

Điều chế vector không gian với số mức bất kỳ đảm bảo tối ưu quá trình chuyển mạch và thành phần sóng hài trong bộ biến đổi đa mức MMC

Space Vector Modulation method with an optimal switching process used for Modular Multilevel Converter of any level

Trần Hùng Cường¹, Phạm Việt Phương^{2,*}, Trần Trọng Minh²

¹Đại Học Hồng Đức

²Viện Điện – Trường Đại Học Bách khoa Hà Nội

* Corresponding author E-mail: phuong.phamviet@hust.edu.vn

Abstract

This paper presents Space Vector Modulation (SVM) method with an optimal switching process used for Modular Multilevel Converter (MMC) of any level. The proposed SVM method can produce a maximum number of levels, for example $2N + 1$, in which N is the number of Sub-Modules (SMs) per branch of the MMC. Compared with previous modulation methods, the proposed SVM modulation method can select the closest three vectors to generate the optimal transition states, making the computation more efficient. When applying this method to the MMC, it will create the advantage which it can be applied to any number of levels without looking up the transition state table: It can create many residual states for the purpose of balancing the capacitor voltage, optimize the switching process, and improve efficiency as well as harmonic quality of the AC voltage and current. The advantages of the method are well applicable to MMC when a large number of SMs is required to converse power in high voltage systems.

Keywords: Modular Multilevel Converter, MMC, Space Vector Modulation

Chữ viết tắt

PWM	Pulse Width Modulation
NVM	Nearest Vector Modulation
NLM	Nearest Level Modulation
SVM	Space Vector Modulation
THD	Total Harmonic Distortion
MMC	Modular Multilevel Converter

Tóm tắt

Bài báo này trình bày phương pháp điều chế SVM với quá trình chuyển mạch tối ưu cho bộ biến đổi (BBĐ) đa mức MMC có số mức bất kỳ. Phương pháp SVM được đề xuất có thể tạo ra số mức tối đa là $2N+1$, trong đó N là số SM trên mỗi nhánh của bộ biến đổi. So với các phương pháp điều chế trước đó, phương pháp điều chế SVM đề xuất trong bài báo này được thực hiện dựa trên việc lựa chọn ba vector gần nhất để tạo ra các trạng thái chuyển đổi tối ưu nhằm nâng cao hiệu quả tính toán. Ưu điểm của phương pháp này khi áp dụng cho MMC là có thể áp dụng với số mức bất kỳ mà không cần tra cứu bảng trạng thái chuyển đổi, có thể tạo ra nhiều trạng thái dư để phục vụ mục đích cân bằng điện áp tụ, tối ưu hóa quá trình chuyển mạch, nâng cao hiệu suất và cải thiện chất lượng sóng hài của điện áp, dòng điện phía xoay

chiều. Những kết quả này hoàn toàn phù hợp để áp dụng cho bộ biến đổi MMC với yêu cầu sử dụng một lượng lớn các Sub-Module (SM) thành phần để ứng dụng chuyển đổi năng lượng ở các hệ thống điện áp cao.

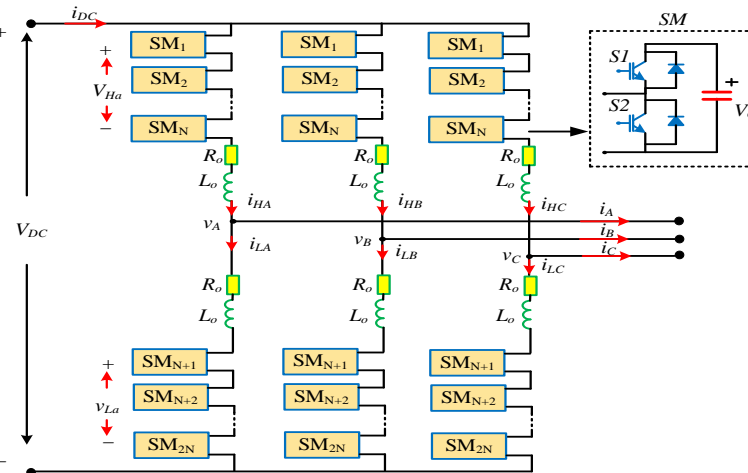
1. Phần mở đầu

BBĐ đa mức có rất nhiều ưu điểm nổi bật trong quá trình biến đổi điện năng như giảm điện áp làm việc trên các van bán dẫn, hệ số THD giảm đáng kể trong các ứng dụng điện áp cao. Trong những năm qua, có ba cấu trúc bộ biến đổi đa mức điển hình được tập trung nghiên cứu: BBĐ cầu H nối tầng; BBĐ diode kẹp; và BBĐ tụ điện thay đổi [1]. Tuy nhiên những BBĐ này đã bộc lộ nhiều hạn chế cả về cấu trúc mạch lực và thuật toán điều chế trong các ứng dụng trung và cao thế. BBĐ MMC được đề xuất lần đầu vào năm 2000 bởi A. Lesnicar và R. Marquardt và có sản phẩm thương mại thực tế vào năm 2010 do Siemens phát triển để áp dụng cho dự án điện gió [2]. Do có những ưu điểm vượt trội như: có tính module hóa cao để đáp ứng bất kỳ mức điện áp nào, khả năng mở rộng công suất và cấp điện áp, giảm điện áp làm việc lên các van bán dẫn [2], nên BBĐ MMC đã nhận được nhiều sự quan tâm nghiên cứu nhằm nâng cao và phát huy hơn nữa các lợi thế của BBĐ này. Hiện nay, các nghiên cứu về MMC chủ yếu tập trung vào nâng cao hiệu suất hoạt động, cải thiện chất lượng sóng hài, hạn chế dòng điện vòng,

cân bằng điện áp tụ điện, nâng cao tính ổn định khi làm việc [3], [4], [5]. Đề MMC hoạt động ổn định cân phải giữ được điện áp trên các tụ điện cân bằng, điều này cũng giúp giảm thiểu dòng điện vòng trong BBD, đây là mục tiêu quan trọng và khó khăn trong việc điều khiển hoạt động của MMC. Để thực hiện các mục tiêu nghiên cứu, các phương pháp điều chế cho MMC luôn được cập nhật [6]. Trong đó các phương pháp điều chế tần số thấp hạn chế được tổn thất điện năng cho BBD, quá trình thực hiện đơn giản hơn và đặc biệt phù hợp khi số SM của MMC lớn. Một số phương pháp điều chế độ rộng xung tần số cao đã được áp dụng cho MMC và được chia thành hai loại chính: điều chế dựa trên sóng mang PWM, điều chế ở mức gần nhất NLM. Phương pháp NLM có nhiều ưu điểm hơn PWM do không cần sử dụng nhiều các sóng mang và tần số đóng cắt van ở mức thấp. So với các phương pháp điều chế nói trên, kỹ thuật điều chế SVM có nhiều ưu điểm và có thể nâng cao được hiệu suất khi áp dụng cho MMC. Tuy nhiên, phương pháp SVM đã áp dụng có độ tính toán phức tạp, cần phải thành lập bảng trạng thái vector điện áp phía đầu ra và phải tính toán số lượng lớn các trạng thái chuyển mạch. Trong nghiên cứu này phương pháp SVM tổng quát cho MMC có số mức bất kỳ được đề xuất để

