

NGHIÊN CỨU VÀ MÔ PHỎNG NGHỊCH LƯU NPC BA MỨC TRONG HỆ THỐNG EHA CHO CÁC ỨNG DỤNG TRÊN MÁY BAY "NHIỀU ĐIỆN HƠN"

STUDY AND SIMULATION OF 3-LEVEL NPC INVERTER OF EHA SYSTEM FOR "MORE ELECTRIC AIRCRAFT"

Phạm Thị Thùy Linh

TÓM TẮT

Hệ thống truyền động thủy tĩnh EHA trong các máy bay "nhiều điện hơn" yêu cầu cấu trúc điều khiển phức tạp để thực hiện chuyển đổi điện năng chính xác và hiệu quả. Điều chế bộ biến đổi tĩnh luôn là một chủ đề đầy thách thức. Bài báo này trình bày một nghiên cứu về hệ truyền động EHA sử dụng bộ chuyển đổi kếp điểm trung tính ba mức (3L-NPC) thay thế cho nghịch lưu hai mức thông thường. Các tính toán để xuất được xác minh bằng phân tích và thông qua mô phỏng bằng phần mềm PSIM. Kết quả cho thấy hệ thống hoạt động với chất lượng đầu ra tốt hơn sử dụng bộ nghịch lưu 2 mức.

Từ khóa: Truyền động thủy tĩnh (EHA), Bộ chuyển đổi đa mức, động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu (PMSM), điều khiển vector, điều chế độ rộng xung (PWM).

ABSTRACT

Electro-Hydrostatic Actuator (EHA) in "more electric" aircraft requires complex control structures to realize precise and efficient power conversion. Strategy of modulation control has always been a challenging subject. This paper presents a study of EHA drives using a Three-Level Neutral Point Clamp converter (3L-NPC) instead of conventional two-level inverter. The proposed calculations are verified by analysis and simulation by PSIM software. The results show that the system operates with better output quality than using a 2-level inverter.

Keywords: EHA (Electro-Hydrostatic Actuator), Multilevel Converter, PMSM (Permanent Magnet Synchronous Motor), Vector control, Pulse Width Modulation (PWM).

Khoa Điều khiển và Tự động hóa, Trường Đại học Điện lực

Email: linhptt@eu.edu.vn

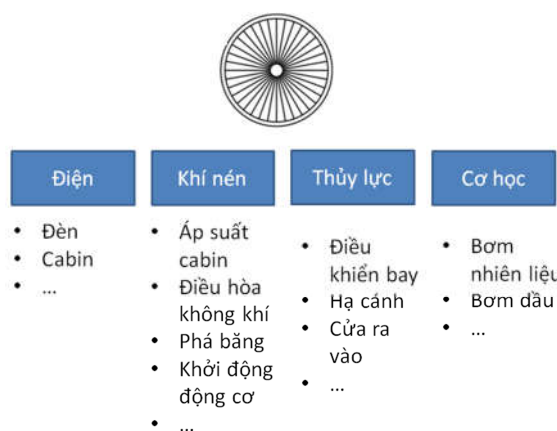
Ngày nhận bài: 15/2/2021

Ngày nhận bài sửa sau phản biện: 10/4/2021

Ngày chấp nhận đăng: 25/4/2021

1. MỞ ĐẦU

Trong những năm gần đây, trước khi dịch Covid bùng phát thì vận tải hàng không đã tăng trưởng bình quân 9% / năm và được dự đoán sẽ tiếp tục tăng trưởng với tốc độ xấp xỉ 5%/năm trong tương lai gần [1]. Một lý do cho sự phát triển vượt bậc này có thể được tìm thấy là sự cải tiến công nghệ của máy bay, giúp tăng hiệu suất và giảm chi phí di chuyển bằng đường hàng không.



Hình 1. Phân bố công suất của máy bay thông thường sử dụng năng lượng điện, khí nén, thủy lực và cơ học



Hình 2. Sử dụng năng lượng điện trong các máy bay nhiều điện hơn

Việc sử dụng điện tử công suất trở thành một công nghệ then chốt để nâng cao hơn nữa hiệu quả và giảm chi phí nhiên liệu cũng như khí thải CO₂ của máy bay và thường được gọi với khái niệm "Máy bay nhiều điện hơn" (MBNĐH) [1]. Mục đích của công nghệ mới này là giảm

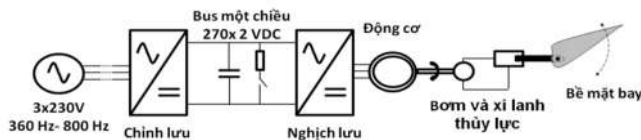
trọng lượng của máy bay bằng cách sử dụng đáng kể thiết bị điện tử công suất thay vì các bộ phận dẫn động cơ khí, khí nén hoặc thủy lực nặng nề (hình 1, 2).

