

XÂY DỰNG PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN FOC - IM CẤP NGUỒN BỞI NGHỊCH LƯU ĐA MỨC CẦU H NỔI TẦNG ĐIỀU CHẾ VECTOR KHÔNG GIAN VỚI SỐ MỨC MONG MUỐN

DEVELOPMENT OF FOC - IM CONTROL METHOD POWERED BY H-BRIDGE MULTILEVEL INVERTERS
WITH THE SPACE VECTOR MODULATION AND THE DESIRED NUMBER OF LEVELS

Phạm Thị Hồng Hạnh*,
Trần Thị Hồng Thắm, Đặng Đình Chung

TÓM TẮT

Phương pháp điều khiển FOC - IM (Field Oriented Control-Induction Motor) là phương pháp điều khiển tựa theo từ thông rotor, được sử dụng rất phổ biến hiện nay. Với nguyên lý tạo ra một công cụ cho phép nhìn nhận động cơ không đồng bộ rotor lồng sóc có cùng bản chất vật lý như động cơ một chiều kích từ độc lập. Với hệ truyền động FOC - IM công suất lớn thì mạch công suất thường được lựa chọn là nghịch lưu đa mức, với phương pháp điều chế vector không gian. Tuy nhiên, với cấu trúc nghịch lưu đa mức khi muốn dùng cho hệ truyền động ở công suất lớn hơn (mức cao hơn) thì việc xây dựng vector không gian là khó khăn, mất rất nhiều thời gian (khối lượng tính toán lớn). Bài báo này sẽ đề xuất phương pháp khái quát hóa hệ truyền động FOC - IM bằng cách khái quát hóa phương pháp điều chế vector không gian của nghịch lưu đa mức. Từ đó, hệ truyền động FOC - IM có thể áp dụng cho công suất mong muốn (số mức mong muốn). Các kết quả mô phỏng trên Matlab - Simulink của phương pháp đã đề xuất với tải máy bơm, quạt gió đã chứng minh hiệu quả phương pháp điều khiển đề xuất.

Từ khóa: Điều khiển tựa từ thông rotor, nghịch lưu đa mức cầu H nổi tầng, điều chế vector không gian

ABSTRACT

Control method FOC - IM is a control method used very popular today. With the principle of creating a tool that allows recognition of squirrel cage induction motor has the same physical nature as separately excited DC motor. With the FOC - IM power transmission system, the power circuit is often selected as a multi-level inverter, with the method of modulating the space vector. However, with the multi-level inverter structure when you want to use for the transmission system at a higher capacity (higher level), the construction of space vector is difficult, takes a lot of time (large calculation volume). This paper will propose the method of generalizing the FOC - IM transmission system by generalizing the method of spatial vector modulation of multilevel inverter. From there, the FOC - IM drive system can be applied to the desired power (desired number of levels). The model results on Matlab - Simulink of the proposed method with pump and blower loads have proven the effectiveness of the proposed control method

Keywords: FOC, Multi-level H-bridge inverters, space vector modulation.

Khoa Điện, Trường Đại học Công nghiệp Hà Nội

*Email: phamthihonghanh@hau.edu.vn

Ngày nhận bài: 10/01/2021

Ngày nhận bài sửa sau phản biện: 16/3/2021

Ngày chấp nhận đăng: 25/4/2021

1. ĐẶT VẤN ĐỀ

Biến tần thường dùng chuyển đổi điện áp, dòng điện ở một tần số nào đó thành điện áp, dòng điện với tần số khác. Thiết bị này được sử dụng để điều khiển vận tốc động cơ xoay chiều theo phương pháp điều khiển tần số. Đối với động cơ công suất vừa và nhỏ thường sử dụng rơle biến tần 2 mức (hay còn gọi là nghịch lưu hai mức), thông thường, mạch lực của nghịch lưu cơ bản sử dụng sơ đồ mạch cầu H, van sử dụng là IGBT hoặc Mosfet, kết hợp một hệ thống điều khiển PWM (Pulse-width modulation) để điều khiển, tuy nhiên bộ nghịch lưu 2 mức này có nhược điểm là tạo điện áp cung cấp động cơ với độ dốc (dv/dt) khá lớn, gây ra một số vấn đề khó khăn, như tần số đóng cắt cao, số lượng van ít, điện áp đầu ra có độ đập mạch lớn, bởi tồn tại trạng thái khác zero của tổng điện thế từ các pha đến tâm nguồn DC (hiện tượng common-mode voltage) [1]. Đặc biệt đối với hệ truyền động điện công suất lớn cỡ MW, đây là loại động cơ được ứng dụng rộng rãi trong các máy móc thiết bị công nghiệp, trong các ngành khai thác mỏ, giao thông cũng như trong nhiều các máy móc thiết bị khác như thiết bị nâng, quạt gió, máy nghiền... Vì vậy vấn đề khởi động, ổn định tốc độ, đảo chiều quay, thay đổi tốc độ liên tục của các động cơ này đặt ra là hết sức phức tạp, thì bộ nghịch lưu 2 mức này không đáp ứng được của yêu cầu hệ truyền động điện. Cùng với sự tiến bộ về khoa học, để giải quyết vấn đề cải thiện chất lượng điện áp, thì sử dụng nhiều mạch cầu H nổi tầng để xây dựng hệ thống, còn gọi là nghịch lưu nguồn áp đa mức, mong muốn tạo ra điện áp xoay chiều với chất lượng điện áp tốt hơn và biên độ lớn hơn. Như đã biết cấu trúc chung của bộ nghịch lưu nguồn áp đa mức, là có nhiều bộ gồm sáu chuyển mạch thông thường trong nghịch lưu ba pha, để tổng hợp điện áp hình sin từ một số mức điện áp, từ nguồn áp của tụ điện, từ đó cho phép làm việc với công suất định mức lớn hơn công suất từng khóa riêng rẽ. Vì vậy bộ nghịch lưu nguồn áp đa mức, có ưu điểm công suất lớn, điện áp đặt lên linh kiện bị giảm xuống nên công suất tổn hao do quá trình đóng ngắt linh kiện giảm theo, các thành phần sóng hài bậc cao của điện áp ra giảm. Đặc biệt là nghịch lưu đa mức