khắc phục các nhược điểm của các phương pháp SVM trước đó. Với nhiệm vụ điều khiển cho MMC, phương pháp SVM được đề xuất có những ưu điểm như: có thể tạo ra số mức điện áp tối đa là $2N+1$ và cũng tạo ra số trạng thái dư tối đa để cân bằng điện áp tụ điện và tối ưu trạng thái chuyển mạch, có thể dễ dàng mở rộng cho MMC có số mức bất kỳ với khả năng tính toán hiệu quả và tối ưu. Nguyên lý của phương pháp là phát hiện ra hình lục giác hai cấp nằm trong hình lục giác lớn để chọn lựa các tam giác loại 1 và loại 2, từ đó sẽ điều chế vector điện áp bằng các vector gần nhất trong tam giác phát hiện được mà không cần tra bảng trạng thái lập sẵn. Với khả năng có thể áp dụng cho số mức bất kỳ, nên trong bài báo này cấu hình BBD MMC được chọn ngẫu nhiên có 6 SM trên mỗi nhánh và có thể tạo ra 13 mức điện áp xoay chiều. Thuật toán cũng được áp dụng hoàn toàn tương tự khi tăng số SM trên mỗi nhánh. Mặc dù đã giảm đáng kể số trạng thái tính toán, khi số SM trên mỗi nhánh quá cao thì vẫn gây ra áp lực tính toán lớn lên bộ điều khiển.

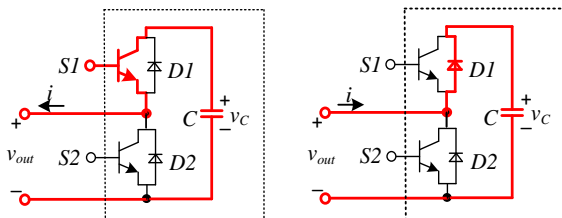
2. Sơ đồ nguyên lý và phương trình toán học mô tả MMC



Hình 1: Sơ đồ nguyên lý một pha của MMC

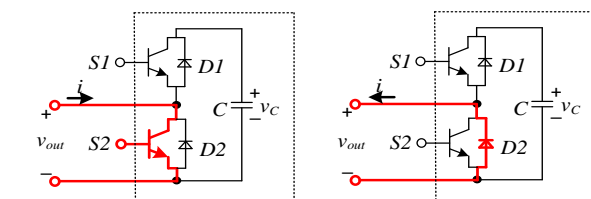
Hình 1 mô tả sơ đồ nguyên lý mạch điện tương đương của MMC. Trong đó có $2N$ các SM trên mỗi pha. Các SM ở nhánh trên được ký hiệu từ $SM_{j,1}$ đến $SM_{j,N}$ ($j = A, B, C$), các SM ở nhánh dưới được ký hiệu từ $SM_{j,N+1}$ đến $SM_{j,2N}$. Phía một chiều BBD MMC được cấp bởi một nguồn duy nhất là V_{DC} với dòng điện tương ứng là i_{DC} . Trong mỗi nhánh của BBD tồn tại các dòng điện nhánh trên và nhánh dưới được ký hiệu là i_{jH} và i_{jL} .

tả bởi điện trở R_o . BBD MMC hoạt động dựa trên nguyên tắc cộng dồn điện áp V_{SM} của các SM để tạo ra điện áp xoay chiều ở mỗi pha.



Hình 2: Trạng thái chèn vào (inserted) của SM

Dòng điện đầu ra phía xoay chiều i_j được lấy ra ở điểm giữa của cuộn cảm L_o của nhánh trên và nhánh dưới trong mỗi pha. Cuộn cảm này có tác dụng hạn chế các quá độ làm việc của MMC. Các tổn hao trong mỗi nhánh của BBD được mô



Hình 3: 1Trạng thái bỏ qua (bypass) của SM

Đối với mỗi SM, điện áp đầu ra sẽ gắn liền với một trong hai trạng thái ngược nhau được định nghĩa là chèn vào (inserted) hoặc bỏ qua (bypass) dựa trên trạng thái đóng cắt của từng cặp van có kể đến chiều của dòng điện chạy trong mạch như các Hình 2 và 3. Đối với MMC, điện áp được phân phối trên các tụ của mỗi SM trong tất cả các nhánh van ở mỗi pha. Nếu tổng điện áp của các SM được chèn vào trên mỗi nhánh là khác nhau, dòng điện sẽ được sinh ra từ sự mất cân bằng điện áp trên các tụ điện. Nếu dòng tức thời từ điểm kết nối

AC chạy vào trong BBĐ và chia vào các nhánh trên và nhánh dưới về phía DC, thì các tụ điện của SM được chèn thuộc nhánh trên sẽ ở trạng thái xả, thuộc nhánh dưới sẽ ở trạng thái nạp. Nếu chiều dòng điện AC có hướng ngược lại, trạng thái xả và nạp sẽ lần lượt ứng với các tụ thuộc nhánh dưới và nhánh trên. Vì sự lệch pha giữa 3 dòng điện phía AC nên trạng thái xả và nạp của các tụ trên từng pha được thay đổi liên tục từ pha này sang pha khác. Vì tổng số SM được chèn vào trong một nhánh là không đổi nên tổng điện áp trên một nhánh trong một chu kỳ là đại lượng dao động cùng tần số với phía xoay chiều. Tuy nhiên, đại lượng này dao động không đồng bộ ở các nhánh của BBĐ, tạo thành sự mất cân bằng điện áp giữa các điện áp chèn vào ở từng nhánh gây ra xuất hiện dòng điện chảy trong các nhánh của MMC và được gọi là dòng điện vòng i_v . Dòng điện i_v không gây ra hiệu ứng đối bên ngoài MMC ở cả hai phía AC và DC. Tuy nhiên, dòng điện vòng là nguyên nhân gây ra tổn thất của MMC [7], [8]. Điện cảm trên mỗi nhánh có vai trò làm giảm ảnh hưởng của dòng điện vòng [8]. Nếu giá trị điện cảm của từng nhánh L_o lớn thì biên độ dòng điện vòng sẽ nhỏ. Tuy nhiên khi giá trị L_o lớn, thời gian đáp ứng của hệ thống tăng lên, BBĐ sẽ không thể thay đổi nhanh chóng được giá trị dòng nên tính toán chọn giá trị điện cảm cần phù hợp với đáp ứng của hệ thống [10]. Áp dụng định luật Kirchhoff cho Hình 1 nhận được phương trình (1) như sau:

$$\begin{cases} v_{AC} = -v_H - L_o \frac{di_H}{dt} + \frac{1}{2}V_{DC} \\ v_{AC} = v_L + L_o \frac{di_L}{dt} - \frac{1}{2}V_{DC} \\ i = i_L - i_H \end{cases} \quad (1)$$