Việc thay thế các hệ thống không dùng điện bằng thiết bị điện dẫn đến nhu cầu điện năng tăng lên đáng kể. Trong khi ở một máy bay thông thường, chẳng hạn như Airbus A330, công suất lắp đặt là khoảng 300kVA, công suất lắp đặt của máy bay nhiều điện hơn mới phát hành gần đây, Airbus A380 là 600kVA [2] và theo [3] Boeing Dreamliner 787 được lắp đặt công suất 1MVA.

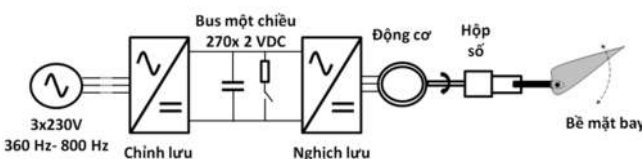
Trong máy bay thông thường, máy phát điện được kết nối với tuabin thông qua một hộp điều tốc cơ khí, truyền tốc độ thay đổi của trục động cơ sang trục tốc độ không đổi được sử dụng để tạo ra lưới điện ba pha trên máy bay với tần số nguồn không đổi là 400Hz và điện áp 115V. Việc khởi động động cơ thường được cung cấp bởi hệ thống khí nén của máy bay và do mong muốn loại bỏ không khí rò và hệ thống khí nén công kênh, các giải pháp mới phải được tìm ra. Thay vì sử dụng một bộ phận bổ sung để khởi động, máy phát điện cũng được sử dụng để khởi động động cơ giúp giảm trọng lượng của máy bay [4, 5].

Trong MBNĐH, hộp số cơ học được loại bỏ và máy phát điện được kết nối trực tiếp với trục động cơ, dẫn đến tần số nguồn điện trên máy bay có thể thay đổi là 360 - 800Hz (hình 3). Máy đồng bộ nam châm vĩnh cửu (PMSM) hoặc Máy điện từ trở chuyển mạch (SRM) là những công nghệ động cơ / máy phát được ưu tiên nghiên cứu và áp dụng do mật độ công suất cao, độ bền và khả năng chịu nhiệt độ cao [1, 11, 12]. Do nhu cầu điện năng tăng lên, điện áp lưới của Boeing B787 sẽ được tăng lên 230V để giảm tổn thất dẫn điện [8].

Một điểm chính của MBNĐH là thay thế các hệ thống truyền động thủy lực nặng nề bằng các bộ truyền động dẫn động bằng điện. Hai loại thiết bị truyền động tiêu biểu cho sự thay thế đó là: Thiết bị truyền động thủy tĩnh điện (EHA) [25] (hình 3) và Thiết bị truyền động cơ điện (EMA) [9, 10] được thể hiện trong hình 4. Vì lưới điện của máy bay thường không cung cấp bất kỳ phần tử lưu trữ năng lượng nào nên không được phép trả năng lượng vào nguồn điện lưới. Năng lượng phải được tiêu tán trong liên kết điện áp một chiều được minh họa bằng một điện trở hãm trong hình 3, 4.

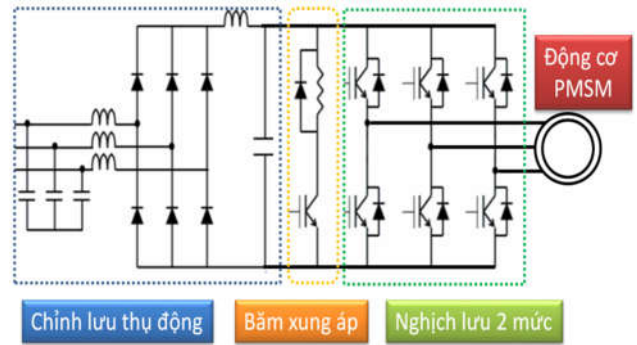


Hình 3. Sơ đồ truyền động thủy tĩnh trên máy bay (EHA)



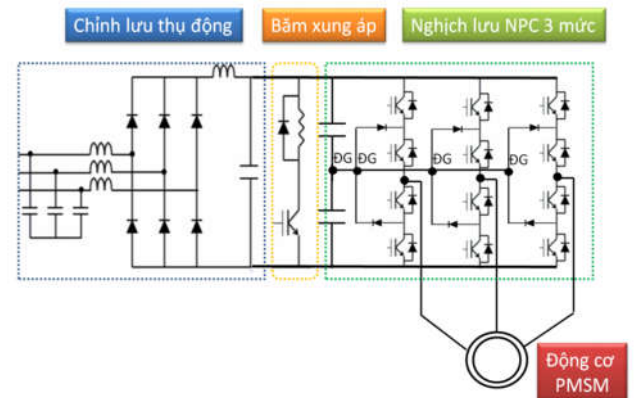
Hình 4. Sơ đồ truyền động cơ điện trên máy bay (EMA)