cầu H nổi tăng với khả năng modul. Vì vậy phạm vi ứng dụng của biến tần đa mức sẽ phù hợp mức điện áp ra tăng, sẽ phù hợp với truyền động điện xoay chiều với điện áp cao và công suất lớn [2-7].

Trong sản xuất công nghiệp động cơ không đồng bộ rotor lồng sóc (ĐCKĐB-RLS) được ứng dụng rộng rãi, do chi phí thấp, nhỏ gọn. Động cơ IM được điều khiển theo nguyên tựa thông rotor, bởi vì nguyên lý này tạo ra một công cụ cho phép nhìn nhận ĐCKĐB-RLS có cùng bản chất vật lí (tạo từ thông và mô-men quay) như động cơ một chiều kích từ độc lập (ĐCMCKTĐL) [8, 9]. Trong cấu trúc điều khiển FOC, khâu điều khiển nghịch lưu nguồn áp là khâu trung gian giữa bộ điều khiển dòng stator và nghịch lưu, cũng là khâu giữ vai trò giao diện giữa thành phần cứng (hardware) và mạch nghịch lưu (điện tử công suất lớn). Phương pháp điều chế SVM (Space vector modulation) với các ưu điểm của nó thường được lựa chọn cho điều chế với điện áp cao, công suất lớn [10]. Thực hiện điều chế vector không gian cho nghịch lưu 7 mức sử dụng cho hệ truyền động FOC [11]. Tuy nhiên, khi muốn tăng số mức của nghịch lưu (tăng công suất của hệ truyền động) khi sử dụng phương pháp điều chế áp dụng cho là rất khó khăn, do khối lượng tính toán lớn và không sử dụng lại được của các mức trước.

Vì vậy, bài báo sẽ đề xuất cấu trúc FOC - IM cấp nguồn bởi nghịch lưu đa mức cầu H nổi tăng điều chế vector không gian có thể thực hiện đến số mức mong muốn (công suất mong muốn). Từ đó, cấu trúc điều khiển FOC - IM có thể xây dựng với số mức khác nhau, công suất khác nhau mà không phải xây dựng lại thuật toán điều khiển hay phương pháp điều chế. Các kết quả mô phỏng trên Matlab - Simulink đã chứng minh hiệu quả phương pháp điều khiển đề xuất.

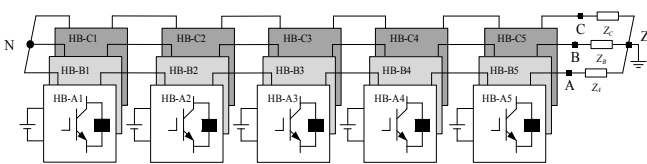
2. KHÁI QUÁT HÓA PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU CHẾ VECTOR KHÔNG GIAN NGHỊCH LƯU ĐA MỨC CẦU H NỔI TĂNG

Hệ thống điện áp ba pha có thể được biểu diễn bởi vector điện áp:

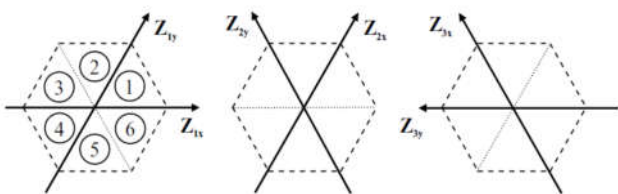
$$\vec{v} = \frac{2}{3}(v_A + e^{\frac{2\pi}{3}j} \cdot v_B + e^{\frac{4\pi}{3}j} v_C) \tag{1}$$

Biểu diễn vector điện áp trên hệ tọa độ $O\alpha\beta$

$$\vec{v} = v_\alpha + j \cdot v_\beta \tag{2}$$



Hình 1. Sơ đồ cấu trúc nghịch lưu 11 mức cầu H nổi tăng



Hình 2. Ba hệ tọa độ không vuông góc tạo nên các góc phần sáu (các sector)

$$\begin{cases} v_\alpha = v_A \\ v_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}}(v_B - v_C) \end{cases} \tag{3}$$

Với sơ đồ đa mức số lượng các tam giác con trên mặt phẳng vector sẽ tăng lên nhanh chóng khi số mức N tăng lên. Việc tính toán sẽ trở nên đơn giản hơn nếu sử dụng tính đối xứng của hệ thống vector không gian trong mỗi góc phần sáu. Thể hiện trên mặt phẳng vector ba hệ tọa độ góc phần sáu $(Z_{1x}, Z_{1y}), (Z_{2x}, Z_{2y}), (Z_{3x}, Z_{3y})$, như trên hình 2, trong đó (Z_{1x}, Z_{1y}) đã sử dụng ở trên như hệ tọa độ 0gh, sẽ giúp phân biệt được ngay các góc phần sáu 1, 2, ..., 6. Trước hết ta sẽ cần xác định hình chiếu của vector điện áp ra mong muốn $\vec{v}_r = [v_{r\alpha}, v_{r\beta}]^T$ lên hai vector biên của góc phần sáu bằng phép chiếu các tọa độ α, β lên hệ tọa độ tương ứng Z_1, Z_2, Z_3 . Điều này có thể thực hiện với các ma trận biến đổi hệ tọa M_1, M_2, M_3 như sau:

$$M_1 = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ 0 & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix}; M_2 = \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ -1 & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix}; M_3 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{2}{\sqrt{3}} \\ -1 & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \tag{4}$$

2.1. Xác định vị trí điện áp đặt

Việc xác định vector điện áp đặt nằm trong sector nào, được thực hiện như bảng 1.