Từ phương trình (1) có thể nhận được điện áp ra v_{AC} bằng cách cộng hai phương trình đầu cho nhau như sau:

$$v_{AC} = \frac{1}{2}(v_L - v_H) + \frac{L_o}{2} \frac{di}{dt} \quad (2)$$

Do đó sức điện động xoay chiều của MMC có thể tính được từ phương trình (3) như sau:

$$v_{Ace} = \frac{1}{2}(v_L - v_H) \quad (3)$$

Nếu ký hiệu k_H, k_L là số SM ở nhánh trên và nhánh dưới được chèn vào thì điện áp tương ứng được viết như ở phương trình (4):

$$v_H = k_H V_C, \quad v_L = k_L V_C \quad (4)$$

Trong đó, $V_C = V_{DC}/N$ là điện áp bậc thang trên mỗi tụ của SM với giả thiết rằng điện áp trên mỗi tụ đều bằng nhau. Số mức điện áp của mỗi nhánh trên và mỗi nhánh dưới là $N+1$. Từ (3) và (4) bậc thang điện áp đầu ra sẽ có mức là:

$$V_{Ce} = \frac{1}{2}V_C = \frac{1}{2} \frac{V_{DC}}{N} \quad (5)$$

Điện áp đầu ra có dạng:

$$v_M = (k_L - k_H) \frac{1}{2}V_C = k_M V_{Ce}; \quad k_M = k_L - k_H \quad (6)$$

Để tạo ra mức điện áp k_M , các mức tương ứng của k_H, k_L được tính theo (7) như sau:

$$k_L = \left\lfloor \frac{N+1+k_M}{2} \right\rfloor; \quad k_H = \left\lfloor \frac{N+1-k_M}{2} \right\rfloor \quad (7)$$

Điện áp V_{DC} được tính từ phương trình (1) và được biểu diễn như ở phương trình (8) như sau:

$$V_{DC} = v_L + v_H + L_o \frac{d(i_L + i_H)}{dt} \quad (8)$$

Gọi $i_v = \frac{i_L + i_H}{2}$ là dòng điện vòng, các dòng điện i_L và i_H

được tính như sau:

$$i_L = i_v - i/2; \quad i_H = i_v + i/2 \quad (9)$$

Phương trình (8) trở thành:

$$L_o \frac{di_v}{dt} = \frac{(V_{DC} - v_L - v_H)}{2} = v_{diff} \quad (10)$$

Thành phần $v_{diff,M} = (V_{DC} - v_L - v_H)/2$ gọi là điện áp chênh lệch, chính là thành phần tạo nên dòng điện i_v . Trong chế độ xác lập dòng điện i_v bao gồm một thành phần một chiều I_v và các thành phần sóng hài bậc cao $I_{v,h}$ như (11).

$$i_v = I_v + \sum_{h=1}^{\infty} I_{v,h} \quad (11)$$

Thành phần DC I_v xác định công suất mà nguồn một chiều trao đổi với tải, còn các thành phần sóng hài $I_{v,h}$ xác định bởi chênh lệch giá trị tức thời của điện áp tổng trên nhánh trên và nhánh dưới $v_L + v_H$ so với V_{DC} . Phương trình thay đổi điện áp nhánh trên và nhánh dưới thể hiện như (12).

$$\frac{C}{k_{Hj}} \frac{dv_{Hj}}{dt} = i_{Hj}, \quad \frac{C}{k_{Lj}} \frac{dv_{Lj}}{dt} = i_{Lj} \quad (12)$$

Thay (9) vào (12) nhận được phương trình sau:

$$\frac{C}{k_{Hj}} \frac{dv_{Hj}}{dt} = i_{vj} + \frac{i_j}{2}, \quad \frac{C}{k_{Lj}} \frac{dv_{Lj}}{dt} = i_{vj} - \frac{i_j}{2} \quad (13)$$

3. Điều chế SVM cho MMC có số mức bất kỳ

Quá trình điều chế SVM cho MMC có thể thực hiện được bằng cách điều chỉnh điện áp ra trên tải còn được gọi là điện áp điều chế. Để tạo ra điện áp điều chế trước hết phải xác định không gian các trạng thái hoạt động của vector điện áp trong hệ tọa độ abc. Khi MMC có số SM hoạt động trong mỗi pha là N thì số mức MMC sẽ là $M = 2N + 1$ và vector điện áp đặt của MMC được tổng hợp từ các tọa độ của không gian vector và được thể hiện theo công thức (14).

$$\mathbf{V} = \frac{2}{3}(v_A + a \cdot v_B + a^2 \cdot v_C) \quad (14)$$

$$\text{Trong đó: } \begin{cases} v_A = k_A \cdot V_{DC} \\ v_B = k_B \cdot V_{DC}; \quad a = e^{j\frac{2\pi}{3}}; \quad a^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} \\ v_C = k_C \cdot V_{DC} \end{cases}$$

$$\text{Với } K_A, K_B, K_C \in \left\{ -\frac{M-1}{2}, \dots, -1, 0, 1, \dots, \frac{M-1}{2} \right\}$$

Biểu diễn vector điện áp trên mặt phẳng $\alpha\beta$:

$$\mathbf{V} = v_\alpha + jv_\beta \quad (15)$$

$$\text{Trong đó: } v_\alpha = v_A; \quad v_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}}(v_B - v_C)$$

Biểu diễn vector điện áp trong hệ tọa độ gh nhận được hệ phương trình như ở (16):

$$\begin{cases} v_\alpha = v_g + \frac{1}{2}v_h \\ v_\beta = \frac{\sqrt{3}}{2}v_h \end{cases}, \text{ hay } \begin{cases} v_g = v_\alpha - \frac{1}{\sqrt{3}}v_\beta \\ v_h = \frac{2}{\sqrt{3}}v_\beta \end{cases} \quad (16)$$

Mối quan hệ giữa các hệ tọa độ được thể hiện bởi (17):

$$\begin{cases} v_g = v_\alpha - \frac{1}{\sqrt{3}}v_\beta = v_A - \frac{1}{3}(v_B - v_C) = \frac{2}{3}(v_A - v_B) \\ v_h = \frac{2}{\sqrt{3}}v_\beta = \frac{2}{3}(v_B - v_C) \end{cases} \quad (17)$$