Công suất cần thiết cho các bộ truyền động khác nhau thay đổi từ vài kW đến 50kW đối với bộ ổn định ngang và bánh lái [11] và đặc điểm nhiệm vụ của các bộ truyền động khác nhau cũng rất khác nhau. Trong khi đó, trong quá trình cất cánh và hạ cánh, chỉ cần thực hiện các chuyển động rất nhỏ hoặc không có sự thay đổi nào trong suốt chuyến bay. Trong bài báo này tác giả sẽ tập trung vào mô phỏng mạch lực và mạch điều khiển của hệ thống EHA sử dụng bộ điện tử công suất NPC 3 mức thay thế cho bộ nghịch lưu 2 mức thông thường (hình 5).



Hình 5. Sơ đồ EHA sử dụng nghịch lưu hai mức

Sơ đồ nguyên lý của hệ thống EHA sử dụng nghịch lưu NPC 3 mức được thể hiện trên hình 6.



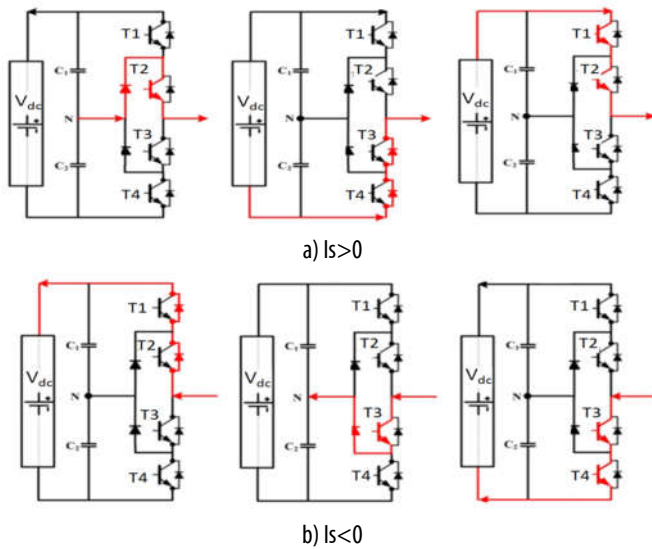
Hình 6. Sơ đồ EHA sử dụng nghịch lưu NPC ba mức

Tăng đầu vào của bộ chuyển đổi (hình 6) gần như hoàn toàn thụ động vì nó được cấu tạo bởi bộ lọc T thông thường, một cầu diốt toàn sóng được tạo thành từ các phần tử lý tưởng (điện trở trạng thái không đổi), bộ lọc đầu ra LC và bộ băm xung áp lưu biến, hoạt động từ trễ ở ngưỡng điện áp lớn hơn điện áp DC, trong giai đoạn hãm của bộ truyền động.

2. SƠ ĐỒ NPC BA MỨC THAY THẾ NGHỊCH LƯU HAI MỨC

2.1. Nghịch lưu NPC 3 mức

Mỗi pha của nghịch lưu NPC ba mức trong cấu trúc mạch EHA thiết kế bao gồm bốn cặp van bán dẫn mắc song song ngược và hai diốt kẹp và hai tụ điện một chiều có điện áp trên mỗi tụ là 270VDC. Sơ đồ thể hiện đường dẫn của dòng điện của bộ nghịch lưu ứng với dòng điện ra dương và âm thể hiện ở hình 7 và trạng thái hoạt động của sơ đồ thể hiện ở bảng 1.



Hình 7. Đường dẫn dòng điện bộ nghịch lưu cho dòng điện ra stato của động cơ a) $I_s > 0$ và b) $I_s < 0$.

Bảng 1. Trạng thái hoạt động của mạch pha A

	T1	T2	T3	T4	Va
$I_{sa} > 0$	OFF	ON	ON	OFF	0V
	ON	ON	OFF	OFF	+270V
	OFF	OFF	ON	ON	-270V
$I_{sa} < 0$	OFF	ON	ON	OFF	0V
	ON	ON	OFF	OFF	+270V
	OFF	OFF	ON	ON	-270V

