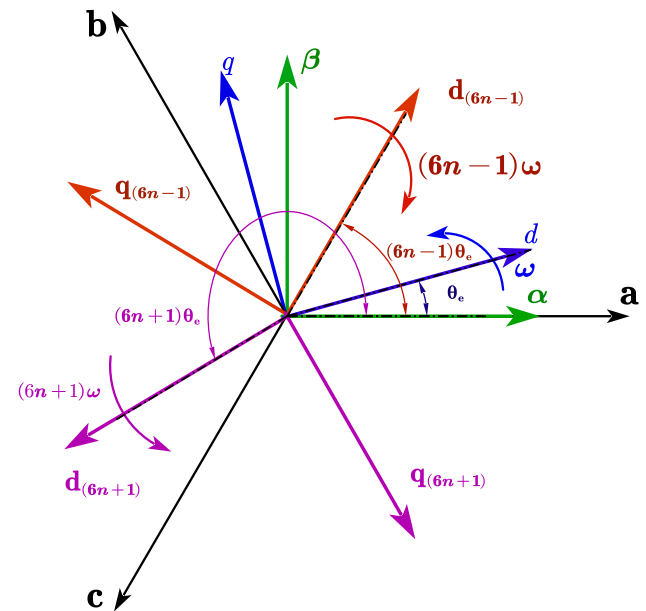
2 [18]. Bỏ qua thành phần sóng hài từ bậc 11 sẽ chỉ còn thành phần dòng điện bậc 1, 5 và 7. Ta có được phương trình của thành phần dòng điện trên trục a-b-c trở thành:

$$i_a = I_1 \cos \omega t + \theta_1 + I_5 \cos -5\omega t + \theta_5 + I_7 \cos 7\omega t + \theta_7 + \dots \quad (8)$$

$$i_b = I_1 \cos \omega t - 2\pi/3 + \theta_1 + I_5 \cos -5\omega t + 2\pi/3 + \theta_5 + I_7 \cos 7\omega t - 2\pi/3 + \theta_7 + \dots \quad (9)$$

$$i_c = I_1 \cos \omega t + 2\pi/3 + \theta_1 + I_5 \cos -5\omega t - 2\pi/3 + \theta_5 + I_7 \cos 7\omega t + 2\pi/3 + \theta_7 + \dots \quad (10)$$

Như vậy có thể thấy được, trong mô hình động cơ PMSM thì thành phần sóng hài ảnh hưởng lớn nhất của dòng điện là các sóng hài bậc 5 và bậc 7 [19] nên khi đưa ra mô hình triết tiêu sóng hài, chúng ta sẽ nghiên cứu tập trung vào triết tiêu các thành phần sóng hài dòng điện bậc 5 và bậc 7.



Hình 2. Đồ thị vectơ biến đổi hệ trục tọa độ các sóng hài tần số bậc $(6n \pm 1)$ của động cơ PMSM dựa trên lý thuyết đa khung tham chiếu

Thông qua phương pháp biến đổi hệ trục tọa độ Clark và Park, ta được dòng điện i_d và i_q trên hệ trục tọa độ dq như sau:

$$i_d = I_1 \cos \theta_1 + I_5 \cos -6\omega t + \theta_5 + I_7 \cos 6\omega t + \theta_7 \quad (11)$$

$$i_q = I_1 \sin \theta_1 + I_5 \sin -6\omega t + \theta_5 + I_7 \sin 6\omega t + \theta_7 \quad (12)$$

Từ phương trình (11) và (12) có thể thấy được tần số của sóng hài dòng điện bậc 5 và bậc 7 khi qua phép biến đổi tương ứng là -6ω và 6ω .

Thay phương trình (11) và (12) và phương trình (1) và (2) ta có phương trình điện áp của động cơ PMSM bao gồm thành phần sóng hài:

$$u_d = R_s [I_1 \cos \theta_1 + I_3 \cos -6\omega t + \theta_3 + I_7 \cos 6\omega t + \theta_7] - \omega L_q [I_1 \sin \theta_1 + I_3 \sin -6\omega t + \theta_3 + I_7 \sin 6\omega t + \theta_7] + 6\omega L_d [I_3 \sin -6\omega t + \theta_3 - I_7 \sin 6\omega t + \theta_7] \quad (13)$$

$$u_q = \omega \psi_{f1} + R_s [I_1 \sin \theta_1 + I_3 \sin -6\omega t + \theta_3 + I_7 \sin 6\omega t + \theta_7] - \omega L_d [I_1 \cos \theta_1 + I_3 \cos -6\omega t + \theta_3 + I_7 \cos 6\omega t + \theta_7] + 6\omega L_q [-I_3 \cos -6\omega t + \theta_3 + I_7 \cos 6\omega t + \theta_7] \quad (14)$$

Với độ tự cảm $L_d = L_q$, phương trình mô men điện từ (4) có thể được viết thành:

$$T_e = \frac{3}{2} p \psi_f [I_1 \sin \theta_1 + I_3 \sin -6\omega t + \theta_3 + I_7 \sin 6\omega t + \theta_7] \quad (15)$$

Thông qua phân tích sóng hài, ta có thể thấy các phương trình điện áp và mô men trục d-q của stato của động cơ PMSM trong hệ quy chiếu quay đồng bộ dq bao gồm thành phần sóng hài là phương trình (13), (14), (3) và (15).