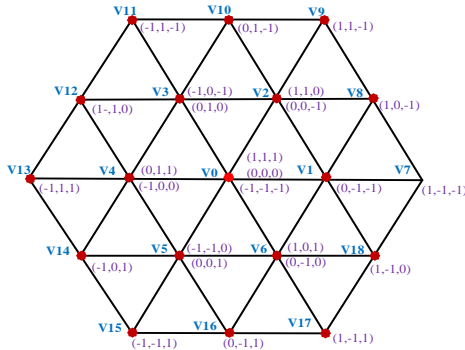
Từ (17) thấy rằng:

$$v_A - v_B = V_{DC}(k_A - k_B); \quad v_B - v_C = V_{DC}(k_B - k_C)$$

$$\text{Do đó: } v_g = \frac{2}{3}V_{DC}(k_A - k_B); \quad v_h = \frac{2}{3}V_{DC}(k_B - k_C) \quad (18)$$

Nếu lấy $2/3V_{DC}$ 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 $[k_g, k_h] = [(k_A - k_B), (k_B - k_C)]$ là các số nguyên. Khi đó tọa độ đỉnh các vector sẽ tạo nên các tam giác đều có cạnh là 1 như Hình 4. Mỗi vector có thể ứng với các trạng thái mức khác nhau, gọi là các trạng thái dư. Ứng với mỗi vector trạng thái số tổ hợp các mức trạng thái như (19).

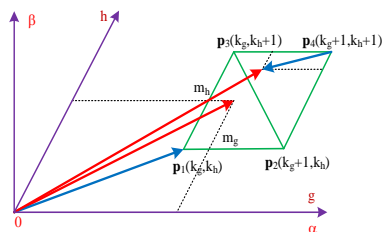
$$\begin{bmatrix} k_g \\ k_h \end{bmatrix} \Leftrightarrow \begin{bmatrix} k_{AV} \\ k_{BN} \\ k_{CN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k \\ k - k_g \\ k - k_g - k_h \end{bmatrix} \quad (19)$$



Hình 4: Trạng thái đóng cắt trong không gian vector bộ biến đổi đa mức [4]

Ở góc phần sáu thứ nhất, những vector nằm trên đường lục giác ngoài cùng có $k_g + k_h = M - 1$, chỉ có một giá trị phù hợp là $k = (M-1)/2$. Ở lục giác tiếp theo bên trong $k_g + k_h = M - 2$, k có hai giá trị: $(M-1)/2 - 1$ và $(M-1)/2$, nghĩa là mỗi vector có hai trạng thái dư. Cứ như vậy đến vector không k sẽ có M giá trị, từ $-(M-1)/2$ đến $(M-1)/2$, như vậy vector không sẽ có M trạng thái dư. Từ đây có thể tính toán được tất cả các tổ hợp vector trạng thái trong không gian vector.

3.1. Xác định hệ số điều chế từ ba vector gần nhất



Hình 5: Tổng hợp vector điện áp ra từ ba vector đỉnh của tam giác

Phương pháp NVM sẽ tạo ra vector đầu ra mong muốn nằm trong một tam giác bất kỳ được tổng hợp từ ba vector là đỉnh của của tam giác này, có thể đảm bảo thành phần sóng hài tốt nhất cho dạng sóng điện áp ra. Các tam giác con đều có dạng thuộc về một hình thoi đều, có các cạnh song song với trục gh , đỉnh là các vector trạng thái $\mathbf{p}_1, \mathbf{p}_2, \mathbf{p}_3, \mathbf{p}_4$, như thể hiện trên Hình 5.

Vector điện áp ra mong muốn cũng được quy chuẩn theo độ dài với $2/3V_{DC}$ và được biến đổi tuyến tính sang hệ trục tọa độ gh theo phương trình (20).

$$\begin{bmatrix} v_{rg} \\ v_{rh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ 0 & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{r\beta} \end{bmatrix} = M_1 \begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (20)$$

Trong đó M_1 là ma trận biến đổi. Gọi m_g, m_h là các phần thập phân ngoài phần nguyên của các tọa độ v_{rg}, v_{rh} tương ứng như phương trình (21).

$$\begin{cases} m_g = v_{rg} - \lfloor v_{rg} \rfloor = v_{rg} - k_g \\ m_h = v_{rh} - \lfloor v_{rh} \rfloor = v_{rh} - k_h \end{cases} \quad (21)$$

Trong đó $k_g = \lfloor v_{rg} \rfloor, k_h = \lfloor v_{rh} \rfloor$ chỉ số nguyên nhỏ nhất của các giá trị tuyệt đối tương ứng. Hình 5 cho thấy hai tam giác chứa vector $\mathbf{V}_1, \mathbf{V}_2$ đều có chung tọa độ nguyên $[k_g, k_h]$. Có thể thấy rằng đường thẳng $m_g + m_h = 1$ chia hình thoi trên Hình 5 ra làm hai tam giác, trong đó vector \mathbf{V}_1 thuộc miền $m_g + m_h \leq 1$ và vector \mathbf{V}_2 thuộc miền $m_g + m_h > 1$. \mathbf{V}_1 được tổng hợp từ 3 vector $\mathbf{p}_1, \mathbf{p}_2, \mathbf{p}_3$ như phương trình (22).

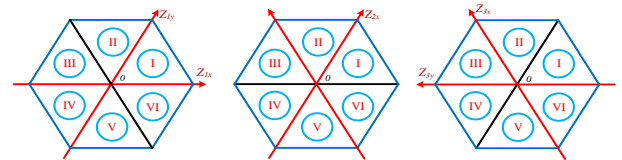
$$\begin{aligned} \mathbf{V}_1 &= \mathbf{p}_1 + m_g(\mathbf{p}_2 - \mathbf{p}_1) + m_h(\mathbf{p}_3 - \mathbf{p}_1) \\ &= (1 - m_g - m_h)\mathbf{p}_1 + m_g\mathbf{p}_2 + m_h\mathbf{p}_3 \end{aligned} \quad (22)$$

\mathbf{V}_2 được tổng hợp từ 3 vector $\mathbf{p}_2, \mathbf{p}_3, \mathbf{p}_4$ như (23):

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_2 &= \mathbf{p}_4 + (1 - m_g)(\mathbf{p}_3 - \mathbf{p}_4) + (1 - m_h)(\mathbf{p}_2 - \mathbf{p}_4) \\ &= (m_g + m_h - 1)\mathbf{p}_4 + (1 - m_g)\mathbf{p}_3 + (1 - m_h)\mathbf{p}_2 \end{aligned} \quad (23)$$

Vì các hệ số ứng với các vector đều dương và có tổng bằng 1 nên đây sẽ là các hệ số cho quá trình điều chế. Phương trình (22), (23) cũng cho thấy việc tính toán các hệ số điều chế rất đơn giản, thông qua việc tính toán v_{rg}, v_{rh} , tính các phần nguyên k_g, k_h và các phần lẻ m_g, m_h qua phương trình (21).