2.2. Phương pháp điều chế

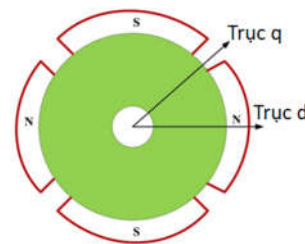
Mặc dù bộ nghịch lưu kẹp điểm trung tính 3 mức (NPC) đã được nghiên cứu khá rộng rãi gần đây, thuật toán cân bằng điện áp liên kết DC vẫn luôn được đặt ra để giải quyết [12,13] và được coi là một nhược điểm từ quan điểm điều khiển. Khi điện áp của hai tụ điện liên kết DC không cân bằng, điện thế điểm trung tính liên kết DC (NPP) có thể dao động đáng kể, có thể gây hỏng van bán dẫn do ứng suất quá áp. Khi tăng điện dung bus một chiều DC có thể giải quyết vấn đề này ở một mức độ nào đó; tuy nhiên, giải pháp này sẽ làm tăng chi phí chung của hệ thống. Có rất nhiều cấu trúc liên kết để cân bằng điện áp hai tụ điện DC-bus, tùy thuộc vào yêu cầu ứng dụng. Nhìn chung, có hai loại sơ đồ cân bằng điện áp tụ điện liên kết DC trong tài liệu: kỹ thuật điều khiển dựa trên phản cứng và điều chế PWM. Trong kỹ thuật dựa trên phản cứng, điện áp hai tụ điện được giữ không đổi bằng cách sử dụng hai bộ chỉnh lưu riêng biệt, theo đó chúng cần hai máy biến áp có cuộn thứ cấp cách ly, do đó, làm tăng tổng chi phí hệ thống. Hơn nữa, sơ đồ cấu trúc sẽ công kênh, kém hiệu quả hơn và tăng thêm chi phí cho hệ thống. Loại máy biến áp này có thể được thay thế bằng cách kết nối hai bộ biến đổi NPC ngược nhau [14]. Vì vậy tác giả sẽ thiết kế sơ đồ điều khiển điều chế để cân bằng điện áp DC-link.

Dựa trên chiến lược điều chế SPWM (Sinusoidal Pulse Width Modulation), điều khiển PWM tối ưu hóa tần số

chuyển mạch cho bộ biến tần NPC, với cân bằng điện áp liên kết DC. Trong chiến lược này, tùy thuộc vào độ lệch điện áp của tụ điện liên kết DC, các tín hiệu bù được đưa bổ sung vào các tín hiệu điện áp ba pha tham chiếu. Trong chiến lược này, dòng điện điểm trung tính được tích hợp, tạo ra độ lệch điện áp điểm trung tính. Dựa trên giá trị này, một điện áp thứ tự không (vo) được thêm vào hoặc trừ đi từ tín hiệu điện áp tham chiếu, để tạo ra các xung chuyển mạch.

3. MÔ HÌNH HÓA ĐỘNG CƠ ĐỒNG BỘ

Trong động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu (PMSM) không tồn tại cuộn dây rôto; do đó, không cần vòng trượt như trong máy điện đồng bộ. Nó làm cho quán tính của rôto thấp. Ngoài ra, vì nam châm vĩnh cửu có mật độ công suất cao được sử dụng trong rôto, khối lượng của máy cũng thấp hơn đáng kể so với máy điện không đồng bộ có cùng kích thước (xếp hạng kW). Hơn nữa, do trong rôto không có dây quấn rôto hoặc dây dẫn đồng nên hiệu suất máy khá cao. Tất cả các tính năng này làm cho động cơ nam châm vĩnh cửu trở thành sự lựa chọn tốt nhất cho ứng dụng EHA. Hình 8 cho thấy bề mặt hình học của rôto PMSM. Như có thể quan sát, nam châm được đặt trên đầu rôto, do đó độ tự cảm trục d và q là như nhau.



Hình 8. Bề mặt hình học của rôto PMSM

Phương trình điện áp của PMSM được đưa ra bởi [15]:

$$V_q = R_s i_q + \omega_r \lambda_d + \rho \lambda_q \tag{1}$$

$$V_d = R_s i_d - \omega_r \lambda_q + \rho \lambda_d \tag{2}$$

$$\lambda_q = L_q i_q \tag{3}$$

$$\lambda_d = L_d i_d + \lambda_f \tag{4}$$

Thay vào các phương trình trên, ta có:

$$V_q = R_s i_q + \omega_r (L_d i_d + \lambda_f) + \rho L_q i_q \tag{5}$$

$$V_d = R_s i_d - \omega_r L_q i_q + \rho (L_q i_q + \lambda_f) \tag{6}$$

Phương trình mômen điện của động cơ:

$$M_d = \frac{3}{2} \left(\frac{p}{2} \right) (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \tag{7}$$

Mômen của động cơ được cho bởi:

$$M_m = j \left(\frac{d\omega_m}{dt} \right) + B\omega_m + M_c \tag{8}$$

Từ đó có được tốc độ của động cơ:

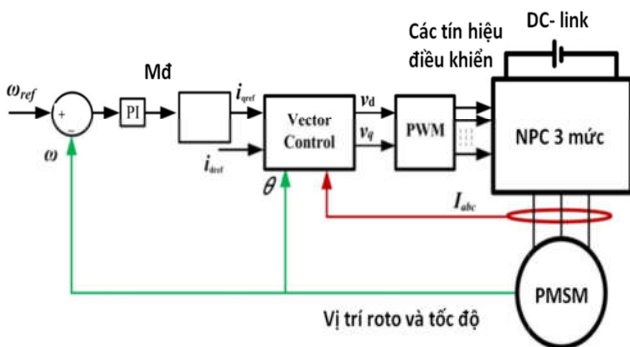
$$\omega_m = \int \left(\frac{M_d - M_c - B\omega_m}{j} \right) dt \tag{9}$$

$$\omega_m = \omega_r \left(\frac{2}{p} \right) \tag{10}$$

với ω_r : tốc độ điện của roto, ω_m : tốc độ cơ, B: hệ số ma sát.

Hình 9 cho thấy sơ đồ mạch điều khiển của PMSM. Để điều khiển động cơ, tác giả sử dụng chiến lược điều khiển véc tơ. Để thực hiện chiến lược điều khiển, chúng ta cần ba cảm biến dòng điện, để đo dòng điện 3 pha và một bộ mã hóa vị trí. Cả hai tín hiệu được cấp lại cho bảng điều khiển. Từ tốc độ thông tin vị trí của máy có thể được ước tính, như thể hiện trong (11). Trong đó, θ_n và $\theta_{(n+1)}$ là vị trí tức thời của roto và t là thời gian lấy mẫu. Vì vậy, dựa trên hai biến này và tùy thuộc vào yêu cầu tốc độ tham chiếu ω_{ref} điện áp tham chiếu trục d- và q được tạo ra, như thể hiện trong (5) và (6). Các vectơ điện áp tham chiếu này là chung cho cả bộ nghịch lưu hai và ba cấp. Tùy thuộc vào vectơ điện áp tham chiếu và điện áp liên kết DC có sẵn, xung PWM đang được tạo ra để điều khiển nghịch lưu.

$$\omega = (\theta_{(n+1)} - \theta_n)/t \tag{11}$$



Hình 9. Sơ đồ điều khiển vectơ cho động cơ PMSM

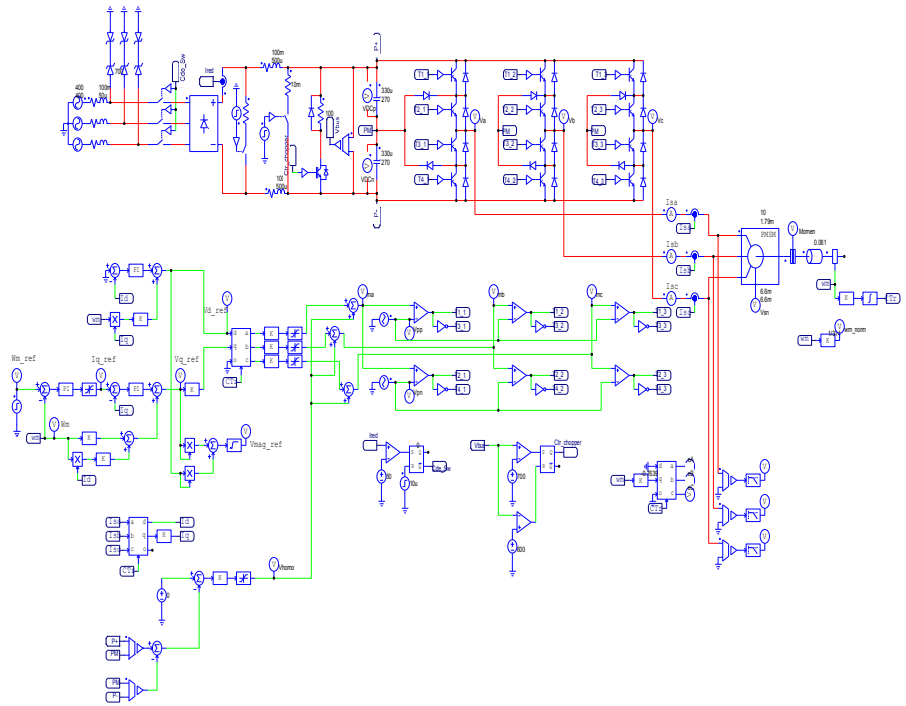
Bảng 2. Các thông số mạch điều khiển

Các tham số mạch điều chỉnh	K_p	K_i
Điều khiển tốc độ	0,05	0,04
Điều khiển dòng I_d	10	0,0005
Điều khiển dòng I_q	10	0,0005
Điều khiển điểm giữa	$-4 \cdot 10^{-3}$	
Điều khiển vị trí	2	

4. ĐÁNH GIÁ HIỆU SUẤT CỦA HỆ THỐNG ĐIỀU KHIỂN VECTƠ ĐỘNG CƠ PMSM

Việc thực hiện điều khiển vectơ (hình 9) của động cơ PMSM được cấp điện bởi nghịch lưu NPC ba mức được thực hiện ở tốc độ định mức.

