

# NGHIÊN CỨU KHỬ SÓNG HÀI ĐẦU RA BỘ BIẾN ĐỔI DC-AC CỦA ĐỘNG CƠ ĐỒNG BỘ NAM CHÂM VĨNH CỬU DỰA TRÊN LÝ THUYẾT ĐA KHUNG THAM CHIẾU VÀ BỘ LỌC THÔNG THẤP

RESEARCH ON HARMONIC ELIMINATION IN THE OUTPUT OF A DC-AC CONVERTER OF A PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR BASED ON MULTIPLE REFERENCE FRAME THEORY AND LOW-PASS FILTER

Trần Thanh Tuyền<sup>1,\*</sup>, Đặng Quốc Du<sup>2</sup>,  
Nguyễn Thị Thương Duyên<sup>1</sup>, Dương Thị Lan<sup>3</sup>

DOI: <http://doi.org/10.57001/huih5804.2024.248>

## TÓM TẮT

Động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu (PMSM) 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. Do gợn sóng mô-men xoắn định kỳ gây ra bởi mô-men xoắn, gợn từ thông và độ lệch dòng điện, tốc độ đầu ra của hệ thống đều có gợn sóng định kỳ, ảnh hưởng đến độ chính xác điều khiển của hệ thống servo. Đây chính là các gợn sóng hài và sóng hài trung gian có thể gây ra các vấn đề về vận hành trong thiết bị điện và điện tử. Trong bài báo này, nhóm tác giả trình bày thuật toán sử dụng 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 khóa:** Động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu (PMSM); sóng hài; đa khung tham chiếu (MRF); bộ lọc thông thấp (LPF).

## ABSTRACT

Permanent magnet synchronous motors (PMSM) find extensive applications in industrial servo control, particularly in high-precision tasks. However, they suffer from periodic torque ripples due to torque, flux, and current variations, leading to periodic speed ripples in the system output, thereby affecting control accuracy. These ripples are attributed to harmonics and interharmonics, which may induce operational issues in electrical and electronic devices. This paper introduces an algorithm designed to mitigate the output harmonics of the PMSM motor controller using the multi-reference frame (MRF) theory in conjunction with a low-pass filter (LPF). Furthermore, simulation results conducted in Matlab/Simulink are presented to validate the effectiveness of the proposed algorithm.

**Keywords:** Permanent magnet synchronous motors (PMSM), harmonics, multiple reference frame (MRF), low-pass filter (LPF).

<sup>1</sup>Khoa Điện, Trường Đại học Công nghiệp Quảng Ninh

<sup>2</sup>Khoa Điện - Tự động hoá, Trường Đại học Kinh tế - Kỹ thuật Công nghiệp

<sup>3</sup>Khoa Điện tử - Tin học, Trường Cao đẳng Kỹ thuật Công nghiệp

\*Email: tuyentt@qui.edu.vn, tuyenttbk48@gmail.com

Ngày nhận bài: 15/4/2024

Ngày nhận bài sửa sau phản biện: 18/5/2024

Ngày chấp nhận đăng: 25/7/2024

**KÝ HIỆU**

Ký hiệu	Đơn vị	Ý nghĩa
$B_a$	Ns/m	Hệ số giảm chấn nhớt
$J$	Kg·m <sup>2</sup>	Mô men quán tính
$L_d$	mH	Điện cảm dọc trục
$L_q$	mH	Điện cảm ngang trục
$i_d$	A	Dòng điện dọc trục
$i_q$	A	Dòng điện ngang trục
$U_{dc}$	VDC	Điện áp một chiều
$R_s$	$\Omega$	Điện trở stato
$f_{pwm}$	kHz	Tần số cắt PWM
$p$	-	Số đôi cực
$n$	-	Bậc sóng hài
$t$	s	Thời gian thực
$T_e$	Nm	Mô men điện từ
$T_L$	Nm	Mô men tải hay cản
$T_s$	$\mu$ s	Chu kỳ trích mẫu
$\theta$	rad	Góc pha dòng điện
$\omega_e$	rad/s	Tốc độ góc điện rôto
$\omega_m$	rad/s	Tốc độ góc cơ rôto
$\psi_f$	Wb	Từ cảm của nam châm vĩnh cửu
$\Omega$	Vòng/phút	Tốc độ quay rôto

**CHỮ VIẾT TẮT**

FOC	Field Oriented Control (Điều khiển từ thông rôto)
EMF	Electromagnetic Fields (Sức từ động)
LPF	Low Pass Filter (Lọc thông thấp)
MRF	Multi Reference Frame (Đa khung tham chiếu)
NCVC	Nam châm vĩnh cửu
PI	Proportional Integral (Tỉ lệ tích phân)
PMSM	Permanent magnet synchronous motors (Động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu)

**1. GIỚI THIỆU**

Gần đây, việc ứng dụng động cơ PMSM đang gia tăng nhanh chóng trong khu vực công nghiệp, ví dụ như máy bơm, xe điện và máy nén [1] nhờ có ưu điểm là hiệu suất và mật độ công suất cao. Điều khiển từ thông rôto (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 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. 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.