3.2. Xác định vị trí của vector v trong sector lớn



Hình 6: Ba hệ tọa độ không vuông góc tạo nên các góc phần sáu (các sector)

Khi phát triển số mức M bất kỳ của MMC thì số lượng các tam giác con trên mặt phẳng vector sẽ tăng lên nhanh chóng. 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 6**. Trước hết ta sẽ cần xác định hình chiếu của vector điện áp ra mong muốn $\mathbf{v}_r = [v_{ra}, v_{r\beta}]^T$ lên hai vector biên của góc phần sáu bằng phép chiếu các tọa độ α, β lên hệ tọa độ tương ứng Z_1 ,

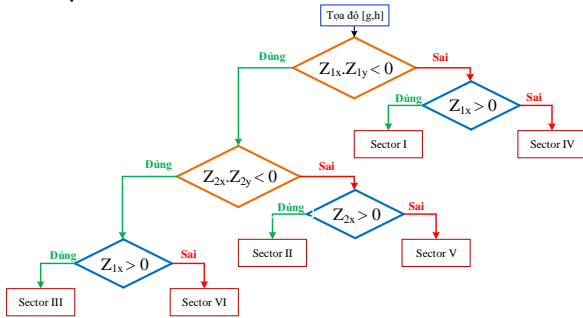
Z_2, Z_3 . Điều này có thể thực hiện với các ma trận biến đổi hệ tọa độ M_1, M_2, M_3 như phương trình (24).

$$M_1 = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ 0 & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix}; M_2 = \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ -1 & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix}; M_3 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{2}{\sqrt{3}} \\ -1 & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \quad (24)$$

Thông qua một biến trung gian $t_{mp} = v_{\beta}^* / \sqrt{3}$, các thành phần còn lại có thể được xác định ngay như sau:

$$\begin{cases} z_{1x} = v_{\alpha}^* - t_{mp} \\ z_{1y} = 2t_{mp} \end{cases}; \begin{cases} z_{2x} = z_{1x} + z_{1y} \\ z_{2y} = -z_{1x} \end{cases}; \begin{cases} z_{3x} = z_{1y} \\ z_{3y} = -z_{2x} \end{cases} \quad (25)$$

Sau khi xác định được các tọa độ z_{ij} , thuật toán xác định sector thể hiện như trên Hình 7.



Hình 7: Thuật toán xác định sector lớn

3.3. Xác định các vector trạng thái trong các sector

- Xác định các vector trạng thái ở sector I
Góc phần sáu thứ I, hệ tọa độ là Z_1 , từ (18) nhận được phương trình (26) như sau:

$$\begin{cases} z_{1x} = v_g = \frac{2}{3} V_{DC} (k_A - k_B) \\ z_{1y} = v_h = \frac{2}{3} V_{DC} (k_B - k_C) \end{cases} \quad (26)$$

$$\text{Khi đó: } \begin{bmatrix} k_{1x} \\ k_{1y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (k_A - k_B) \\ (k_B - k_C) \end{bmatrix} \quad (27)$$

Nếu lấy tọa độ $k_A = k$ thì từ (27) sẽ thu được trên hệ tọa độ abc tọa độ vector trạng thái sẽ là:

$$\begin{bmatrix} k_{1x} \\ k_{1y} \end{bmatrix} \Leftrightarrow \begin{bmatrix} k_{AN} \\ k_{BN} \\ k_{CN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k \\ k - k_{1x} \\ k - k_{1x} - k_{1y} \end{bmatrix} \quad (28)$$

Sao cho:

$$-\frac{M-1}{2} \leq k, k - k_{1x}, k - k_{1x} - k_{1y} \leq \frac{M-1}{2} \quad (29)$$

- Xác định các vector trạng thái ở sector II
Góc phần sáu thứ II, hệ tọa độ là Z_2 , từ (25) nhận được phương trình (30) như sau:

$$\begin{cases} z_{2x} = z_{1x} + z_{1y} = \frac{2}{3} V_{DC} (k_A - k_B) \\ z_{2y} = -z_{1x} = \frac{2}{3} V_{DC} (k_B - k_A) \end{cases} \quad (30)$$

$$\text{Khi đó: } \begin{bmatrix} k_{2x} \\ k_{2y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (k_A - k_C) \\ (k_B - k_A) \end{bmatrix} \quad (31)$$

Chọn $k_B = k$ thỏa mãn điều kiện (29), các tọa độ còn lại trong sector II được xác định như (32).

$$\begin{bmatrix} k_{2x} \\ k_{2y} \end{bmatrix} \Leftrightarrow \begin{bmatrix} k_{AN} \\ k_{BN} \\ k_{CN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k - k_{2y} \\ k \\ k - k_{2x} - k_{2y} \end{bmatrix} \quad (32)$$

- Xác định các vector trạng thái ở sector III
Góc phần sáu thứ III, hệ tọa độ là Z_3 , từ (25) nhận được phương trình (33) như sau:

$$\begin{cases} z_{3x} = z_{1y} = \frac{2}{3} (v_B - v_C) \\ z_{3y} = -z_{2x} = \frac{2}{3} (v_C - v_A) \end{cases} \quad (33)$$

$$\text{Khi đó: } \begin{bmatrix} k_{3x} \\ k_{3y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (k_B - k_C) \\ (k_C - k_A) \end{bmatrix} \quad (34)$$

Chọn tọa độ $k_C = k$ thỏa mãn điều kiện (29), các tọa độ còn lại trong sector II được xác định như (35).

$$\begin{bmatrix} k_{3x} \\ k_{3y} \end{bmatrix} \Leftrightarrow \begin{bmatrix} k_{AN} \\ k_{BN} \\ k_{CN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k - k_{3y} - k_{3x} \\ k \\ k - k_{3x} \end{bmatrix} \quad (35)$$

- Xác định các vector trạng thái ở sector IV, V, VI
Sector IV đối xứng với sector I nên:

$$\begin{bmatrix} k_{4x} \\ k_{4y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (k_B - k_A) \\ (k_C - k_B) \end{bmatrix} \quad (36)$$

$$\text{Vì vậy: } \begin{bmatrix} k_{4x} \\ k_{4y} \end{bmatrix} \Leftrightarrow \begin{bmatrix} k_{AN} \\ k_{BN} \\ k_{CN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k - k_{4y} - k_{4x} \\ k - k_{4y} \\ k \end{bmatrix} \quad (37)$$