Sơ đồ mô phỏng điều khiển vectơ của hệ thống EHA sử dụng động cơ PMSM được thể hiện ở hình 10.



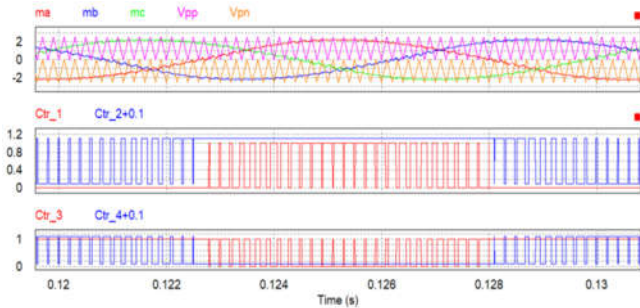
Hình 10. Sơ đồ mô phỏng tổng thể hệ thống nguồn cấp EHA với nghịch lưu NPC ba mức và động cơ đồng bộ PMSM

Mô phỏng hệ thống với các mục đích: Quan sát năng lượng trong quá trình hoạt động, sự ổn định tốc độ của các động cơ và đáp ứng dòng điện và điện áp ra so với sử dụng sơ đồ nghịch lưu hai mức thông thường.

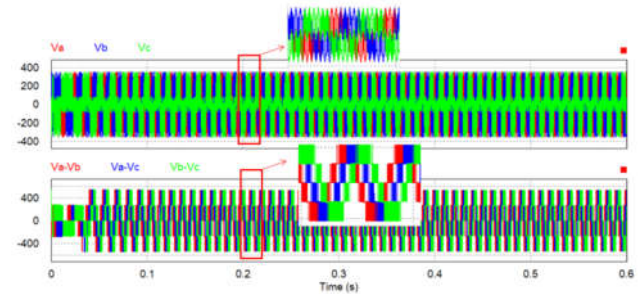
Sơ đồ hệ thống bao gồm bộ nguồn ba pha có tần số cao 390Hz, trở kháng đường dây RL, bộ chỉnh lưu cầu ba pha không điều khiển, băm xung áp một chiều, nghịch lưu ba mức chặn điốt NPC ba pha và động cơ PMSM quay tải, một mạch vòng điều khiển tốc độ, hai mạch vòng điều khiển dòng điện, một cảm biến vị trí cho thông tin vị trí roto cần thiết trong các phép biến đổi và một mạch vòng điều khiển điểm giữa bus một chiều. Hiệu quả của hệ thống truyền động hoàn chỉnh được phân tích với biến tần NPC ba mức kết hợp băm xung áp một chiều. Phân tích so sánh được thực hiện với điều khiển tốc độ theo bước để quan sát quá trình quá độ và xác lập của hệ truyền động. Bảng 2 thể hiện các tham số của các bộ điều chỉnh và bảng 3 trình bày các thông số mô phỏng để kiểm chứng kết quả.

Bảng 3. Các thông số mô phỏng

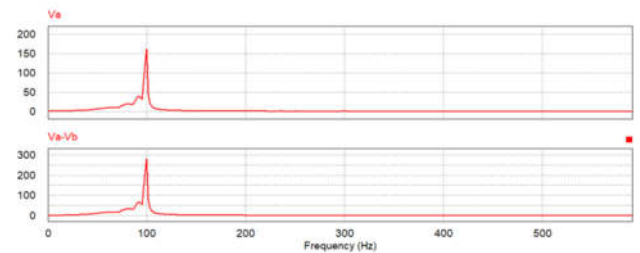
Thông số	Ký hiệu	Giá trị
Tổng thời gian	t	0,6s
Thời gian trích mẫu	t_s	1 μ s
Tần số chuyển mạch của IGBT	f_s	5kHz
Điện áp động cơ	U	540V
Điện cảm trục d	L_d	6,6mH
Điện cảm trục q	L_q	6,6mH
Số cực	p	4
Điện trở stato	R_s	0,395 Ω
Mô men quán tính	J	1,79.10 ⁻³ kg.m ²