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. Phương pháp triệt tiêu sóng hài định kỳ 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 [2] điều khiển lặp lại [3] và điều khiển cộng hưởng tỷ lệ [4]. Điều khiển học lặp 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. Tuy nhiên, sơ đồ kết hợp bộ điều khiển PI và bộ điều khiển học lặp bị tê liệt bởi một đối tượng không tuần hoàn, nhạy cảm với độ không đảm bảo của các tham số hệ thống và khả năng chống nhiễu loạn yếu. Bộ điều khiển lặp lại và bộ cộng hưởng tỷ lệ không thể được sử dụng để loại bỏ nhiễu loạn dòng điện một chiều. Bộ điều khiển lặp lại thường cần nhiều thời gian trễ, làm chậm quá trình phản hồi động. Và 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 lặp lại.

Bộ lọc Notch [5], bộ lọc tích phân bậc hai tổng quát [6] và bộ lọc dựa trên mạng nơron tuyến tính thích ứng [7] 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 giúp hệ thống ổn định và đáng tin cậy hơn. Để tách các thành phần hài 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 mạng nơ-ron tuyến tính thích ứng đã được chứng minh là một cách hiệu quả để tìm sóng hài. 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. Tuy nhiên, khi có độ lệch tần số cơ bản và hài trung gian, kết quả có thể không chính xác và giải pháp này chỉ phù hợp với các động cơ PMSM có EMF không hình sin. 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.

Lý thuyết MRF được áp dụng rộng rãi vì tính nguyên lý đơn giản và khả năng mở rộng linh hoạt. Trong tài liệu [8], 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. Sử dụng lý thuyết MRF kết hợp với bộ lọc LPF vòng kín là hệ thống khử sóng hài đơn giản hơn so với các hệ khử sóng hài khác mà vẫn đạt được hiệu quả nâng cao chất lượng đầu ra cho hệ thống.

## 2. MÔ HÌNH TOÁN HỌC CỦA ĐỘNG CƠ PMSM VÀ MÔ HÌNH KHỬ SÓNG HÀI DỰA TRÊN LÝ THUYẾT MRF

### 2.1. Phân tích sóng hài trong động cơ PMSM rôto có nam châm vĩnh cửu gắn bề mặt

Các hệ phương trình điện áp và mô men của động cơ PMSM có thể được biểu thị trong hệ quy chiếu quay đồng bộ [9] như sau:

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

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

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J} (T_e - B\omega_m - T_L) \quad (3)$$

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

Trong đó,  $i_d$  và  $i_q$  tương ứng là giá trị dòng điện dọc trục và ngang trục trên hệ trục tọa độ dq (A);  $R_s$  là điện trở dây quấn stato ( $\Omega$ );  $L_d$ ,  $L_q$  tương ứng là giá trị điện cảm

đồng bộ của dây quấn stato dọc và ngang trục (H);  $\omega_e$ ,  $\omega_m$  là tốc độ góc roto điện và cơ của động cơ (rad/s);  $\psi_f$  là từ thông do nam châm vĩnh cửu (NCVC) sinh ra (Wb);  $J$  là mô men quán tính của rôto ( $\text{kg.m}^2$ );  $B$  là hệ số giảm chấn;  $T_L$  là giá trị mô men tải hay cản (Nm);  $T_e$  là mô men điện từ (Nm);  $p$  là số đôi cực của động cơ. Ngoài ra, nhóm tác giả sử dụng mô hình với động cơ PMSM với phần quay có NCVC gắn bề mặt, vì vậy độ tự cảm dọc và ngang trục trong hệ trục tọa độ dq bằng nhau, hay  $L_d = L_q = L$ . Như vậy, thành phần mô men từ trở trong phương trình (4) không tồn tại. Khi đó mô men điện từ  $T_e$  động cơ tỉ lệ thuận với dòng điện ngang trục  $i_q$ .

Trong thực tế, dòng điện ba pha của hệ thống điều khiển động cơ PMSM chứa các thành phần hài do các yếu tố không lý tưởng, chẳng hạn như hiệu ứng thời gian chết của bộ biến tần và biến dạng trường khe hở không khí [10]. Do đó, các thành phần sóng hài dòng điện trước tiên được phân tích. Dựa trên phân tích biến đổi Fourier, các thành phần sóng 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 điều kiện giả thiết động cơ PMSM lý tưởng như đã cho thì 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 động cơ PMSM có stato 3 pha đấu hình sao thì thành phần sóng hài lúc này ngoài sóng cơ bản thì tập trung trên các sóng hài tần số bậc  $(6n \pm 1)$  và về chiều quay của thành phần sóng hài tần số bậc 1 và bậc  $(6n + 1)$  cùng chiều trong khi đó chiều quay của sóng hài tần số bậc  $(6n - 1)$  thì ngược chiều với chiều quay của thành phần sóng hài tần số cơ bản và sóng tần số bậc  $(6n + 1)$  [11]. Do thành phần sóng hài từ bậc 11 trở đi ảnh hưởng rất nhỏ đến dòng điện cơ bản nên dòng điện lúc này bao gồm 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 [12] nên khi đưa ra mô hình triệt tiêu sóng hài, chúng ta sẽ nghiên cứu tập trung vào triệt tiêu các sóng hài bậc 5 và bậc 7.