Sector V đối xứng với sector II nên:

$$\begin{bmatrix} k_{5x} \\ k_{5y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (k_C - k_A) \\ (k_A - k_B) \end{bmatrix} \quad (38)$$

$$\text{Vì vậy: } \begin{bmatrix} k_{5x} \\ k_{5y} \end{bmatrix} \Leftrightarrow \begin{bmatrix} k_{AN} \\ k_{BN} \\ k_{CN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k - k_{5x} \\ k - k_{5y} - k_{5x} \\ k \end{bmatrix} \quad (39)$$

Sector VI đối xứng với sector III nên:

$$\begin{bmatrix} k_{6x} \\ k_{6y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (k_C - k_B) \\ (k_A - k_C) \end{bmatrix} \quad (40)$$

$$\text{Vì vậy: } \begin{bmatrix} k_{6x} \\ k_{6y} \end{bmatrix} \Leftrightarrow \begin{bmatrix} k_{AN} \\ k_{BN} \\ k_{CN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k \\ k - k_{6y} - k_{6x} \\ k - k_{6y} \end{bmatrix} \quad (41)$$

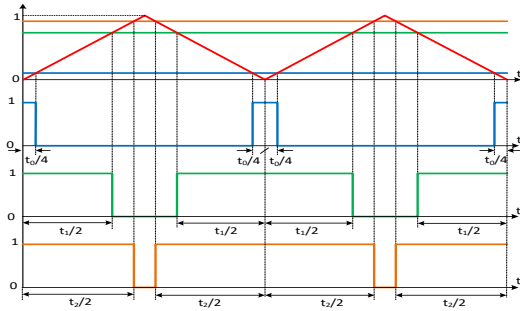
3.4. Trật tự tối ưu về số lần chuyển mạch

Khi điều chế vector không gian cho nghịch lưu hai mức, phương pháp điều chế tam giác đối xứng chỉ sử dụng hai vector biên và vector không, sao cho thời gian dùng vector không được chia đều làm hai phần, ở đầu và cuối mỗi nửa chu kỳ điều chế, ở nửa còn lại thứ tự thực hiện vector sẽ ngược lại sẽ tối ưu về thành phần sóng hài trên điện áp ra [7]. Phép điều chế này gọi là SVM với các vector tích cực đặt ở giữa mỗi nửa chu kỳ điều chế. Phương pháp này tương đương với SPWM bằng cách chêm vào thành phần thứ tự không như sau [8]:

$$V_{off} = -\frac{\max(V_{a,ref}, V_{b,ref}, V_{c,ref}) + \min(V_{a,ref}, V_{b,ref}, V_{c,ref})}{2} \quad (42)$$

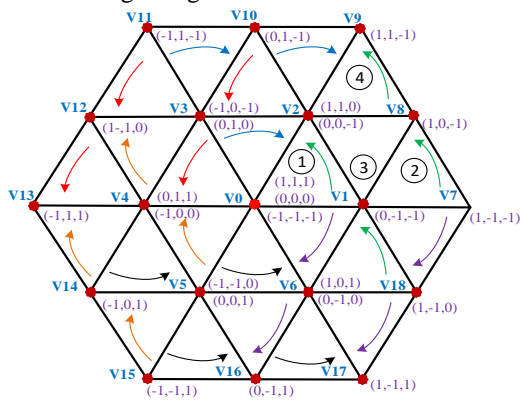
Trong đó $V_{a,ref}$, $V_{b,ref}$, $V_{c,ref}$ là các lượng đặt hình sin mong muốn, V_{off} là thành phần thứ tự không được cộng vào các lượng đặt. Các tín hiệu điều chế sẽ có dạng:

$$V'_{k,ref} = V_{k,ref} + V_{off}, \quad k = a, b, c. \quad (43)$$



Hình 8: Tín hiệu đầu ra PWM và các thời gian sử dụng vector tích cực và vector không

Tín hiệu ở đầu ra PWM qua khâu so sánh với điện áp răng cưa trong một chu kỳ điều chế cho trên hình 8. Việc cộng thêm vào thành phần thứ tự không như (43) chính là để mức tín hiệu xác định vector không ở đầu chu kỳ điều chế. Tuy nhiên ở nghịch lưu đa mức sẽ không thể luôn có vector không để sắp xếp các tín hiệu như trên Hình 8. Thay vào đó nếu 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 . 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 có vai trò như vector không. Xét cụ thể khi vector điện áp chuyển từ tam giác số 2 sang tam giác số 3 như Hình 9.



Hình 9: Trật tự chuyển mạch tối ưu cho nghịch lưu ba pha 3 mức

Ví dụ tam giác số 2 và số 3 trên đồ thị vector hình 9 thuộc về lục giác nhỏ có tâm là vector V1, tam giác số 4 thuộc về lục giác có tâm là vector V2.

Bảng 1: Trật tự chuyển mạch của vector điện áp

Tam giác	Trật tự chuyển mạch tối ưu (trong $T_s/2$)
1	V0-V1-V2-V0 (-1,-1,-1)-(0,-1,-1)-(0,0,-1)-(0,0,0)
2	V1-V7-V8-V1 (0,-1,-1)-(1,-1,-1)-(1,0,-1)-(1,0,0)
3	V1-V2-V8-V1 (0,-1,-1)-(0,0,-1)-(1,0,-1)-(1,0,0)
4	V2-V8-V9-V2 (0,0,-1)-(1,0,-1)-(1,1,-1)-(1,1,0)

Bảng chuyển mạch cho nhóm các tam giác trên thể hiện trong bảng 1. Nếu vector điện áp đầu ra di chuyển qua các tam giác 2-3-4 thì trật tự chuyển mạch là thực sự tối ưu, từ tam giác 2 sang tam giác 3 vector đều bắt đầu và kết thúc bằng vector V1 (0,-1,-1) nên không phát sinh thêm chuyển mạch. Khi chuyển từ tam giác 3 sang 4 phải chuyển từ V1(0,-1,-1) sang vector bắt đầu là V2(0,0,-1) chỉ phát sinh thêm một chuyển mạch ở pha B (từ -1 về 0). Áp dụng cho nghịch lưu đa mức nhiều bậc hơn, tất cả các nhóm tam giác có dạng giống như 1, 2, 3, 4 trong Bảng 1 và trên Hình 9 sẽ có trật tự chuyển mạch giống nhau.

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

Phần này trình bày phương pháp NVM với khả năng tự xác định các vector cần thiết chỉ từ tọa độ nguyên $[k_g, k_h]$. Phương pháp này có thể áp dụng cho các sơ đồ có số mức không hạn chế. Xét trường hợp các vector điện áp ra mong muốn có cùng tọa độ nguyên $[k_g, k_h]$, như V_1, V_2 trên Hình 4.