2.2.3. Mô hình triệt tiêu sóng hài dựa trên khung đa tham chiếu

Từ phương trình (11) và (12) thấy rằng thành phần cơ bản của dòng điện khi qua biến đổi MRF trở thành thành phần một chiều trên hệ trục tọa độ dq, từ đó có thể thấy rằng các thành phần sóng hài này khi biến đổi về hệ trục tọa độ dq cũng có thể thành thành phần một chiều với hệ trục tọa độ quay cùng bậc với sóng hài đó. Trong Hình 2, ta có thể thấy hệ trục tọa độ a-b-c và hệ trục tọa độ αβ là các hệ trục tọa độ tham chiếu tĩnh; hệ trục tọa độ đồng bộ dq có ma trận biến đổi với tốc độ góc là ω; đối với hệ trục tọa độ quay dq tần số bậc (6n+1) có ma trận biến đổi với tốc độ góc là (6n+1)ω với chiều quay cùng chiều với hệ trục tọa độ đồng bộ dq; trong khi đó hệ trục tọa độ quay dq tần số bậc (6n-1) thì có chiều quay là ngược chiều với hệ trục tọa độ đồng bộ dq. Phép biến đổi giữa hệ trục tọa độ đồng bộ dq và hệ trục tọa độ quy chiếu sóng hài có thể được thực hiện bằng ma trận biến đổi sau:

$$T_{dq}^{\omega T} = \begin{bmatrix} \cos \omega_r t & \sin \omega_r t \\ -\sin \omega_r t & \cos \omega_r t \end{bmatrix} \quad (16)$$

Áp dụng vào hệ tọa độ quy chiếu quay sóng hài bậc 5 với tốc độ quay -6ω ta có ma trận biến đổi là:

$$T_{dq}^{dq5} = \begin{bmatrix} \cos -6\omega t & \sin -6\omega t \\ -\sin -6\omega t & \cos -6\omega t \end{bmatrix} \quad (17)$$

Ma trận biến đổi từ hệ trục tọa độ abc sang hệ trục tọa độ quay sóng hài bậc 5 là:

$$T_{abc}^{dq5} = T_{dq}^{dq5} \cdot T_{abc}^{dq} \quad (18)$$

Trong khi đó ma trận biến đổi từ hệ trục tọa độ abc sang hệ trục tọa độ đồng bộ dq [13] là:

$$T_{abc}^{dq} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \omega t & \cos \omega t - 2\pi/3 & \cos \omega t + 2\pi/3 \\ -\sin \omega t & -\sin \omega t - 2\pi/3 & -\sin \omega t + 2\pi/3 \end{bmatrix} \quad (19)$$

Do đó, ta có:

$$T_{abc}^{dq5} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos 5\omega t & \cos 5\omega t + 2\pi/3 & \cos 5\omega t - 2\pi/3 \\ \sin 5\omega t & \sin 5\omega t + 2\pi/3 & \sin 5\omega t - 2\pi/3 \end{bmatrix} \quad (20)$$

Kết hợp phương trình (20) và phương trình (8-9-10) ta có được phương trình của dòng điện sóng hài trên hệ trục tọa độ quy chiếu quay tốc độ -6ω.

$$i_{d5} = I_1 \cos 6\omega t + \theta_1 + I_3 \cos \theta_3 + I_7 \cos 12\omega t + \theta_7 \quad (21)$$

$$i_{q5} = I_1 \sin 6\omega t + \theta_1 - I_3 \sin \theta_3 + I_7 \sin 12\omega t + \theta_7 \quad (22)$$

Tương tự áp dụng với hệ trục tọa độ quy chiếu quay sóng hài bậc 7 với tốc độ quay 6ω ta có ma trận biến đổi là:

$$T_{dq}^{dq7} = \begin{bmatrix} \cos 6\omega t & \sin 6\omega t \\ -\sin 6\omega t & \cos 6\omega t \end{bmatrix} \quad (23)$$

Phương trình của dòng điện sóng hài trên hệ trục tọa độ quy chiếu quay tốc độ 6ω;

$$i_{d7} = I_1 \cos 6\omega t - \theta_1 + I_3 \cos 12\omega t - \theta_3 + I_7 \cos \theta_7 \quad (24)$$

$$i_{q7} = -I_1 \sin 6\omega t - \theta_1 - I_3 \sin 12\omega t - \theta_3 + I_7 \sin \theta_7 \quad (25)$$

Các phương trình (21), (22), (24) và (25) là phương trình của dòng điện sóng hài ở trên hệ trục tọa độ quy chiếu quay khi đã thực hiện phép biến đổi. Từ đây có thể thấy thành phần sóng hài bậc 5 và bậc 7 đều qua phép biến đổi thành thành phần một chiều. Đây là cơ sở để áp dụng bộ lọc thông thấp (LPF) xử lý các thành phần xoay chiều trong hệ quy chiếu.