Việc tính toán của (Z_{1x}, Z_{1y}) được cho bởi công thức (5):

$$\begin{bmatrix} z_{1x} \\ z_{1y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ 0 & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{r\alpha} \\ v_{r\beta} \end{bmatrix} \tag{5}$$

Gọi m_g, m_h là các phần thập phân ngoài phần nguyên của các tọa độ z_{1x}, z_{1y} tương ứng:

$$\begin{cases} m_g = z_{1x} - \lfloor z_{1x} \rfloor = z_{1x} - k_g \\ m_h = z_{1y} - \lfloor z_{1y} \rfloor = z_{1y} - k_h \end{cases} \tag{6}$$

Trong đó: $k_g = \lfloor z_{1x} \rfloor, k_h = \lfloor z_{1y} \rfloor$

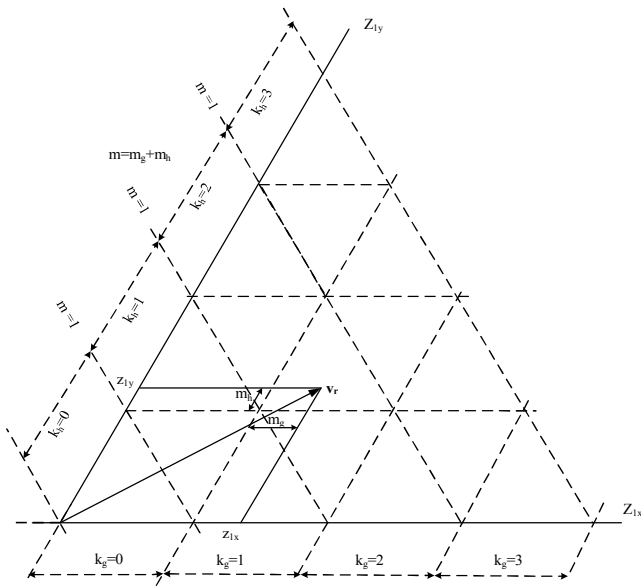
Bảng 1. Xác định sector điều chế

$z_{1x}, z_{1y} < 0$		$z_{1x}, z_{1y} \geq 0$			
$z_{2x}, z_{2y} < 0$		$z_{2x}, z_{2y} \geq 0$		$z_{1x} < 0$	$z_{1x} \geq 0$
$z_{3x} < 0$	$z_{3x} \geq 0$	$z_{2x} < 0$	$z_{2x} \geq 0$		
Sec III	Sec VI	Sec V	Sec II	Sec IV	Sec I

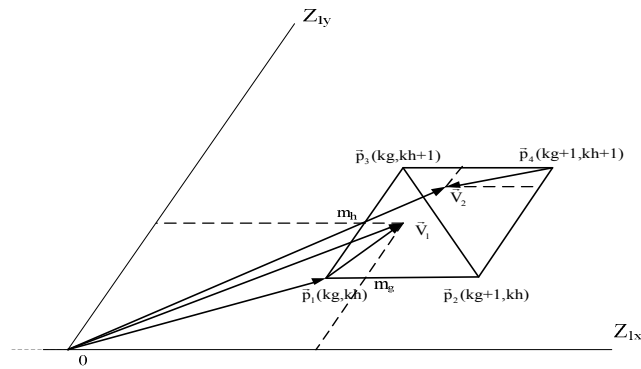
k_g, k_h, m_g, m_h được thể hiện như hình 3.

Trong hình 4, \vec{V}_1, \vec{V}_2 có chung tọa độ nguyên $[k_g, k_h]$. Có thể thấy đường thẳng $m_g + m_h = 1$ chia hình thoi (hình 4) ra làm hai tam giác D1 và D2:

- D₁ khi \vec{V}_1 thuộc miền $m_g + m_h \leq 1$
- D₂ khi \vec{V}_2 thuộc miền $m_g + m_h > 1$



Hình 3. Đồ thị minh họa quá trình tính toán các hệ số điều chế. Tọa độ V_{ref} trên trục 60



Hình 4. Tổng hợp vector điện áp ra từ ba vector đỉnh của tam giác

2.2. Tìm thời gian điều chế

Vector V_1 có thể tổng hợp từ 3 vector p_1, p_2, p_3 như sau:

$$V_1 = p_1 + m_g(p_2 - p_1) + m_h(p_3 - p_1) = (1 - m_g - m_h)p_1 + m_g p_2 + m_h p_3 \tag{7}$$

Vector V_2 có thể tổng hợp từ 3 vector p_2, p_3, p_4 như sau:

$$V_2 = p_4 + (1 - m_g)(p_3 - p_4) + (1 - m_h)(p_2 - p_4) = (m_g + m_h - 1)p_4 + (1 - m_g)p_3 + (1 - m_h)p_2 \tag{8}$$

Có thể thấy các hệ số ứng với các vector đều dương và có tổng bằng 1 nên đó có thể là các hệ số cho quá trình điều chế.