Thông qua phương pháp biến đổi trục tọa độ Clark và Park, ta được dòng điện  $i_d$  và  $i_q$  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 qua phép biến đổi tương ứng là  $-6\omega$  và  $6\omega$ .

Thay phương trình (11) và (12) vào phương trình (1) và (2), ta có:

$$u_d = R_s [I_1 \cos\theta_1 + I_5 \cos(-6\omega t + \theta_5) + I_7 \cos(6\omega t + \theta_7)] - \omega L_q [I_1 \sin\theta_1 + I_5 \sin(-6\omega t + \theta_5) + I_7 \sin(6\omega t + \theta_7)] + 6\omega L_d [I_5 \sin(-6\omega t + \theta_5) - I_7 \sin(6\omega t + \theta_7)] \quad (13)$$

$$u_q = \omega \psi_{f1} + R_s [I_1 \sin\theta_1 + I_5 \sin(-6\omega t + \theta_5) + I_7 \sin(6\omega t + \theta_7)] - \omega L_d [I_1 \cos\theta_1 + I_5 \cos(-6\omega t + \theta_5) + I_7 \cos(6\omega t + \theta_7)] + 6\omega L_q [-I_5 \cos(-6\omega t + \theta_5) + I_7 \cos(6\omega t + \theta_7)] \quad (14)$$

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

$$T_e = \frac{3}{2} p \psi_{f1} [I_1 \sin\theta_1 + I_5 \sin(-6\omega t + \theta_5) + I_7 \sin(6\omega t + \theta_7)] \quad (15)$$

Thông qua phân tích sóng hài, ta có thể thấy các hệ phương trình điện áp và mô men của stato động cơ PMSM trong hệ quy chiếu quay đồng bộ dq bao gồm thành phần sóng hài là phương trình (3), (13), (14) và (15). Ta có thể thấy được trong các phương trình trên, ngoài thành phần cơ bản ra thì thành phần hài chủ yếu là thành phần hài bậc 6. Như vậy, nhóm tác giả sẽ dựa trên lý

thuyết MRF biến đổi các thành phần sóng hài bậc 5 và bậc 7 về hệ tọa độ quay có tần số quay tương ứng là  $\pm 6\omega$ . Qua các phép biến đổi này, nhóm tác giả sẽ kết hợp bộ lọc LPF để tách thành phần xoay chiều ra khỏi hệ thống.

## 2.2. Mô hình triệt tiêu sóng hài dựa trên MRF

Nguyên lý của mô hình triệt tiêu sóng hài dựa trên lý thuyết MRF là tách thành phần sóng hài bậc 5 và 7 ra khỏi thành phần dòng điện dq bằng phương pháp MRF sang hệ trục tọa độ quy chiếu dq và sử dụng thuật toán thích nghi để xử lý thành phần hài này sau đó dùng quá trình biến đổi ngược từ trục tọa độ dq về hệ trục tọa độ  $\alpha\beta$  hoặc abc phản hồi về hệ thống là tín hiệu điều khiển triệt tiêu sóng hài đầu ra.

Trong phương trình (11) và (12) ta có thể thấy khi thành phần cơ bản của dòng điện khi qua biến đổi MRF thì biến đổi thành dòng 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 tọa độ dq thành thành phần một chiều với hệ trục tọa độ quay cùng bậc với sóng hài đó. Phép biến đổi từ hệ tọa độ dq sang hệ tọa độ đồng bộ dq quay sóng hài bậc 5 [9] là:

$$T_{dq}^{dq5} = \begin{bmatrix} \cos(-6\omega t) & \sin(-6\omega t) \\ -\sin(-6\omega t) & \cos(-6\omega t) \end{bmatrix} \quad (16)$$

Kết hợp phương trình (16) 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  $-6\omega$ .

$$i_{d5} = I_1 \cos(6\omega t + \theta_1) + I_5 \cos\theta_5 + I_7 \cos(12\omega t + \theta_7) \quad (17)$$

$$i_{q5} = I_1 \sin(6\omega t + \theta_1) - I_5 \sin\theta_5 + I_7 \sin(12\omega t + \theta_7) \quad (18)$$

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

$$T_{dq}^{dq7} = \begin{bmatrix} \cos(6\omega t) & \sin(6\omega t) \\ -\sin(6\omega t) & \cos(6\omega t) \end{bmatrix} \quad (19)$$

Phương trình của sóng hài dòng điện trên hệ tọa độ quy chiếu quay tốc độ  $6\omega$ :

$$i_{d7} = I_1 \cos(6\omega t - \theta_1) + I_5 \cos(12\omega t - \theta_5) + I_7 \cos\theta_7 \quad (20)$$

$$i_{q7} = -I_1 \sin(6\omega t - \theta_1) - I_5 \sin(12\omega t - \theta_5) + I_7 \sin\theta_7 \quad (21)$$

Các phương trình sóng hài dòng điện (17), (18), (20) và (21) là phương trình ở trên hệ tọa độ quy chiếu quay khi đã thực hiện phép biến đổi. Từ đây có thể thấy 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 LPF xử lý các thành phần xoay chiều trong hệ quy chiếu. Ngoài ra sau

khi triệt tiêu sóng hài thông dựa trên lý thuyết MRF, sẽ dùng phép biến đổi ngược để biến đổi về hệ trục tọa độ đồng bộ dq và phản hồi tín hiệu này về vòng điều khiển của động cơ PMSM.