Bảng 2: Thứ tự chuyển mạch khi V thuộc tam giác 1

	P ₁	P ₂	P ₃	P ₁₊
$[k_g, k_h]$	$[k_g, k_h]$	$[k_g+1, k_h]$	$[k_g, k_h+1]$	$[k_g, k_h]$
k_A	k	$k+1$	$k+1$	$k+1$
k_B	$k-k_g$	$k-k_g$	$k-k_g+1$	$k-k_g+1$
k_C	$k-k_g-k_h$	$k-k_g-k_h$	$k-k_g-k_h$	$k-k_g-k_h+1$
D	$d_1 = (1-m_g-m_h)/2$	$d_2 = m_g$	$d_3 = m_h$	$d_4 = (1-m_g-m_h)/2$

Bảng 3: Thứ tự chuyển mạch khi V thuộc tam giác 2

	P ₁	P ₂	P ₃	P ₁₊
$[k_g, k_h]$	$[k_g+1, k_h]$	$[k_g, k_h+1]$	$[k_g+1, k_h+1]$	$[k_g+1, k_h]$
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	$d_1 = (1-m_h)/2$	$d_2 = 1-m_g$	$d_3 = m_g + m_h - 1$	$d_4 = (1-m_h)/2$

Trong góc phần sáu thứ nhất, có thể thấy rằng khi vector điện áp ra nằm trong tam giác với đỉnh là ba vector P₁, P₂, P₃ thì thứ tự chuyển mạch tối ưu sẽ là P₁-P₂-P₃-P₁₊, trong đó vector P₁ 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 P₁₊. Điều này luôn có thể thực hiện được nếu P₁ không nằm ở hình lục giác lớn nhất ngoài cùng của không gian vector, nghĩa là P₁ có các trạng thái khóa dư. Với vector V₂ thứ tự chuyển mạch tối ưu sẽ là P₂-P₃-P₄-P₂₊. Quá trình này được thể hiện chi tiết trong Bảng 2 và Bảng 3.

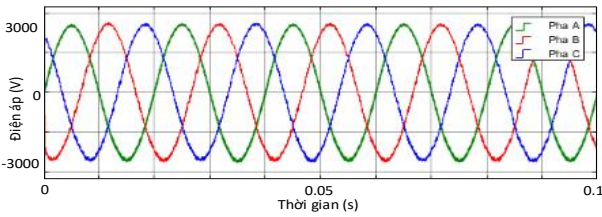
4. Kết quả mô phỏng

Trong phần này, tác giả sẽ trình bày các kết quả mô phỏng khi thực hiện điều chế SVM cho BBĐ MMC gồm 12 SM trên mỗi pha. Các thông số mô phỏng được trình bày ở Bảng 4.

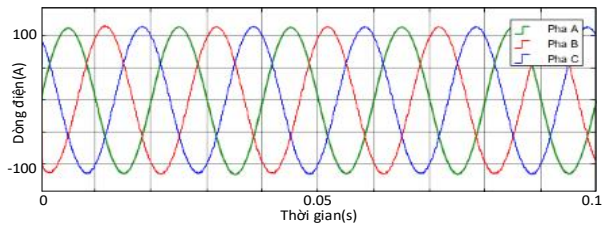
Bảng 4: Thông số MMC dùng để mô phỏng

TT	Thông số	Ký hiệu	Giá trị
1	Điện áp nguồn một chiều	V_{DC}	6000V
2	Điện áp tụ điện	V_C	1000V
3	Điện cảm nhánh	L_σ	5mH
4	Điện dung tụ điện SM	C_{SM}	3000µF
5	Số lượng SM mỗi pha	2N	12
6	Tần số	f	50 Hz

Hình 10 và Hình 11 là kết quả điện áp pha và dòng điện các pha A, B, C của BBD MMC khi áp dụng SVM với việc lựa chọn vector điện áp gần nhất. Hình ảnh cho thấy dòng điện, điện áp khi chưa qua bộ lọc cho các kết quả dạng sin chuẩn, đạt được ngay ở chu kỳ đầu tiên và không có quá độ xảy ra trong suốt quá trình mô phỏng.



Hình 10: Điện áp pha ở phía AC của bộ biến đổi MMC



Hình 11: Dòng điện ở phía AC của bộ biến đổi MMC

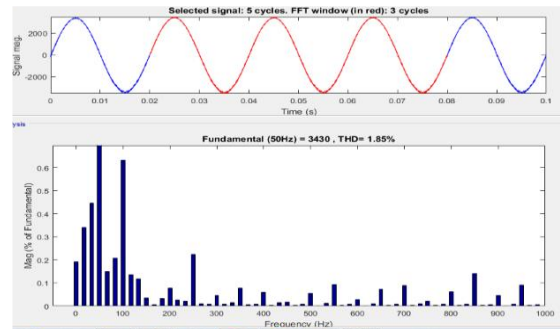
Thực hiện đánh giá tổng độ méo sóng hài THD cho điện áp và dòng điện như Hình 12 và Hình 13, kết quả cho thấy chỉ số THD của dòng điện và điện áp là rất nhỏ. Cụ thể chỉ số THD của điện áp đầu ra MMC trong khoảng thời gian 0,02s đến 0,08s là 1,85%, chỉ số THD của dòng điện trên tải là 1,01%. Các kết quả này đã chứng minh được quá trình tối ưu chuyển mạch của phương pháp đã được đảm bảo đúng với mục tiêu đặt ra và luôn đảm bảo chất lượng hoạt động của BBD khi áp dụng thuật toán điều chế SVM đã đề xuất. Dựa trên việc so sánh chỉ số THD về điện áp, dòng điện của các phương pháp PWM khi áp dụng cho BBD MMC có số mức tương ứng trong tài liệu [11], có thể thấy rằng chỉ số THD của phương pháp được đề xuất trong bài báo này luôn có giá trị thấp hơn. Cụ thể được thể hiện như trong Bảng 5.

Bảng 5: So sánh THD của điện áp giữa các phương pháp điều chế

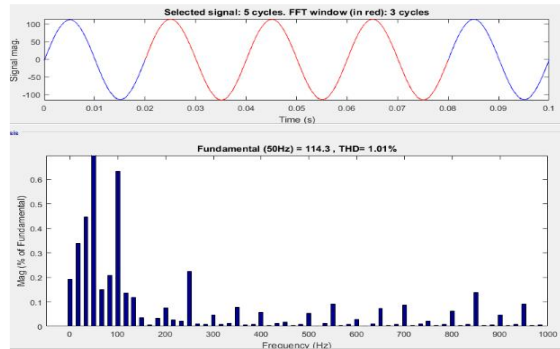
Phương pháp điều chế	Chỉ số THD cho điện áp
PSC-PWM	8,25%
NLC	17,2%
NLC+PWM	9,7%
NLC+CRC	17,6%

Hình 14 là kết quả các bậc điện áp nhánh trên và nhánh dưới pha A của MMC có 6 SM trên mỗi nhánh, kết quả thu được bảy mức điện áp. Hình 15 và Hình 16 là điện áp tụ điện của SM của nhánh trên và nhánh dưới trên pha A. Quan sát giá trị điện áp tụ điện các SM nhánh trên và dưới pha A cho thấy rằng điện áp tụ điện BBD MMC luôn dao động quanh vị trí cân bằng là 1000V, giá trị dao động cực đại của điện áp tụ khi đạt vị trí cân bằng là 25V, tức là 2,5%.