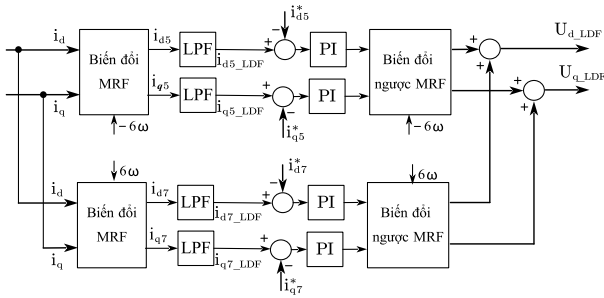
2.2.4. Sử dụng bộ lọc thông thấp kết hợp bộ điều khiển tách rời trong hệ thống khử sóng hài

Bộ lọc thông thấp (LPF) được dùng để trích xuất các sóng hài đã được thực hiện ở phần trên. Khi tần số cắt thấp thì bộ lọc Butterworth có độ chính xác cao hơn các bộ lọc khác. Dòng điện được biến đổi bởi lý thuyết MRF và được lọc bởi bộ lọc LPF.

Hàm truyền của bộ lọc LPF được xác định như sau:

$$G_s = \frac{\omega_c^2}{s^2 + 1.414s + \omega_c} \quad (26)$$

Trong đó ω_c là tần số cắt của bộ lọc LPF. Các tần số cắt của LPF của các phương pháp cần được đặt ở giá trị rất thấp để đạt được hiệu quả phát hiện tốt hơn, điều này sẽ làm chậm tốc độ phản hồi.



Hình 3. Sơ đồ trích xuất sóng hài dòng điện dựa trên lý thuyết MRF và bộ lọc LPF vòng hở.

Như vậy, từ phương trình (21) và (22) giá trị của thành phần sóng hài bậc 5 khi qua bộ lọc LPF là:

$$i_{d5_LPF} = I_5 \cos \theta_5 \quad (27)$$

$$i_{q5_LPF} = -I_5 \sin \theta_5 \quad (28)$$

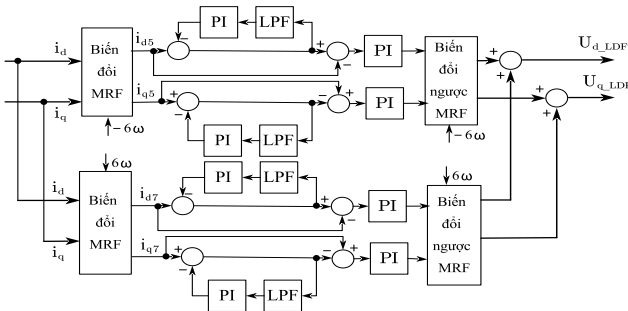
Tương tự qua phương trình (24) và (25) giá trị của thành phần sóng hài bậc 7 khi qua bộ lọc LPF là:

$$i_{d7_LPF} = I_7 \cos \theta_7 \quad (29)$$

$$i_{q7_LPF} = I_7 \sin \theta_7 \quad (30)$$

Để cải thiện các tín hiệu đầu ra, ta dùng bộ lọc cả thành phần để lọc dòng điện trên hệ trục tọa độ đồng bộ dq và hệ trục tọa độ quy chiếu quay sóng hài bậc 5 và bậc 7.

Với mô hình kết nối bộ lọc LPF vòng kín ta sử dụng sơ đồ kết nối như Hình 4:



Hình 4. Sơ đồ trích xuất sóng hài dòng điện dựa trên lý thuyết MRF và bộ lọc LPF vòng kín.

Đối với mô hình lọc LPF truyền thống thì ta có dòng điện sóng hài trên hệ trục tọa độ quy chiếu quay sẽ qua lọc và so sánh với các tham chiếu sóng hài (đều đặt bằng 0) như Hình 3.

Đối với mô hình lọc LPF vòng kín ta sử dụng vòng kín như Hình 4. Khi sử dụng mô hình vòng kín giúp tốc độ xử lý của hệ thống sẽ nhanh hơn.