**2.3. Sử dụng bộ lọc thông thấp trong hệ thống khử sóng hài**

Khi triệt tiêu các sóng hài, vấn đề mấu chốt là trích xuất các sóng hài đã được thực hiện ở phần trên sau đó thông qua thuật toán khử thành phần sóng hài này. Bộ lọc LPF là một trong những phương pháp giúp giải quyết vấn đề này. Nếu tần số cắt thấp thì bộ lọc LPF có độ chính xác cao hơn các bộ lọc khác. Hàm truyền của bộ lọc LPF được xác định như sau:

$$G_{LPF}(s) = \frac{\omega_c^2}{s^2 + 1.414s + \omega_c} \tag{22}$$

Trong đó  $\omega_c$  là tần số cắt của bộ lọc LPF. Như vậy, từ phương trình (17) và (18) giá trị của thành phần sóng hài bậc 5 khi qua bộ lọc LPF là:

$$i_{d5\_LPF} = I_5 \cos\theta_5 \tag{23}$$

$$i_{q5\_LPF} = -I_5 \sin\theta_5 \tag{24}$$

Tương tự qua phương trình (20) và (21) giá trị của thành phần sóng hài bậc 7 khi qua bộ lọc LPF là:

$$i_{d7\_LPF} = I_7 \cos\theta_7 \tag{25}$$

$$i_{q7\_LPF} = I_7 \sin\theta_7 \tag{26}$$

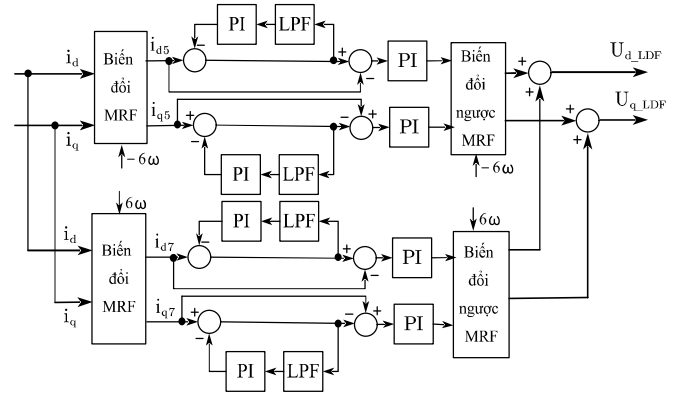
Giúp cải thiện các tín hiệu đầu ra, ta dùng bộ lọc cả thành phần lọc sóng hài dòng điện trên hệ tọa độ đồng bộ dq và hệ tọa độ quy chiếu quay sóng hài bậc 5 và bậc 7. Với mô hình kết nối bộ lọc LPF ta sử dụng sơ đồ kết nối như hình 1. Ta có hàm biến đổi của bộ PI như sau:

$$G_{PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \tag{27}$$

Theo như hình 1 và kết hợp phương trình (22) và (27), hàm truyền rút gọn là:

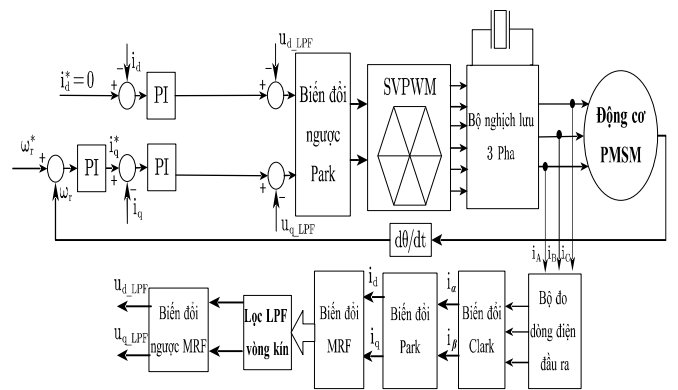
$$G_{\Sigma}(s) = \frac{G_{PI}G_{LPF}}{1+G_{PI}G_{LPF}} = \frac{\left(K_p + \frac{K_i}{s}\right) \frac{\omega_c^2}{s^2 + \sqrt{2}\omega_c s + \omega_c^2}}{1 + \left(K_p + \frac{K_i}{s}\right) \frac{\omega_c^2}{s^2 + \sqrt{2}\omega_c s + \omega_c^2}} \tag{28}$$

$$= \frac{(K_p s + K_i)\omega_c^2}{s^3 + \sqrt{2}\omega_c s^2 + (K_p + 1)\omega_c^2 s + K_i \omega_c^2}$$



Hình 1. Sơ đồ trích xuất sóng hài dòng điện dựa trên lý thuyết MRF và bộ lọc LPF vòng kín

Như vậy, dựa trên phân tích trên ta có sơ đồ khối của toàn bộ hệ thống điều khiển và triệt tiêu sóng hài như hình 2.