2.3. Tìm trạng thái đóng cắt

Xét cho sector I, từ (3) và (5)

$$\Rightarrow \begin{cases} z_{1x} = \frac{2}{3} V_{dc} (k_A - k_B) \\ z_{1y} = \frac{2}{3} V_{dc} (k_B - k_C) \end{cases} \tag{9}$$

Nếu lấy $\frac{2}{3} V_{dc}$ là độ dài cơ sở của các vector trạng thái, k_A, k_B, k_C là các số nguyên thì tọa độ của các vector là các số nguyên:

$$\begin{bmatrix} k_{1x} \\ k_{1y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (k_A - k_B) \\ (k_B - k_C) \end{bmatrix} \tag{10}$$

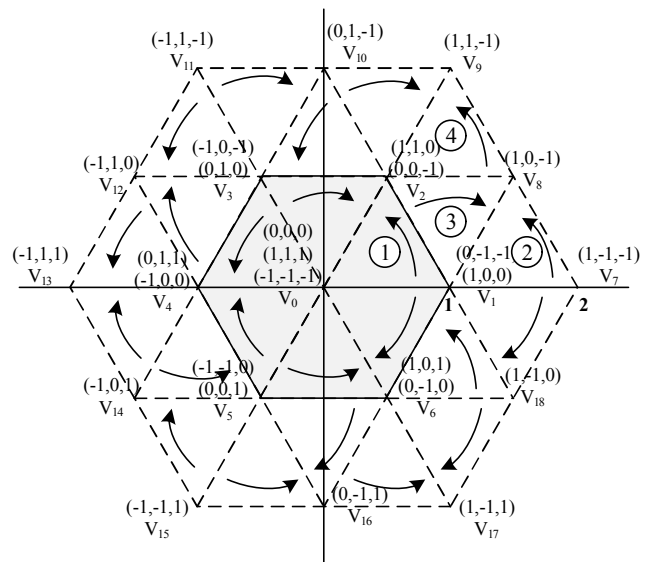
Nếu lấy tọa độ $k_A = k$, trong đó k phải thỏa mãn điều kiện $-\frac{M-1}{2} \leq k \leq \frac{M-1}{2}$ sẽ thu được trên hệ tọa độ (a, b, c) tọa độ vector trạng thái sẽ là:

$$\begin{bmatrix} k_{1x} \\ k_{1y} \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} k_{AN} \\ k_{BN} \\ k_{CN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k \\ k - k_{1x} \\ k - k_{1x} - k_{1y} \end{bmatrix} \tag{11}$$

Như vậy (11) là các biểu thức để chuyển tọa độ các vector trạng thái từ $[k_{ix}, k_{iy}]$, với $i = 1, 2, 3$, sang hệ tọa độ (a, b, c) . Sector IV, V, VI đối xứng lần lượt với sector I, II, III nên ta cũng dễ dàng tìm được mối liên hệ giữa $[k_A, k_B, k_C]$ và $[k_{ix}, k_{iy}]$ trên các sector đó. Ta được kết quả tổng hợp như trong bảng 2.

2.4. Thứ tự chuyển mạch tối ưu và điều chế bằng ba vector gần nhất

Để điều chế cho nghịch lưu đa mức, sử dụng phương pháp điều chế bằng ba vector gần nhất, trong mỗi nửa chu kỳ điều chế một vector sẽ được sử dụng như vector không, nghĩa là thời gian dùng vector này chia là hai nửa bằng nhau, chia đều cho đầu nửa chu kỳ T_s và cuối nửa chu kỳ T_s .



Hình 5. Trình tự tối ưu hóa cho biến tần ba cấp

Để áp dụng tương tự như nghịch lưu hai mức cho sơ đồ nhiều mức có thể hình dung vector không gian của nghịch lưu đa mức cũng gồm nhiều lục giác nhỏ như của sơ đồ hai mức và vector ở tâm của lục giác nhỏ này đóng vai trò như vector không. Thứ tự chuyển mạch của tam giác 1 sẽ chọn theo chiều kim đồng hồ, tam giác 2 sẽ chọn theo chiều ngược kim đồng hồ.

Bảng 2. Mối liên hệ giữa $[k_A, k_B, k_C]$ và $[k_{ix}, k_{iy}]$ trên các sector đó