Sau đó, tín hiệu dòng điện sóng hài được đặt làm đầu vào của bộ điều khiển PI và đầu ra là điện áp triệt tiêu được tính toán. Do hệ thống điều khiển PMSM hoạt động trong hệ tọa độ đồng bộ dq nên các điện áp triệt tiêu đó cần được chuyển đổi về hệ trục tọa độ dq ban đầu để điều khiển PMSM và ma trận biến đổi đảo ngược là:

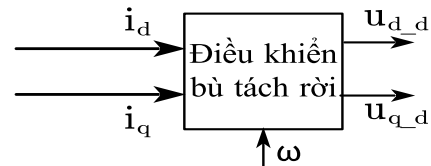
$$T_{dq5}^{dq} = \begin{bmatrix} \cos -6\omega t & -\sin -6\omega t \\ \sin -6\omega t & \cos -6\omega t \end{bmatrix} \quad (31)$$

$$T_{dq7}^{dq} = \begin{bmatrix} \cos 6\omega t & -\sin 6\omega t \\ \sin 6\omega t & \cos 6\omega t \end{bmatrix} \quad (32)$$

Ngoài ra, trong hệ thống còn sử dụng thêm bộ điều khiển bù tách rời cải thiện tín hiệu i_d và i_q với tín hiệu điện áp dq phản hồi âm theo phương trình (1), (2) biến đổi thành:

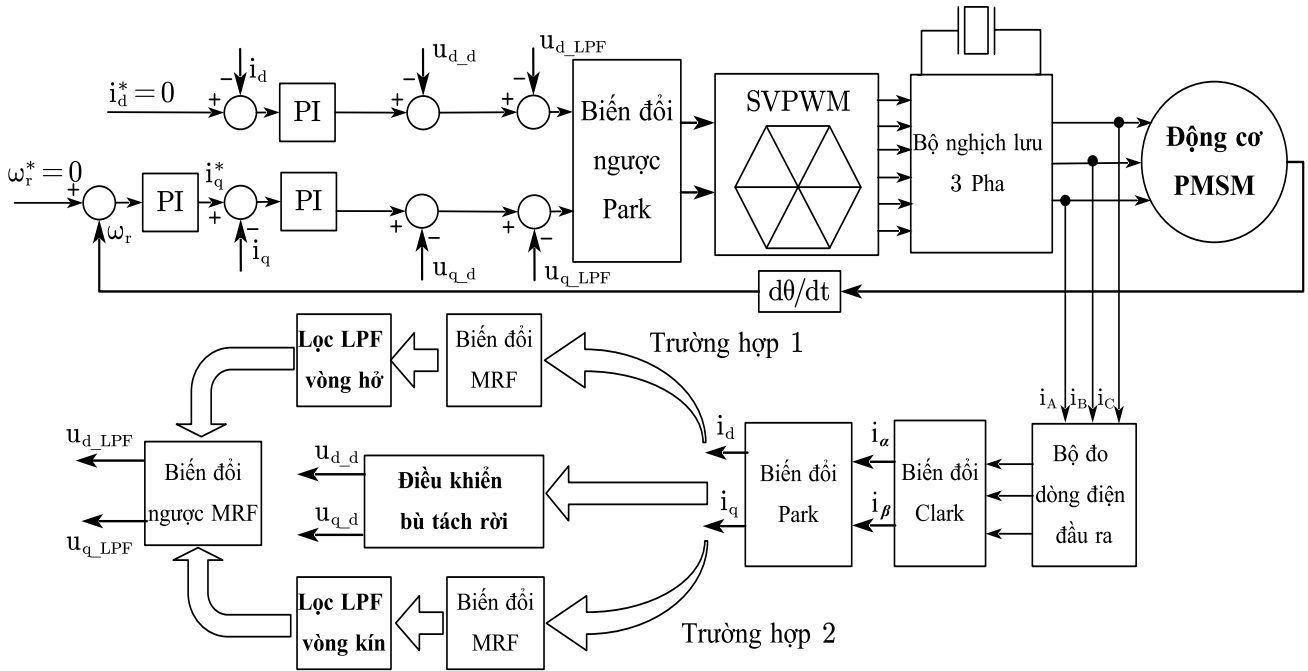
$$u_{d_decoupling} = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_d L_q \quad (33)$$

$$u_{q_decoupling} = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega L_d i_d + \psi_f \omega \quad (34)$$



Hình 5. Sơ đồ khối bộ điều khiển bù tách rời

Khi đó ta có sơ đồ khối của toàn bộ hệ thống điều khiển và triệt tiêu sóng hài như Hình 6.



Hình 6. Hệ thống điều khiển động cơ PMSM với chiến lược triệt tiêu sóng hài

3. KẾT QUẢ VÀ THẢO LUẬN

3.1. Mô hình mô phỏng

Dựa vào phần mềm MATLAB/Simulink, chúng ta mô phỏng sơ đồ với các thông số sau (Bảng 1):