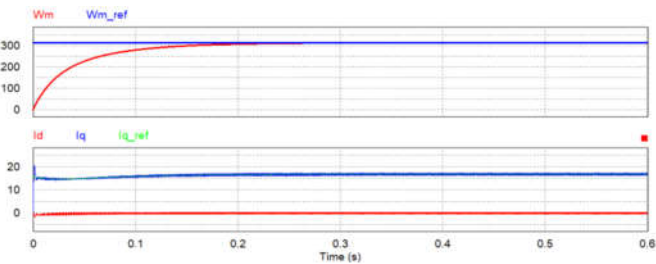
Hình 11. Giải pháp điều chế SPWM và các tín hiệu điều khiển T1-4 của pha A



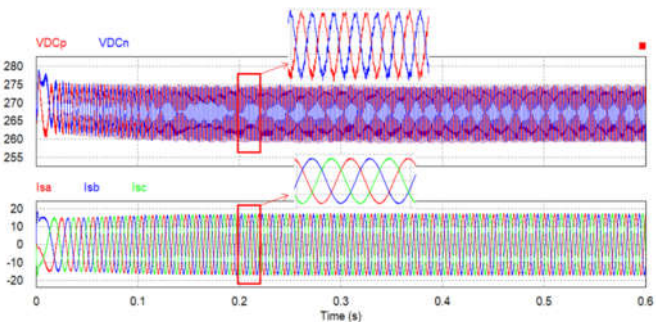
Hình 12. Các điện áp pha đầu ra của nghịch lưu NPC 3 mức (V_a, V_b, V_c) và các điện áp dây (U_{ab}, U_{ac}, U_{bc})



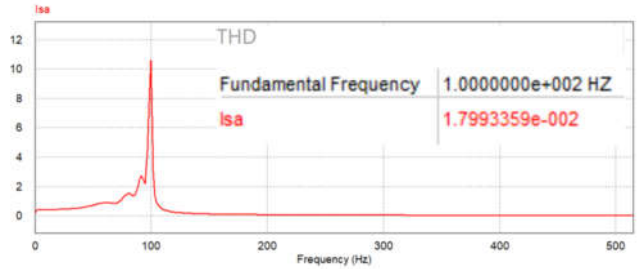
Hình 13. Phân tích FFT của điện áp pha đầu ra của nghịch lưu NPC 3 mức (V_a) và điện áp dây (U_{ab})



Hình 14. Đáp ứng của tốc độ và dòng điện trực d và trực q của động cơ PMSM ứng với các bộ điều chỉnh PI ($\omega_{ref} = 314\text{rad/s}$)



Hình 15. Đáp ứng thuật toán cân bằng điện áp bus một chiều và các dòng điện pha stato



Hình 16. THD dòng điện động cơ trên hệ tọa độ decac ($\omega_{ref} = 314\text{rad/s}$)

Các tín hiệu điều chế m_a, m_b, m_c và hai sóng mang V_{pp}, V_{pn} được sử dụng để tạo ra xung điều khiển theo phương pháp SPWM cho các van bán dẫn của bộ nghịch lưu NPC ba mức, hình 11 thể hiện phương pháp điều chế và các tín hiệu điều khiển các transistor T1-T4 của pha A.

Quan sát điện áp đầu ra của bộ nghịch lưu ta có thể thấy rằng bộ điều chế đã hoạt động tốt để có được điện áp pha ba mức $\{+270V; 0; -270V\}$, và các điện áp dây năm mức $\{+540V; +270V; 0; -270V; -540V\}$ (hình 12). Phân tích FFT điện áp cũng cho thấy tần số hoạt động của điện áp pha và điện áp dây stato động cơ là 100Hz (hình 13).

Bộ điều khiển dòng điện hoạt động tốt, đã triệt tiêu được sai lệch tĩnh. Dòng từ hóa i_d và dòng tạo mô men quay i_q có hoạt động ổn định (hình 14).

Dòng điện ba pha của động cơ dạng sin và có độ lệch pha 120° (hình 15). Ở tốc độ tiêu chuẩn 314rad/s , tức tần số đầu ra $f = 100\text{Hz}$, THD của dòng điện pha đo được là 1,799% (hình 16) so với 3,95% khi sử dụng nghịch lưu hai mức.

Điện áp bus một chiều cân bằng nhanh chóng nhờ mạch vòng điều chỉnh điểm giữa (hình 15). Có thể quan sát thấy rằng chênh lệch điện áp tụ điện của chiến lược điều khiển được đề xuất là $\pm 3,7\%$ của cấu trúc liên kết dựa trên điều khiển P. Dạng sóng điện áp pha, điện áp dây và dòng điện phản ứng trạng thái ổn định gần như tương tự nhau, có khả năng điều khiển tốt tốc độ máy.