Triangle type	State vector	Sector					
		I	II	III	IV	V	VI
	$\begin{bmatrix} k_{ix} \\ k_{iy} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} (k_A - k_B) \\ (k_B - k_C) \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} (k_A - k_C) \\ (k_B - k_A) \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} (k_B - k_C) \\ (k_C - k_A) \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} (k_B - k_A) \\ (k_C - k_B) \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} (k_C - k_A) \\ (k_A - k_B) \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} (k_C - k_B) \\ (k_A - k_C) \end{bmatrix}$
D ₁	$\begin{bmatrix} k_A \\ k_B \\ k_C \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} k \\ k - k_{ix} \\ k - k_{is} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} k - k_{2y} \\ k \\ k - k_{2s} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} k - k_{3s} \\ k \\ k - k_{3x} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} k - k_{4s} \\ k - k_{4y} \\ k \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} k - k_{5x} \\ k - k_{5s} \\ k \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} k \\ k - k_{6s} \\ k - k_{6y} \end{bmatrix}$
	$\begin{bmatrix} d_A \\ d_B \\ d_C \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} d_1 \\ d_1 + d_2 \\ d_1 + d_2 + d_3 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} d_1 + d_2 \\ d_1 \\ d_1 + d_2 + d_3 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} d_1 + d_2 + d_3 \\ d_1 + d_2 \\ d_1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} d_1 + d_2 + d_3 \\ d_1 + d_2 \\ d_1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} d_1 + d_2 \\ d_1 + d_2 + d_3 \\ d_1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} d_1 \\ d_1 + d_2 + d_3 \\ d_1 + d_2 \end{bmatrix}$
D ₂	$\begin{bmatrix} k_A \\ k_B \\ k_C \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} k + 1 \\ k - k_{ix} \\ k - k_{is} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} k - k_{2y} \\ k + 1 \\ k - k_{2s} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} k - k_{3s} \\ k + 1 \\ k - k_{3x} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} k - k_{4s} \\ k - k_{4y} \\ k + 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} k - k_{5x} \\ k - k_{5s} \\ k + 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} k + 1 \\ k - k_{6s} \\ k - k_{6y} \end{bmatrix}$
	$\begin{bmatrix} d_A \\ d_B \\ d_C \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} d_1 + d_2 \\ d_1 \\ d_1 + d_2 + d_3 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} d_1 \\ d_1 + d_2 \\ d_1 + d_2 + d_3 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} d_1 + d_2 + d_3 \\ d_1 + d_2 \\ d_1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} d_1 + d_2 + d_3 \\ d_1 \\ d_1 + d_2 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} d_1 \\ d_1 + d_2 + d_3 \\ d_1 + d_2 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} d_1 + d_2 \\ d_1 + d_2 + d_3 \\ d_1 \end{bmatrix}$

Bảng 3. Các trạng thái chuyển đổi cho vectơ được sử dụng để tổng hợp vector trong đó $MG + MH \leq 1$

	\bar{p}_1	\bar{p}_2	\bar{p}_3	\bar{p}_{1+}
k_q, k_h	$[k_q, k_h]$	$[k_q + 1, k_h]$	$[k_q, k_h + 1]$	$[k_q, k_h]$
k_A	k	$k + 1$	$k + 1$	$k + 1$
k_B	$k - k_q$	$k - k_q$	$k - k_q + 1$	$k - k_q + 1$
k_C	$k - k_q - k_h$	$k - k_q - k_h$	$k - k_q - k_h$	$k - k_q - k_h + 1$
d	$d_1 = (1 - m_q - m_h)/2$	$d_2 = m_q$	$d_3 = m_h$	$D_4 = (1 - m_q - m_h)/2$

Bảng 4. Các trạng thái chuyển đổi cho các vectơ được sử dụng để tổng hợp vector, trong đó $MG + MH > 1$

	\bar{p}_2	\bar{p}_3	\bar{p}_4	\bar{p}_{2+}
k_g, k_h	$[k_g + 1, k_h]$	$[k_g, k_h + 1]$	$[k_g + 1, k_h + 1]$	$[k_g + 1, k_h]$
k_A	$k + 1$	$k + 1$	$k + 2$	$k + 2$
k_B	$k - k_g$	$k - k_g + 1$	$k - k_g + 1$	$k - k_g + 1$
k_C	$k - k_g - k_h$	$k - k_g - k_h$	$k - k_g - k_h$	$k - k_g - k_h + 1$
d	$d_1 = (1 - m_g - m_h)/2$	$d_2 = 1 - m_g$	$d_3 = m_g + m_h - 1$	$D_4 = (1 - m_h)/2$

Xét trường hợp các vector điện áp ra mong muốn có cùng tọa độ nguyên k_g, k_h là V_1 và V_2 (cùng thuộc hình bình hành chứa D_1, D_2). Trong góc phần sáu thứ nhất, có thể thấy rằng khi vector điện áp nằm trong tam giác D_1 với ba vector P_1, P_2, P_3 thì thứ tự chuyển mạch tối ưu sẽ là $P_1.P_2.P_3.P_{1+}$ trong đó vector P_1 ở đầu chu kỳ điều chế có tọa độ (k_A, k_B, k_C) thì cuối nửa chu kỳ điều chế phải có tọa độ $(k_A + 1, k_B + 1, k_C + 1)$, ký hiệu là P_{1+} . Điều này luôn có thể thực hiện được nếu P_1 không nằm ở hình lục giác lớn nhất ngoài cùng của không gian vector, nghĩa là P_1 có các trạng thái khóa dư. Với vector V_2 , thứ tự chuyển mạch tối ưu sẽ là $P_2.P_3.P_4.P_{2+}$. Như thể hiện trong bảng 3 và 4.

3. THIẾT KẾ HỆ TRUYỀN ĐỘNG FOC - IM

3.1 Cấu trúc điều khiển FOC cho ĐCKĐB-RLS trên tọa độ dq

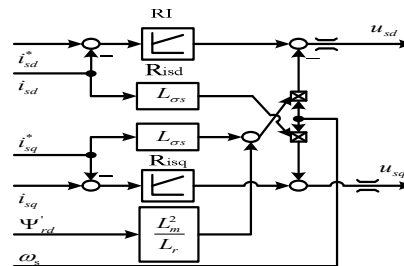
Phương pháp điều khiển FOC, cho phép điều khiển động cơ IM giống như ĐCKĐTĐL, bởi vì do phép chuyển đổi tọa độ, đã tìm ra hai giá trị dòng điện điều khiển từ thông và mômen. Tọa độ dq là tọa độ quay, mô hình trạng thái động cơ IM xuất hiện thành phần tương tác phi tuyến. Nhưng hai đại lượng u_{sd}, u_{sq} là đại lượng một chiều, có chứa ω_s . Mô hình trạng thái động cơ IM [5, 6]:

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \Psi'_{rd} \\ \quad + \frac{1-\sigma}{\sigma} \omega \Psi'_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega_s i_{sq} - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) i_{sq} - \frac{1-\sigma}{\sigma} \omega \Psi'_{rd} \\ \quad + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \Psi'_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sq} \\ \frac{d\Psi'_{rd}}{dt} = \frac{1}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \Psi'_{rd} + (\omega_s - \omega) \Psi'_{rq} \\ \frac{d\Psi'_{rq}}{dt} = \frac{1}{T_r} i_{sq} + (\omega_s - \omega) \Psi'_{rd} - \frac{1}{T_r} \Psi'_{rq} \end{cases} \quad (12)$$

$$m_M = -\frac{3}{2} Z_p (\bar{\Psi}'_r \times \bar{i}'_r) = \frac{3}{2} Z_p \frac{L_m}{L_r} \Psi'_{rd} i_{sq} \quad (13)$$

$$\Psi'_{rd} = \Psi_{rd} / L_m; \Psi'_{rq} = \Psi_{rq} / L_m; \omega_s - \omega = \omega_r \quad (14)$$

3.2. Thiết kế bộ điều khiển dòng stator



Hình 6. Cấu trúc bộ điều khiển dòng điện stator

Gồm 2 bộ điều khiển PI độc lập, điều khiển hai thành phần dòng một chiều i_{sd} và i_{sq} kết hợp với mạch tính điện áp

(MTu), có nhiệm vụ tính các thành phần điện áp u_{sd} và u_{sq} từ đại lượng đầu ra của 2 bộ PI. Khi tính, bộ R_i sử dụng các đại lượng biến thiên chậm là từ thông roto ψ_{rd} và tốc độ quay. Do hai thành phần dòng có tác động lẫn nhau phụ thuộc vào ω_s , phải tiến hành khử tương tác. Bộ điều khiển dòng điện stator được thiết kế như hình 6.

Thông số bộ điều khiển dòng PI được tính toán và lựa chọn như sau: $K_{pi} = 30$; $T_i = 0,0247$.

Bên cạnh đó khi bộ điều khiển dòng điện đảm bảo nhanh, chính xác và không tương tác, thì bộ điều khiển dòng stator là khâu quán tính bậc nhất. Do đó việc thiết kế bộ điều khiển tốc độ và từ thông được thực hiện đơn giản, ở đây bài báo đưa ra được thiết kế bộ điều khiển PI, được tính toán lựa chọn như sau:

Bộ điều khiển tốc độ: $K_{p\omega} = 14$; $T_{i\omega} = 0,3$

Bộ điều khiển từ thông: $K_{p\psi} = 14,5$; $T_{i\psi} = 0,4117$

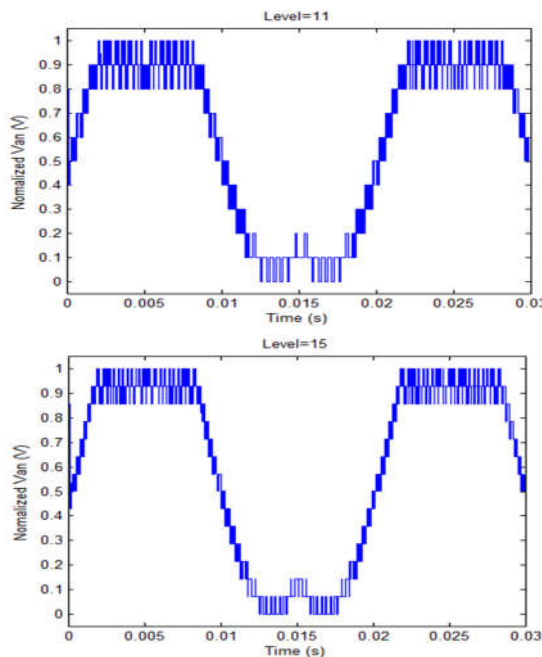
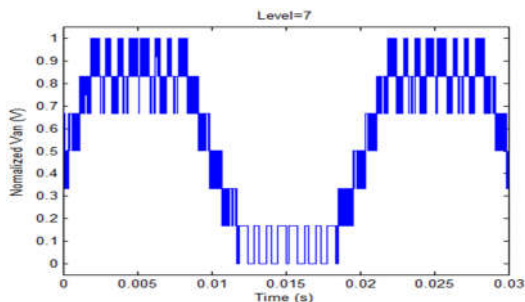
4. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG

Thông số mô phỏng như trong bảng 5.