Bảng 1. Thông số mô phỏng hệ thống điều khiển và động cơ PMSM

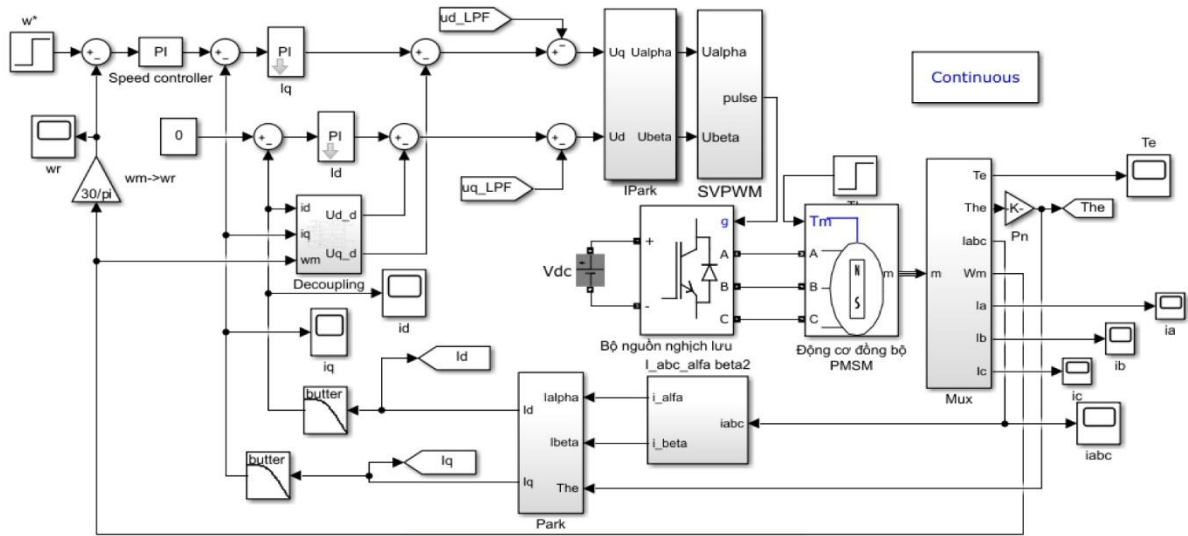
| Thông số | Giá trị | Đơn vị |
|----------------------------|---------|----------|
| Điện trở stato R_s | 2,912 | Ω |
| Điện cảm dọc trục L_d | 15 | mH |
| Điện cảm ngang trục L_q | 15 | mH |
| Số đôi cực p | 4 | |
| Từ cảm của NCVC ψ_f | 0,075 | Wb |
| Điện áp một chiều U_{dc} | 311 | VDC |

| Thông số | Giá trị | Đơn vị |
|--------------------------|---------|-------------------|
| Tần số cắt PWM f_{pwm} | 10 | kHz |
| Mô men quán tính J | 0,003 | Kg.m ³ |
| Hệ số giảm chấn B | 0,008 | Ns/m |
| Chu kỳ trích mẫu T_s | 10 | μs |

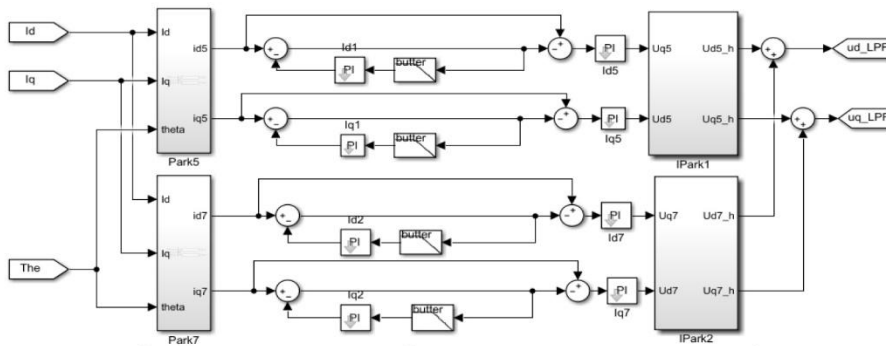
Mô hình mô phỏng được biểu diễn trên Hình 7.

3.2. Kết quả mô phỏng

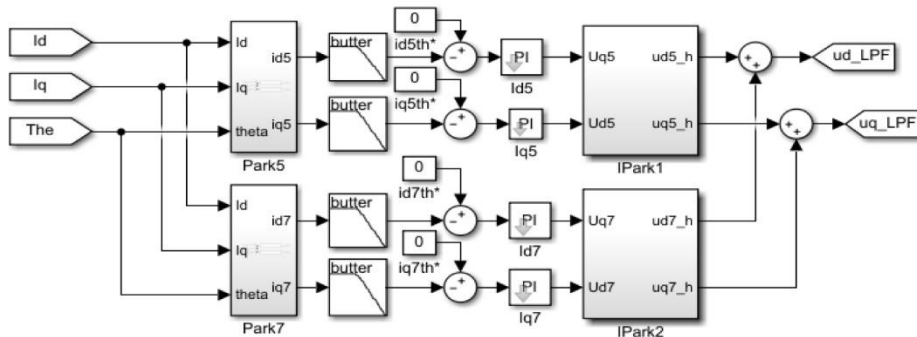
So sánh giữa mô hình điều khiển động cơ PMSM chưa có mạch triệt tiêu sóng hài và mạch có bộ lọc LPF vòng hở và bộ lọc LPF vòng kín sử dụng các thông số PI tương tự nhau. Tiến hành mô phỏng với tốc độ 500 vòng/phút, động cơ chạy không tải.