Hình 2. Sơ đồ điều khiển động cơ PMSM với chiến lược triệt tiêu sóng hài

**3. PHÂN TÍCH VÀ ĐÁNH GIÁ KẾT QUẢ MÔ PHỎNG**

**3.1. Thiết lập mô hình mô phỏng**

Mô hình mô phỏng các thuật toán điều khiển, thuật toán khử sóng hài và động cơ PMSM được xây dựng trên phần Matlab/Simulink. Trong đó, các thông số động cơ PMSM được thiết lập như bảng 1.

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

Thông số	Giá trị	Đơn vị	Thông số	Giá trị	Đơn vị
Điện trở stato $R_s$	2,875	$\Omega$	Điện áp một chiều $U_{dc}$	311	VDC
Điện cảm dọc trục $L_d$	8,5	mH	Tần số cắt PWM $f_{pwm}$	10	kHz
Điện cảm ngang trục $L_q$	8,5	mH	Mô men quán tính $J$	0,003	Kg.m <sup>2</sup>
Số đôi cực p	4		Hệ số giảm chấn B	0,008	Ns/m
Từ cảm của NCVC $\Psi_f$	0,175	Wb	Chu kỳ trích mẫu $T_s$	10	$\mu s$

### 3.2. Đánh giá kết quả mô phỏng

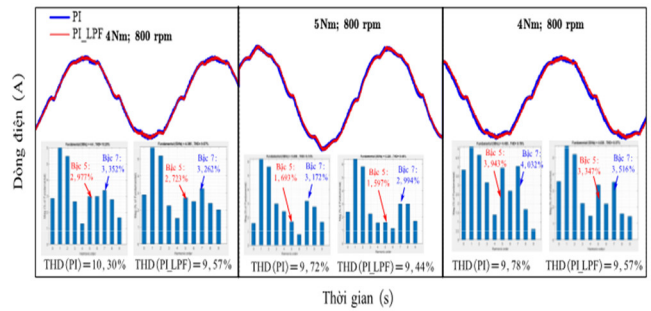
#### 3.2.1. Trường hợp động cơ PMSM thay đổi tải với tốc độ 800 vòng/phút

Tại mô hình này, ta có thể sẽ đánh giá quá trình thay đổi tải của hệ thống từ 4Nm sang 5Nm và về 4Nm khi động cơ PMSM làm việc ở chế độ ổn định có tốc độ 800 vòng/phút.

Trong hình 3, động cơ PMSM khởi động từ ban đầu lên tốc độ 800 vòng/phút với tải ban đầu là 4Nm sau đó tại thời gian 100ms thì đổi tải sang 5Nm và tại thời điểm 200ms thì giảm tải về 4Nm. Ta có thể thấy thời gian khởi động khi sử dụng bộ lọc LPF và không sử dụng như nhau nhưng khi có bộ lọc thì dao động của tốc độ khi ổn định sẽ ít hơn khi không sử dụng bộ lọc LPF qua cả ba trường hợp.

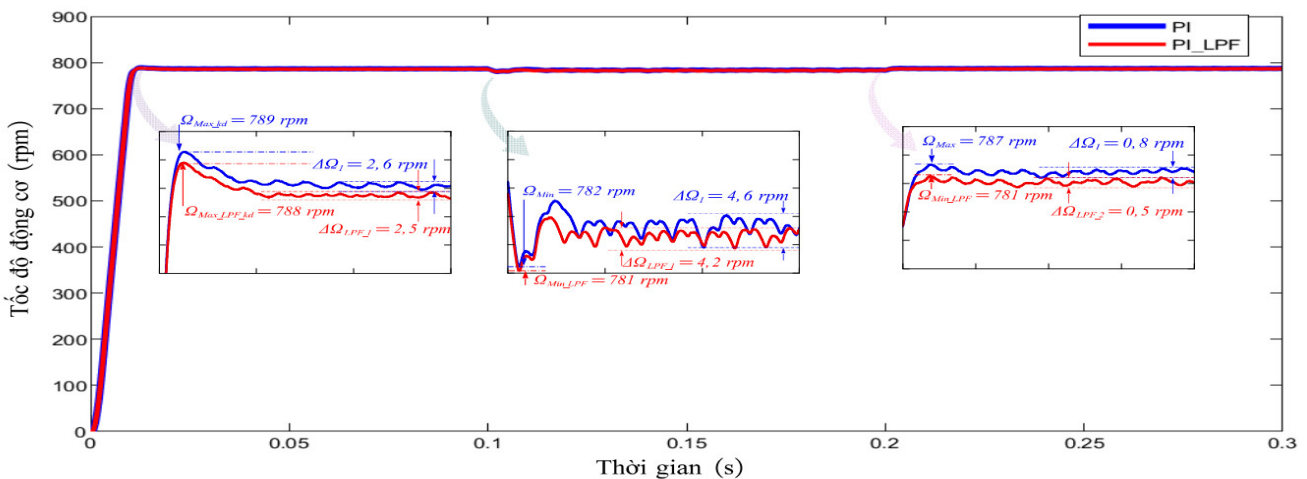
Hình 4 là kết quả mô phỏng mô men của động cơ, ta có thể thấy, mô men khởi động của động cơ PMSM trong hai trường hợp không thay đổi đáng kể, tuy nhiên khi có