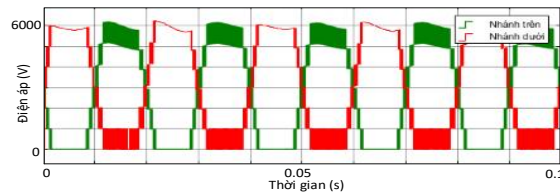
Hình 17 là giá trị của dòng điện vòng chảy trong mạch pha A của MMC. Giá trị của dòng điện vòng dao động trong khoảng 10A đến 70A khi BBD đã hoạt động ổn định. Giá trị này được đánh giá là vẫn duy trì ở mức cao. Do đó cần một phương pháp điều khiển phù hợp để giảm thiểu giá trị này ở mức thấp.



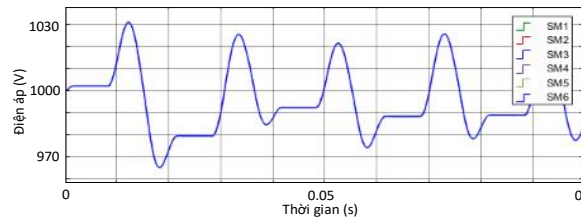
Hình 12: Chỉ số THD cho điện áp xoay chiều



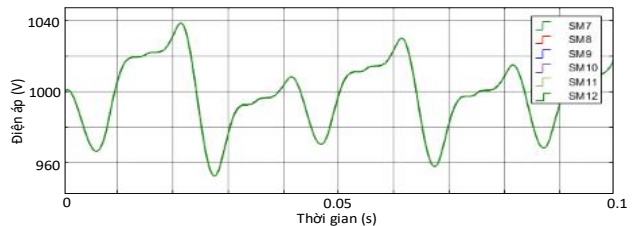
Hình 13: Chỉ số THD cho dòng điện trên tải xoay chiều



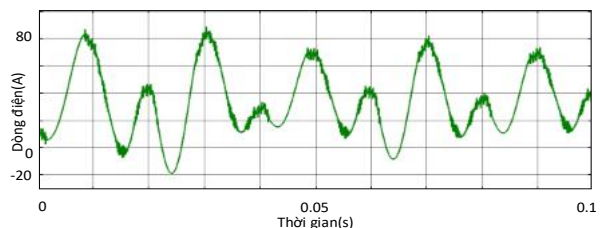
Hình 14: Điện áp nhánh trên và nhánh dưới pha A



Hình 15: Điện áp các tụ điện nhánh trên pha A



Hình 16: Điện áp các tụ điện nhánh dưới pha A



Hình 17: Dòng điện vòng chảy trong pha A

5. Kết luận

Bài báo đã thực hiện quy luật phương pháp điều chế vector không gian cho BBD đa mức MMC có số mức bất kỳ. Quy luật điều chế được thực hiện bằng cách lựa chọn vector điện áp nằm trong một tam giác bất kỳ của không gian vector. Từ đó tính chọn được tọa độ nguyên trong các sector của hệ tọa độ gh , qua đó xác định được quy luật chuyển mạch đảm bảo tối ưu thành phần sóng hài của tín hiệu đầu ra, đặc biệt phương pháp đã giảm thiểu được việc tính toán điều chế cho BBD MMC, đây là công việc quan trọng góp phần nâng cao hiệu suất và chất lượng hoạt động cho MMC. Bài báo đã thực hiện mô phỏng cho BBD MMC gồm 12 SM trên mỗi pha áp dụng quy luật nêu trên đã chứng minh đúng nguyên lý của phương pháp đề xuất và cho ra $2N+1$ mức điện áp, giảm thiểu được quá trình dao động điện áp trên các tụ. Phương pháp SVM đề xuất vẫn tồn tại nhược điểm đó là chưa giảm thiểu được giá trị của dòng điện vòng, vì vậy cần có kết hợp các phương pháp khác để khắc phục được nhược điểm này.

Tài liệu tham khảo

- [1] A. Lesnicar and R. Marquardt, "An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range," in *Proc. IEEE Power Tech Conf. Proc.*, June 2003
- [2] Q. Tu, Z. Xu, and L. Xu, "Reduced switching-frequency modulation and circulating current suppression for modular multilevel converters," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 26, no. 3, pp. 2009–2017, Jul. 2011.
- [3] J. Mei, B. Xiao, K. Shen, L. M. Tolbert, and J. Y. Zheng, "Modular multilevel inverter with new modulation method and its application to photovoltaic grid-connected generator," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 11, pp. 5063–5073, Nov. 2013.
- [4] Nikola Celanovic, Dushan Boroyevich, "A Fast Space-Vector Modulation Algorithm for Multilevel Three-Phase Converters", *IEEE Transactions on industry applications*, Vol. 37, No. 2, March/April 2001.
- [5] Y. Deng, Y. Wang, K. H. Teo, and R. G. Harley, "Space vector modulation method for modular multilevel converters," in *Proc. Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, Oct./Nov. 2014, pp. 4715–4721.
- [6] A. Dekka, B. Wu, R. L. Fuentes, "A space-vector PWM based voltage balancing approach with reduced current sensors for modular multilevel converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 5, May 2016.
- [7] Y. Deng, Y. Wang, K. H. Teo, and R. G. Harley, "A simplified space vector modulation scheme for multilevel converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 3, pp. 1873–1886, March 2016.
- [8] B. P. McGrath, D. G. Holmes, and T. Lipo, "Optimized space vector switching sequences for multilevel inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 6, pp. 1293–1301, Nov. 2003.
- [9] G. Konstantinou, M. Ciobotaru, and V. Agelidis, "Selective harmonic elimination pulse-width modulation of modular multilevel converters," *IET Power Electron.*, vol. 6, no. 1, pp. 96–107, Jan. 2013
- [10] A. Dekka, B. Wu, N. R. Zargari, and R. L. Fuentes, "A space-vector PWM based voltage balancing approach with reduced current sensors for modular multilevel converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 5, pp. 2734–2745, May 2016.
- [11] Marcos Rejas, Laszlo Mathe, Paul Dan Burlacu, Heverton Pereira, "Performance Comparison of Phase Shifted PWM and Sorting Method for Modular Multilevel Converters", *Power Electronics and Applications (EPE), 2015 17th European Conference on*, 2015.