Sơ đồ khối điều khiển và động cơ PMSM



Sơ đồ khối triệt tiêu sóng hài bằng LPF vòng kín dựa trên lý thuyết MRF



Sơ đồ khối triệt tiêu sóng hài bằng LPF vòng hở dựa trên lý thuyết MRF

Hình 7. Mô hình điều khiển và khử sóng hài động cơ PMSM dựa trên lý thuyết đa khung tham chiếu

Đồ thị tốc độ biểu diễn trên Hình 8 và đồ thị dòng điện biểu diễn trên hình 9.

Hình 8a, cho thấy ở chế độ không tải khi không có các bộ khử sóng hài thì thời gian khởi động của động cơ nhanh hơn khi có bộ khử sóng hài. Tuy nhiên khi ổn định thì có bộ khử sóng hài giúp cho tốc độ của động cơ ổn định hơn hạn chế được gợn sóng khi chạy ở chế độ ổn định.

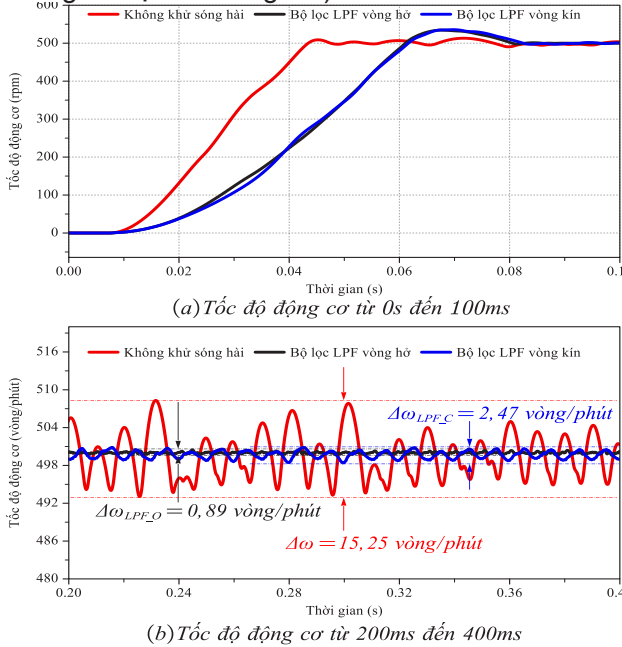
Hình 8b cho thấy độ dao động của tốc độ khi ổn định là 15,25 vòng/phút nhưng khi có bộ lọc LPF thì sai số sẽ giảm nhiều, trong trường hợp bộ lọc

LPF vòng hở chỉ có 0,89 vòng/phút còn đối với vòng kín là 2,47 vòng/phút.

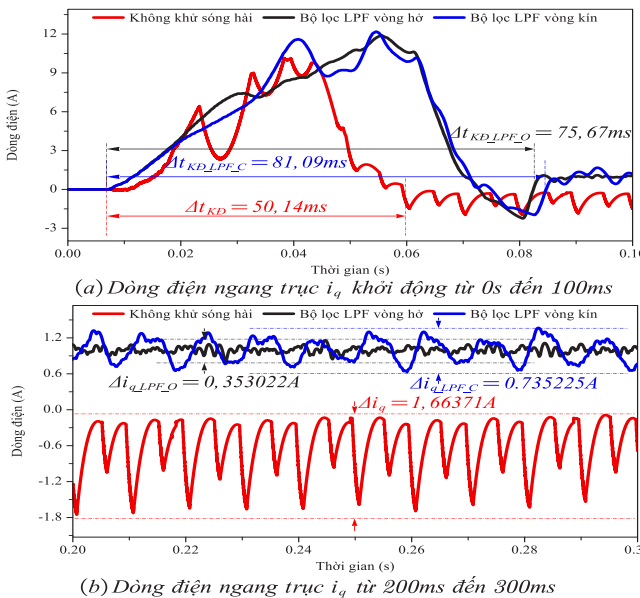
Hình 9a ta thấy thời gian quá độ của dòng điện ngang trục i_q ở trường hợp không có bộ triệt tiêu sóng hài là 50,14 ms và 2 trường hợp còn lại tương ứng 75,67 ms và 81,09 ms.

Hình 9b, ta thấy khi không có bộ khử sóng hài thì biên độ dao động của dòng điện i_q là 1,66371 A, còn khi sử dụng bộ lọc sóng hài vòng hở thì độ dao động dòng điện nhỏ nhất với biên độ dao động là 0,353022 A (nhỏ hơn 4,713 lần), đối với bộ lọc

biên độ sóng hài vòng hở thì biên độ dao động dòng điện i_q là 0,735225 A (lớn hơn 2,083 lần so với bộ lọc vòng hở và nhỏ hơn 2,263 lần so với khi không có bộ khử sóng hài).