5. KẾT LUẬN

Bài báo trình bày hệ thống EHA sử dụng ba bộ chuyển đổi chỉnh lưu cầu ba pha không điều khiển - băm xung áp xoay chiều - nghịch lưu nguồn áp ba pha NPC ba mức để cấp điện cho động cơ PMSM hoạt động ở dải tốc độ thấp kéo tải có mômen tỷ lệ với tốc độ cho các ứng dụng trên các thể hệ máy bay đời mới nhiều điện hơn. Tác giả đã thiết kế và mô phỏng hệ thống bao gồm mạch lực và năm mạch vòng điều khiển tốc độ, dòng điện, vị trí và điểm giữa bus một chiều bằng phẩm mềm PSIM. Phân tích các kết quả dòng điện đầu ra tốt hơn mô hình hoạt động tốt với chất lượng dòng điện đầu ra tốt hơn mô hình tương tự mà sử dụng nghịch lưu hai mức thông thường, cụ thể THD dòng điện stato chỉ còn 1,799% thay vì 3,95%.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

[1]. K. Rajashekar, 2013. *Present Status and Future Trends in Electric Vehicle Propulsion Technologies*. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol.1, no. 1, pp. 3-10, Mar. 2013.

- [2]. M. Preindl, S. Bolognani, 2013. *Model predictive direct torque control with finite control set for PMSM drive systems, part 2: field weakening operation*. IEEE Trans. on Industrial Informatics, vol. 9, no. 2, pp. 648-657.
- [3]. A. Sarikhani, O. A. Mohammed, 2012. *Demagnetization control for reliable flux weakening control in PM synchronous machine*. IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 27, no. 4, pp. 1046-1055.
- [4]. C. Choi, W. Lee, 2012. *Analysis and compensation of time delay effects in hardware-in-loop simulation for automotive PMSM drive system*. IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 59, no. 9, pp. 3403-3410.
- [5]. K. Jezernil, R. Horbat, M. Curkovic, 2013. *A switching control strategy for the reduction of torque ripple for PMSM*. IEEE Trans. on Industrial Informatics, vol. 9, no. 3, pp. 1272-1279.
- [6]. Y. Inoue, S. Morimoto, M. Sanada, 2012. *Control method suitable for direct-torque-control-based motor drive system satisfying voltage and current limitation*. IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 48, no. 3, pp. 970-976.
- [7]. S. Y. Kim, C. Choi, K. Lee, W. Lee, 2011. *An improved rotor position estimation with vector-tracking observer in PMSM drives with low-resolution hall-effect sensors*. IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 58, no. 9, pp. 4078-4086.
- [8]. A. Kolli, O. Bethoux, A. D. Bernardinis, E. Laboure, G. Coquery, 2013. *Space-vector PWM control synthesis for an H-bridge drive in electric vehicles*. IEEE Trans. on Vehicular Technology, vol. 62, no. 6, pp. 2441-2451.
- [9]. Z. Shu, J. Tang, Y. Guo, J. Lian, 2007. *An efficient SVPWM algorithm with low computational overhead for three-phase inverters*. IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 22, no. 5, pp. 1797-1805.
- [10]. M. A. Jabbar, A.M. Khambadkone, Y. Zhang, 2004. *Space-vector modulation in a twophase induction motor drive for constant-power operation*. IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 51, no. 5, pp. 1081-1088.
- [11]. Z. Keliang, W. Danwei, 2002. *Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier-based PWM: A comprehensive analysis*. IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 49, no. 1, pp. 186-196.
- [12]. K. Cai, B. Liu, Z. Xu, Y. Kang, S. Cheng, 2011. *General analysis on imbalanced voltage of DC capacitors in NPC three-level inverter*. in Proc. IEEE Int. Conf. on Electrical Machines and Systems, Beijing, China, pp. 1-6.
- [13]. A. Choudhury, P. Pillay, Sheldon. S. Williamson, 2014. *Modified DC-bus Voltage Balancing Algorithm Based Three-Level Neutral Point Clamped (NPC) IPMSM Drive for Electric Vehicle Application*. Presented at IEEE Industrial Electronics Society Annual Conf., Dallas, TX, USA.
- [14]. J. Pou, R. Pindado, D. Boroyevich, P. Rodríguez, 2004. *Limits of the neutral-point balance in back-to-back-connected three-level converters*. IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 19, no. 3, pp. 722-731.
- [15]. Haigang Z., Weiguo Q., Yanxiang W., Shihong G., Yuan Y., 2011. *Modeling and simulation of the permanent-magnet synchronous motor drive*. 2011 International Conference on Uncertainty Reasoning and Knowledge Engineering. doi:10.1109/urke.2011.6007882.

AUTHOR INFORMATION**Pham Thi Thuy Linh**

Faculty of Control and Automation, Electric Power University