bộ lọc cũng giúp dao động của mô men làm việc giảm so với không có bộ lọc LPF.

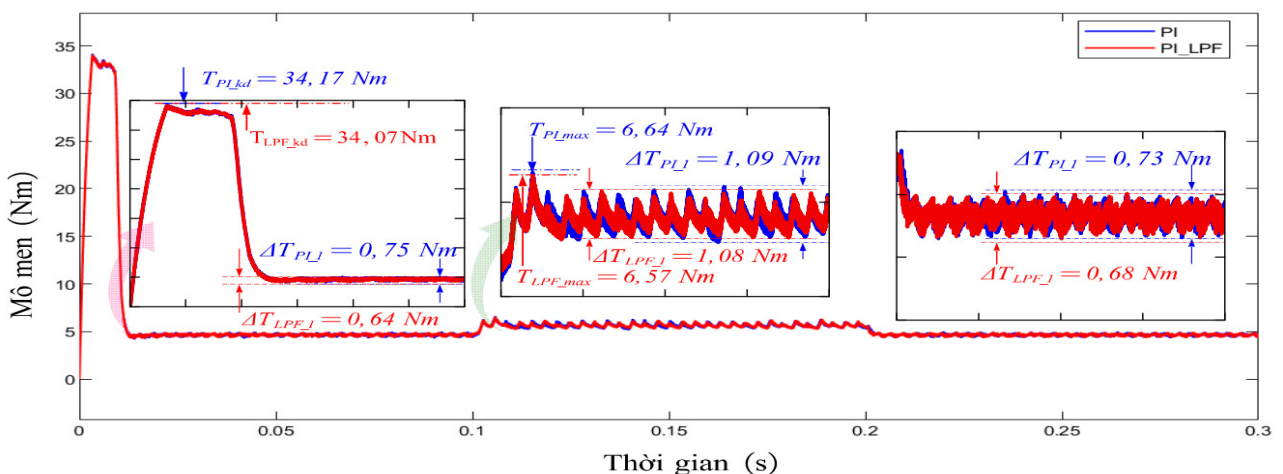


Hình 5. Kết quả mô phỏng dòng điện pha A của động cơ PMSM khi tải thay đổi và tốc độ không đổi

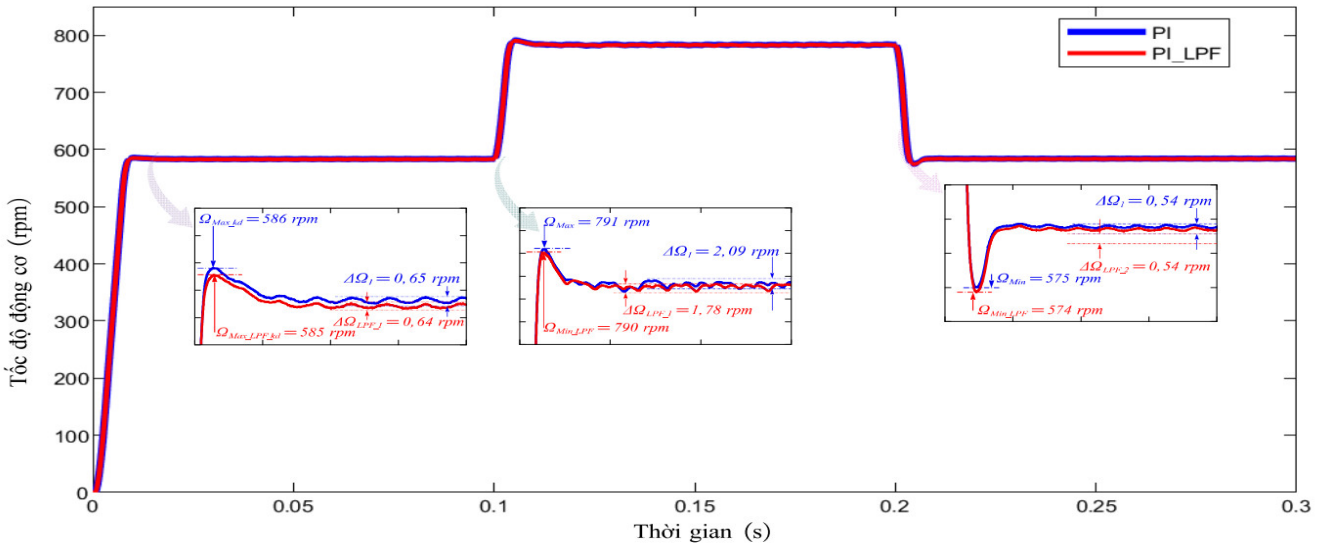
Hình 5 cho thấy kết quả mô phỏng dòng điện pha A của động cơ PMSM khi có bộ lọc và không có bộ lọc với mô men thay đổi và tốc độ không đổi, ta có thể thấy được độ méo sóng hài của từng trường hợp khi có bộ lọc giảm một chút so với khi không có bộ lọc, đúng theo lý thuyết ở trên.