Hình 8. Kết quả mô phỏng tốc độ động cơ PMSM trường hợp động cơ PMSM chạy không tải với tốc độ 500 vòng/phút.



Hình 9. Kết quả mô phỏng dòng điện động cơ PMSM trường hợp động cơ PMSM chạy không tải với tốc độ 500 vòng/phút.

Tiến hành mô phỏng và khảo sát kết quả với các trường hợp giữ tốc độ không đổi mà thay đổi tải; giữ nguyên tải, thay đổi tốc độ động cơ để được các kết luận cần thiết.

4. KẾT LUẬN

➤ Mô hình toán học của động cơ PMSM bao gồm mô hình có thành phần sóng hài bậc 5 và bậc 7, là cơ sở để sử dụng lý thuyết đa khung tham chiếu MRF để triệt tiêu thành phần sóng hài.

➤ Đưa ra các ma trận biến đổi và phép dịch chuyển hệ quy chiếu dựa trên lý thuyết đa khung tham chiếu MRF để biến đổi các thành phần sóng hài từ đại lượng xoay chiều sang đại lượng 1 chiều là cơ sở để dùng bộ lọc LPF.

➤ Đưa ra 2 sơ đồ điều khiển sử dụng bộ lọc LPF là sơ đồ lọc LPF vòng hở và LPF vòng kín. Vòng hở trong kết quả chạy mô men không tải và khi có tải, thay đổi tốc độ và tải thì cho thấy độ ổn định cao hơn, nhưng mô hình này do lọc đặt trực tiếp lọc sóng hài nên thời gian xử lý sẽ chậm hơn. Trong khi ấy sơ đồ đấu LPF vòng kín với LPF nổi vòng hở pha tín hiệu phản hồi sẽ cho đáp ứng nhanh hơn, nhưng chất lượng đầu ra ở trạng thái mô men không tải vẫn gây dao động nhiều hơn trường hợp lọc trực tiếp. Ngoài ra, trong phần mô men tải thấp thì chất lượng của bộ lọc LPF vòng kín có độ dao động thấp hơn nhiều so với bộ lọc LPF vòng hở, tuy nhiên khi tăng tải lên thì độ dao động của bộ lọc LPF vòng kín độ ổn định ngày càng kém hơn so với bộ lọc LPF vòng hở. Do đó cần nghiên cứu sâu hơn về 2 sơ đồ lọc để khắc phục các nhược điểm này.

➤ Kết quả mô phỏng cho thấy các phương pháp được đề xuất có thể triệt tiêu sóng hài và giảm tổn thất một cách hiệu quả. Việc sử dụng các bộ lọc sóng hài giúp tín hiệu đầu ra của hệ thống điều khiển đáp ứng tốt hơn loại bỏ phần lớn các dao động ở trạng thái ổn định. Từ đó cho phép quạt cục bộ trong mỏ hầm lò hoạt động với hiệu suất cao hơn đáng kể so với hiện nay dẫn đến tiết kiệm năng lượng, góp phần giảm phát thải ra môi trường □