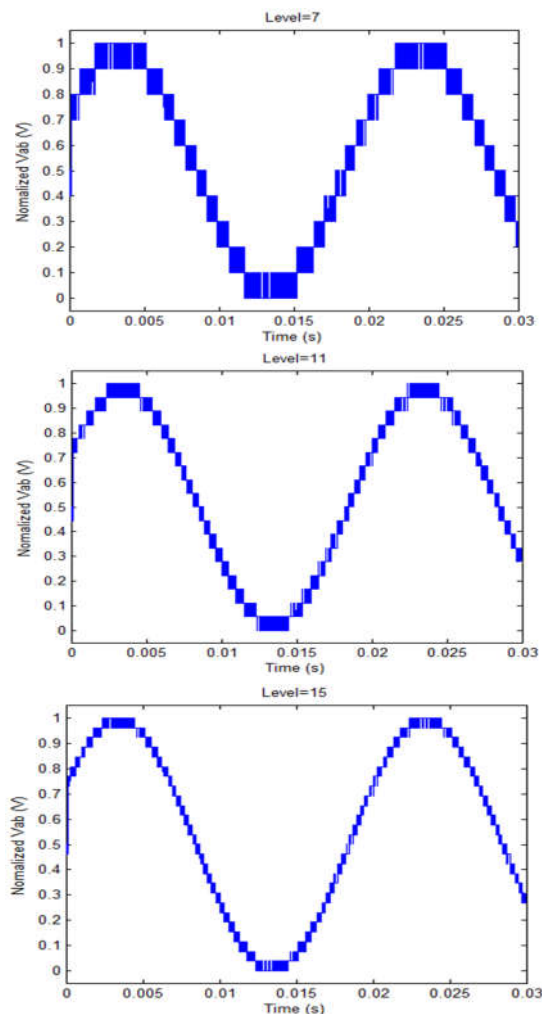
Bảng 5. Bảng thông số mô phỏng

Thông số động cơ	Ký hiệu	Giá trị
Công suất định mức	P_{nom}	1119kW
Tốc độ định mức	n_{nom}	1470vg/ph
Điện áp định mức	U_{nom}	3300V
Dòng điện định mức	I_{nom}	165 ARMS
Mômen định mức	M_{dm}	6906Nm
Điện áp một chiều	U_{DC}	630V
Số đôi cực	Z_p	2
Điện trở rotor	R_r	0,5116Ω
Điện trở stator	R_s	0,6Ω
Điện cảm rotor	L_r	0,0104H
Điện cảm stator	L_s	0,0216H
Hỗ cảm	L_m	0,24H
Hệ số công suất	$\cos\phi$	0,87
Hằng số thời gian	T_r / T_s (s)	0,4117/0,0247
Mô-men quán tính	J	1 kgm ²

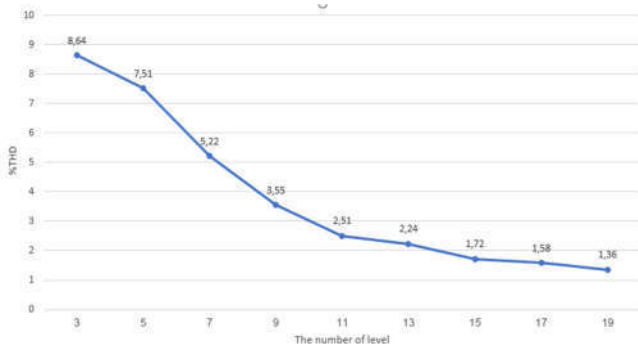
Từ hình 7 thấy rằng, dạng điện áp ra của pha U_{AN} có dạng bậc (mức) theo đúng như yêu cầu mô phỏng đặt ra 7 mức, 11 mức, 15 mức. Từ hình 8 thấy rằng dạng điện áp ra có dạng hình sin, số mức tăng lên điện áp dây càng mịn và gần hình sin hơn.



Hình 7. Dạng điện áp pha VAN của sơ đồ 7-, 11-, 15- nghịch lưu cầu H nổi tầng



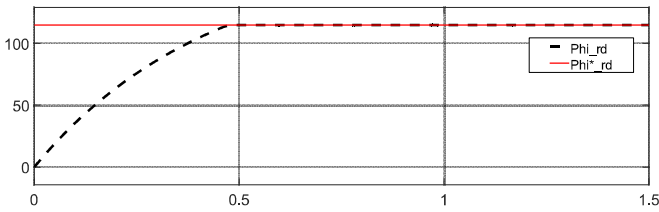
Hình 8. Dạng điện áp pha VAN của sơ đồ V_{AB} của 7-, 11-, 15- nghịch lưu cầu H nổi tầng



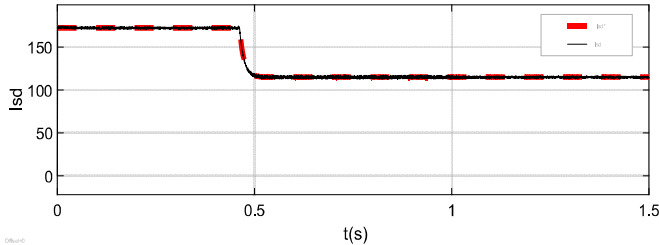
Hình 9. Biểu đồ đường thể hiện sự thay đổi của % THD dựa trên sự gia tăng cấp độ

Đánh giá chất lượng điện áp ra bằng cách đánh giá THD. Hình 9 thể hiện số liệu thống kê bằng biểu đồ cho thấy, THD giảm xuống khi số mức tăng lên.

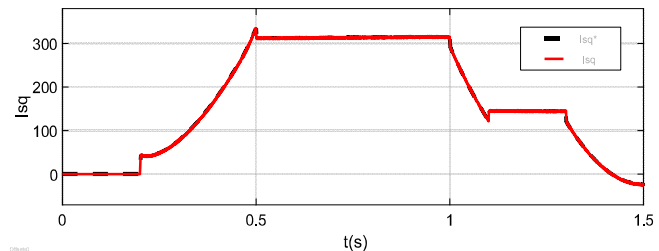
Kết quả mô phỏng phương pháp điều khiển FOC - IM cấp nguồn bởi nghịch lưu 11 mức cầu H nối tầng điều chế vector không gian.