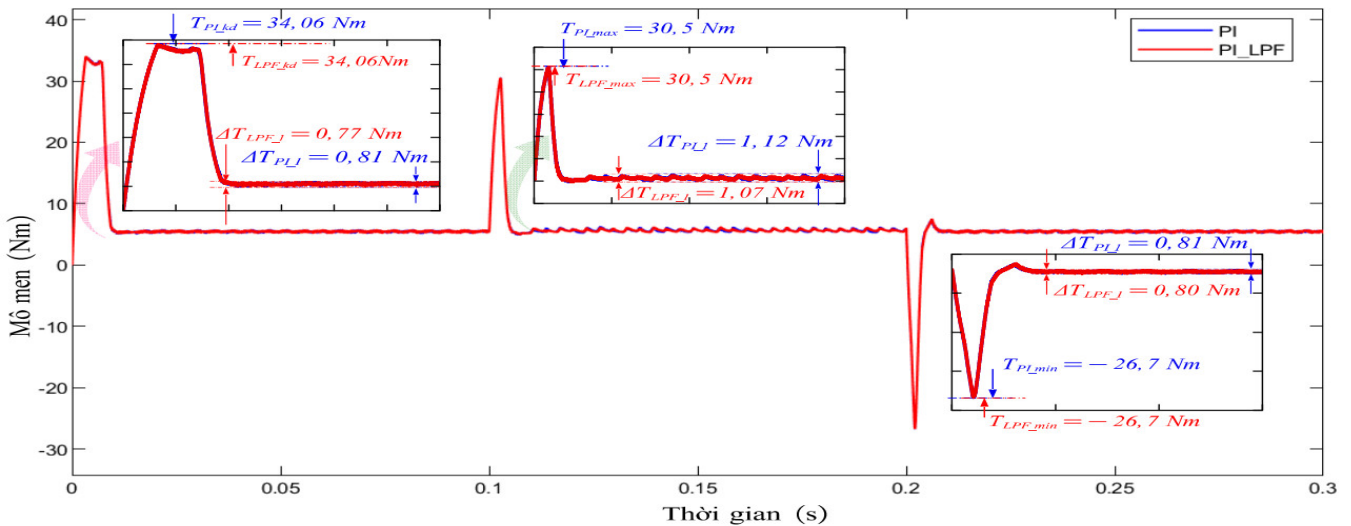
Hình 3. Kết quả mô phỏng tốc độ động cơ chạy có tải thay đổi với tốc độ không đổi



Hình 4. Kết quả mô phỏng mô men động cơ chạy có tải thay đổi với tốc độ không đổi



Hình 6. Kết quả mô phỏng tốc độ động cơ chạy có tải không đổi với tốc độ thay đổi



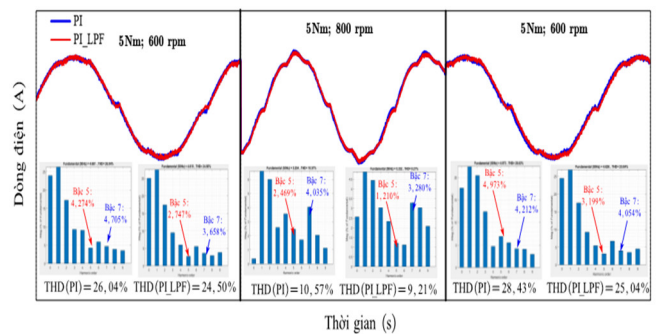
Hình 7. Kết quả mô phỏng mô men động cơ chạy có tải không đổi với tốc độ thay đổi

**3.2.2. Trường hợp động cơ PMSM thay đổi tốc độ với tải không đổi**

Tại mô hình này, ta có thể sẽ đánh giá quá trình thay đổi tốc độ của hệ thống từ 600 vòng/phút sang 800 vòng/phút sau đó giảm về 600 vòng/phút khi động cơ làm việc ở chế độ ổn định có mô men tải là 5Nm.

Trong hình 6, có thể thấy tốc độ giữa không có bộ lọc LPF và có bộ lọc LPF kết quả không có sự thay đổi ở tốc độ 600Nm mô men tải 5Nm, tuy nhiên khi tốc độ 800Nm thì có thể thấy độ dao động tốc độ khi có bộ lọc LPF sẽ ổn định hơn so với không có bộ lọc.

Trong hình 7, có thể thấy khi có lọc LPF và không có bộ lọc thì xung lực xảy ra khi thay đổi tốc như nhau, như vậy có thêm bộ lọc LPF cũng không ảnh hưởng đến các xung xảy ra khi thay đổi trạng thái.