**TÀI LIỆU THAM KHẢO**

- [1]. Trần Hữu Phúc, Trần Thanh Tuyên, Trần Hữu Phan (2023). Nghiên cứu khả năng cải tạo động cơ quạt cục bộ YBT-52-2 thành động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu khởi động trực tiếp. *Tạp chí Khoa học và Công nghệ QUI*. Tập 1 số 02-2023 tr 63-69
 - [2]. Trần Hữu Phúc, Trần Thanh Tuyên, Trần Hữu Phan, Nguyễn Trọng Các (2023). Nghiên cứu hiệu quả thay thế động cơ phòng nổ không đồng bộ ba pha bằng động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu khởi động trực tiếp. *Tạp chí Nghiên cứu Khoa học- Trường Đại học Sao Đỏ, số 2 (81) 2023* tr 24-28
 - [3]. Đỗ Như Ý, Đỗ Anh Tuấn, Lê Anh Tuấn (2022) . Thiết kế động cơ phòng nổ hiệu suất cao tốc độ 3000 vg/phút sử dụng cho quạt gió cục bộ trong khai thác hầm mỏ lò. *Tạp chí Khoa học Công nghệ Việt Nam, tập 64 số 10 ĐB* tr 43-45.
 - [4]. Đỗ Như Ý, Trịnh Biên Thùy (2023). Tối ưu hóa thiết kế động cơ điện phòng nổ hiệu suất cao ứng dụng cho quạt cục bộ trong mỏ than hầm lò. *Tạp chí Công nghiệp Mỏ, số 01-2023* tr 39
 - [5]. Đỗ Như Ý (2023). Báo cáo đề tài: *Nghiên cứu thiết kế chế tạo hoàn thiện hệ thống điện – điều khiển tự động quạt thông gió cục bộ phục vụ khai thác mỏ hầm lò*. Chương trình Khoa học và Công nghệ trọng điểm cấp quốc gia phục vụ đổi mới, hiện đại hóa công nghệ khai thác và chế biến khoáng sản đến năm 2025.
 - [6]. S. A. Q. Mohammed, A. T. Nguyen, H. H. Choi, and J. W. Jung (2020). Improved iterative learning control strategy for surface-mounted permanent magnet synchronous motor drives. *IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 67, no. 12, pp. 10134–10144, 2020.*
 - [7]. Q. Fei, Y. Deng, H. Li, J. Liu, and M. Shao (2019). Speed Ripple Minimization of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Model Predictive and Iterative Learning Controls. *IEEE Access, vol. 7, pp. 31791–31800, 2019.*
 - [8]. P. Cui, S. Li, G. Zhao, and C. Peng (2016). Suppression of Harmonic Current in Active-Passive Magnetically Suspended CMG Using Improved Repetitive Controller. *IEEE/ASME Trans. Mechatronics, vol. 21, no. 4, pp. 2132–2141, 2016.*
 - [9]. M. Wu, L. Zhou, and J. She (2011). Design of Observer-Based H^∞ Robust Repetitive-Control System. *IEEE Trans. Automat. Contr., vol. 56, no. 6, pp. 1452–1457, 2011.*
 - [10]. Z. Bai, H. Ma, D. Xu, B. Wu, Y. Fang, and Y. Yao (2014). Resonance damping and harmonic suppression for grid-connected current-source converter. *IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 61, no. 7, pp. 3146–3154, 2014.*
 - [11]. Y. Ge, L. Yang, and X. Ma (2021). A Harmonic Compensation Method for SPMSM Sensorless Control Based on the Orthogonal Master-Slave Adaptive Notch Filter. *IEEE Trans. Power Electron., vol. 36, no. 10, pp. 11701–11711, 2021.*
 - [12]. G. Wang et al. (2014). Enhanced position observer using second-order generalized integrator for sensorless interior permanent magnet synchronous motor drives. *IEEE Trans. Energy Convers., vol. 29, no. 2, pp. 486–495, 2014.*
 - [13]. H. Cheng, S. Sun, X. Zhou, D. Shao, S. Mi, and Y. Hu (2022). Sensorless DPCC of PMLSM Using SOGI-PLL-Based High-Order SMO with Cogging Force Feedforward Compensation. *IEEE Trans. Transp. Electrif., vol. 8, no. 1, pp. 1094–1104, 2022.*
 - [14]. G. Zhang, G. Wang, D. Xu, and N. Zhao (2016), “ADALINE-network-based PLL for position sensorless interior permanent magnet synchronous motor drives,” *IEEE Trans. Power Electron., vol. 31, no. 2, pp. 1450–1460, 2016.*
 - [15]. G. Feng, C. Lai, J. Tian, and N. C. Kar (2019). Multiple Reference Frame Based Torque Ripple Minimization for PMSM Drive under Both Steady-State and Transient Conditions. *IEEE Trans. Power Electron., vol. 34, no. 7, pp. 6685–6696, 2019.*
 - [16]. Pan, Z., Dong, F., Zhao, J., Wang, L., Wang, H., & Feng, Y. (2018). Combined resonant controller and two-degree-of-freedom PID controller for PMSLM current harmonics suppression. *IEEE Transactions on Industrial Electronics, 65(9), 7558-7568.*
 - [17]. Mu, S., Kang, J., Zhong, Z., & Ma, Z. (2020). Improved detecting method for multiple rotating reference frames based harmonic control of PMSMs”. In *2020 Chinese Automation Congress (CAC)* (pp. 5458-5463). IEEE.
-



RESEARCH ON HARMONIC WAVE SUPPRESSION MODEL OF UNDERGROUND MINE LOCAL FAN OUTPUT USING PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR

Trần Hữu Phúc^{1,*}, Trần Thanh Tuyền^{2,3}, Trần Hữu Phan¹

¹East Asia University of Technology, Trinh Van Bo, Ha Noi, Viet Nam

²Quang Ninh University of Industry, Yen Tho, Quang Ninh, Viet Nam

³Central South University, 932 Lushan nan Road, Hunan, China

ARTICLE INFOR

TYPE: Research Article

Received: 05/5/2024

Revised: 26/7/2024

Accepted: 10/8/2024

^{1,*} Corresponding author:

Email: phucth@eaut.edu.vn

ABSTRACT

Permanent magnet synchronous motors (PMSM) have been widely used in the field of industrial servo control, especially in high-precision applications, and have begun to be put into use in the local mine fan system in our country in recent years. Harmonics can cause operational problems in the control system's associated electrical and electronic equipment. This article presents an algorithm to eliminate output harmonics of the PMSM motor controller based on multi reference frame (MRF) theory combined with low pass filter (LPF) and gives simulation results on Matlab/ Simulink when using that algorithm. From there, improve the efficiency of electricity use of local ventilation fans in underground mines.

Key word: *permanent magnet synchronous motor, harmonics, multi reference frame (MRF), low pass filter (LPF). basin*

@ Vietnam Mining Science and Technology Association