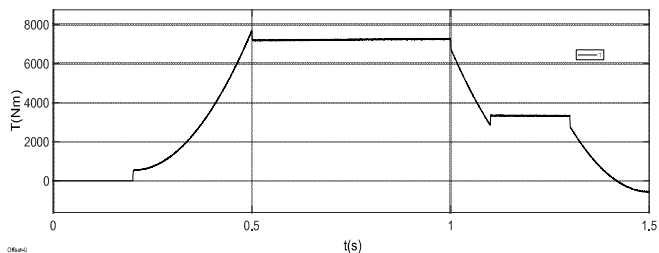
Hình 10. Đáp ứng của từ thông



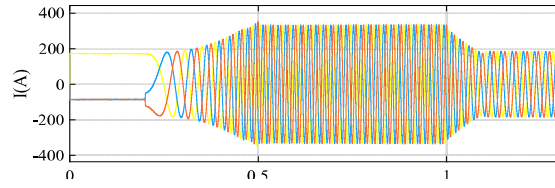
Hình 11. Đáp ứng dòng I_{sd}



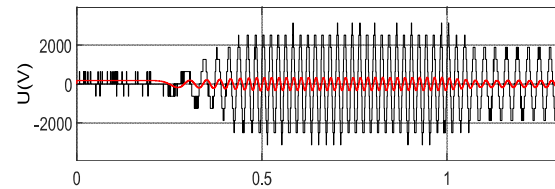
Hình 12. Đáp ứng dòng I_{sq}



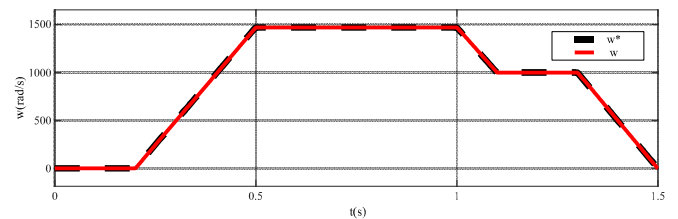
Hình 13. Đáp ứng mômen



Hình 14. Dạng điện áp A, B, C



Hình 15. Đồ thị dạng điện áp, dòng điện pha A



Hình 16. Đáp ứng tốc độ

Từ kết quả mô phỏng hệ truyền động FOC - IM thấy rằng từ thông, mô men, tốc độ bám theo giá trị đặt. Dạng dòng điện có dạng hình sin và giá trị thay đổi theo tải như hình 14. Dạng điện áp có dạng bậc và thay đổi số mức khi tải thay đổi theo giá trị đặt.

5. KẾT LUẬN

Nghiên cứu đã áp dụng phương pháp khái quát hóa điều chế vector không gian cho cấu trúc nghịch lưu đa mức cầu H nối tầng. Khi ứng dụng bộ biến đổi đã thiết kế ở trên cho truyền động KĐB công suất lớn, theo nguyên lý tựa theo từ thông rotor, đã mang lại kết quả rất khả quan. Đó là khi bộ điều khiển dòng đảm bảo điều kiện nhanh, chính xác và không tương tác, hệ thống truyền động FOC ứng dụng cho tải quạt gió có đáp ứng truyền động tốt, đúng với yêu cầu công nghệ. Như vậy, với những đề xuất của bài báo cho phương pháp điều khiển FOC - IM có thể dễ dàng triển khai ở công suất cao hơn (tăng số mức cầu H) mà không phải thiết kế lại bộ điều khiển, triển khai lại thuật toán điều chế mà chỉ cần thay đổi số cầu H đơn trong cấu trúc mạch lực và tín hiệu đầu vào.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

[1]. Tran Trong Minh, 2007. *Giao trình Điện tu công suất*. Vietnam Education Publishing House.
 [2]. Nguyen Phung Quang, 2015. *Điều khiển truyền động điện xoay chiều ba pha*. Bach Khoa Publishing House.
 [3]. Bin Wu, 2006. *High-Power Converters and AC Drives*. Wiley-IEEE Press, Chapter 7.

- [4]. Bose B.K., 2011. *Control and Estimation Techniques of High Power Variable Speed AC Drives*. IEEE Power Electronics Society Newsletter, Fourth Quarter 2011, pp. 31-38.
- [5]. Leonhard W, 1996. *Control of Electrical Drives*. 2nd edition, Springer.
- [6]. Nikolaus P. Schibli, Tung Nguyen, Alfred C. Rufer, 1998. *A Three-Phase Multilevel Converter for High-Power Induction Motors*, IEEE transaction on power electronic, vol 13 no.5.
- [7]. Quang NP, Dittrich JA, 2015. *Vector control of three-phase AC machines - System development in the practice*. 2nd edition, Springer-Verlag Berlin Heidelberg.
- [8]. Teresa Otowska-Kowalska, Frede Blaabjerg, Jose Rodriguez (Edition), 2014. *Advanced and Intelligent control in power electronics and drives*. Springer.
- [9]. Rodriguez J., Bernet S., Wu B., Pontt J., Kouro S., 2007. *Multilevel voltage-source converter topologies for industrial medium-voltage drives*. IEEE Trans. Ind. Electron, vol. 54, no. 6, pp. 2930-2945.
- [10]. Vo Thanh Ha, Mai Van Chung, Vu Hoang Phuong, 2017. *Research the application of inverter for high power electrical drive systems*. VCCA 12/2017.

AUTHORS INFORMATION

Pham Thi Hong Hanh, Tran Thi Hong Tham, Dang Dinh Chung

Faculty of Electrical Engineering, Hanoi University Of Industry