Hình 8. Kết quả mô phỏng dòng điện pha A của động cơ PMSM khi tải không đổi và tốc độ thay đổi

Trong hình 8, cho thấy kết quả mô phỏng dòng điện pha A của động cơ PMSM khi có bộ lọc LPF và không có bộ lọc với mô men không đổi và tốc độ thay đổi, ta có thể thấy được độ méo sóng hài của từng trường hợp khi có

bộ lọc giảm một chút so với khi không có bộ lọc, đúng theo lý thuyết ở trên. Trong cả hai trường hợp thay đổi mô men và thay đổi tốc độ thì động cơ PMSM làm việc tối ưu tại ở mô men 5Nm và tốc độ 800 vòng/phút có độ méo sóng hài là nhỏ nhất.

#### 4. KẾT LUẬN VÀ KHUYẾN NGHỊ

Nội dung bài báo trình bày phương pháp triệt tiêu sóng hài cho động cơ PMSM bằng phương pháp sử dụng bộ lọc LPF dựa trên lý thuyết đa khung tham chiếu. Bài báo đã đưa được một số kết quả sau:

- 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 sơ đồ điều khiển sử dụng bộ lọc LPF vòng kín. Khi có sử dụng bộ lọc sóng hài LPF vòng kín thì 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.

Kết quả mô phỏng cho thấy 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.

#### TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1]. S. Wang, J. Kang, M. Degano, A. Galassini, C. Gerada, "An Accurate Wide-Speed Range Control Method of IPMSM Considering Resistive Voltage Drop and Magnetic Saturation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 67, 4, 2630-2641, 2020.
- [2]. S. A. Q. Mohammed, A. T. Nguyen, H. H. Choi, J. W. Jung, "Improved iterative learning control strategy for surface-mounted permanent magnet synchronous motor drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 67, 12, 10134-10144, 2020.
- [3]. P. Cui, S. Li, G. Zhao, and C. Peng, "Suppression of Harmonic Current in Active-Passive Magnetically Suspended CMG Using Improved Repetitive Controller," *IEEE/ASME Trans. Mechatronics*, 21, 4, 2132-2141, 2016.
- [4]. Z. Bai, H. Ma, D. Xu, B. Wu, Y. Fang, Y. Yao, "Resonance damping and harmonic suppression for grid-connected current-source converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 61, 7, 3146-3154, 2014.

- [5]. Y. Ge, L. Yang, X. Ma, "A Harmonic Compensation Method for SPMSM Sensorless Control Based on the Orthogonal Master-Slave Adaptive Notch Filter," *IEEE Trans. Power Electron.*, 36, 10, 11701-11711, 2021.

- [6]. H. Cheng, S. Sun, X. Zhou, D. Shao, S. Mi, Y. Hu, "Sensorless DPCC of PMSM Using SOGI-PLL-Based High-Order SMO with Cogging Force Feedforward Compensation," *IEEE Trans. Transp. Electr.*, 8, 1, 1094-1104, 2022.

- [7]. G. Zhang, G. Wang, D. Xu, N. Zhao, "ADALINE-network-based PLL for position sensorless interior permanent magnet synchronous motor drives," *IEEE Trans. Power Electron.*, 31, 2, 1450-1460, 2016.

- [8]. G. Feng, C. Lai, J. Tian, N. C. Kar, "Multiple Reference Frame Based Torque Ripple Minimization for PMSM Drive under Both Steady-State and Transient Conditions," *IEEE Trans. Power Electron.*, 34, 7, 6685-6696, 2019.

- [9]. Phạm Văn Bình, *May dien tong quat*. Vietnam Education Publishing House, Hanoi, 2011 (in Vietnamese).

- [10]. Pan Z., Dong F., Zhao J., Wang L., Wang H., Feng Y., "Combined resonant controller and two-degree-of-freedom PID controller for PMSLM current harmonics suppression," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(9), 7558-7568, 2018.

- [11]. Mu S., Kang J., Zhong Z., Ma Z., "Improved detecting method for multiple rotating reference frames based harmonic control of PMSMs," In *2020 Chinese Automation Congress (CAC)*, 5458-5463, IEEE, 2020.

- [12]. Kim S. Y., Park S. Y., "Compensation of dead-time effects based on adaptive harmonic filtering in the vector-controlled AC motor drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 54(3), 1768-1777, 2007.

#### AUTHORS INFORMATION

**Tran Thanh Tuyen<sup>1</sup>, Dang Quoc Du<sup>2</sup>, Nguyen Thi Thuong Duyen<sup>1</sup>, Duong Thi Lan<sup>3</sup>**

<sup>1</sup>Faculty of Electrical Engineering, Quang Ninh University of Industry, Vietnam

<sup>2</sup>Faculty of Electrical and Automation, University of Economics - Technology for Industries, Vietnam

<sup>3</sup>Faculty of Electronics and Computer Science, College of Industrial Techniques, Vietnam