



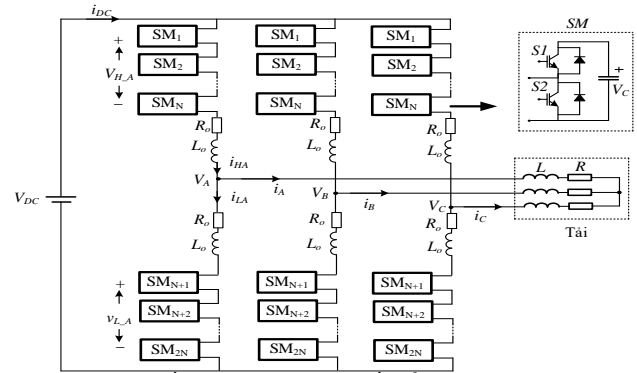
phần sóng hài trên dòng điện vòng cũng là một vấn đề đặt ra cho MMC. Theo tài liệu [8], phương pháp điều chế SVM có khả năng sắp đặt vị trí tối ưu của các vector trong một chu kỳ đóng cắt nhằm tối ưu hóa thành phần sóng hài, dạng điện áp ra cũng như đạt được số lần đóng cắt tối thiểu là những ưu việt của SVM so với phép điều chế khác [8].

Sau đây phương pháp điều chế SVM được xây dựng cho MMC với số mức bất kỳ như trong [8]. Phương pháp SVM áp dụng cho MMC ở đây với sự khác biệt là thuật toán xác định hệ số điều chế được sắp đặt sao cho có thể dễ dàng duyệt qua tất cả các vector trạng thái dư, một số các trạng thái dư được sử dụng trong thuật toán dự báo để chọn được chỉ số tối ưu cho mục tiêu cân bằng điện áp trên các tụ DC và kết hợp với suy giảm dòng điện vòng. Các tụ DC trong mỗi nhánh pha được cân bằng bởi thuật toán trong [8]. Nhờ cân bằng điện áp trên các tụ, thuật toán dự báo sẽ làm nhiệm vụ chính là cân bằng điện áp trên các tụ giữa các nhánh pha với nhau. Đối với dòng điện vòng nói chung đều cần có hệ điều khiển mạch vòng kín sử dụng bộ điều khiển PI với lượng đặt là thành phần dòng điện một chiều  $i_{DC}$  được xác định từ công suất trao đổi giữa phía DC và phía AC. Ngoài ra, hệ thống điều khiển được tích hợp các bộ điều chỉnh cộng hưởng PR được sử dụng để loại bỏ các thành phần hài bậc 2, 4... [3]. Có thể thấy rằng trao đổi công suất giữa DC và AC do các mạch vòng bên ngoài tác động nên ở đây bộ điều khiển chỉ cần tác động làm suy giảm các thành phần sóng hài trên dòng điện vòng. Vì vậy, trong bài báo này đề xuất phương pháp điều khiển chỉ cần dùng bộ lọc thông thấp để tách ra thành phần một chiều, còn lượng đặt cho mạch vòng điều khiển dòng điện vòng có giá trị mong muốn là 0. Thuật toán được áp dụng cho hệ thống BBD MMC có 13 mức điện áp phía đầu ra, quá trình mô phỏng và tính toán được sử dụng trên phần mềm Matlab/Simulink để kiểm chứng tính đúng đắn của thuật toán.

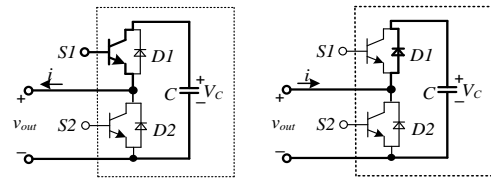
## 2. Cấu trúc và mô hình toán học bộ biến đổi MMC

Hình 1 là sơ đồ cấu trúc ba pha của BBD MMC. Mỗi pha của MMC bao gồm nhánh trên và nhánh dưới, mỗi nhánh gồm N các SM, nằm dưới điện áp một chiều chung  $V_{DC}$ . Một điện cảm  $L_o$  liên kết giữa nhánh trên và nhánh dưới với đầu ra xoay chiều AC lấy ra từ điểm giữa của cuộn cảm. Cuộn cảm này có tác dụng hạn chế các quá độ làm việc của BBD [6],[7]. Các tổn hao trong mỗi nhánh của MMC được mô tả bởi điện trở  $R_o$ . Cấu trúc phổ biến nhất của SM là sơ đồ nửa cầu H với phía DC chỉ gồm một tụ điện. SM dạng nửa cầu H có ưu điểm là chỉ dùng một số ít nhất gồm hai khóa bán dẫn với chức năng đưa điện áp phía tụ DC ra phía AC. Trong mỗi nhánh của BBD tồn tại các dòng điện nhánh trên và nhánh dưới được ký hiệu là  $i_{Hj}$  và  $i_{Lj}$ . 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 hình 3. Đối với BBD MMC, điện áp  $V_{DC}$  được phân phối trên các tụ của mỗi SM trong tất cả các nhánh van 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. Nếu dòng tức thời từ điểm kết nối AC của MMC chảy vào bên trong BBD và chia vào các nhánh trên và nhánh dưới của từng pha về phía DC, các tụ điện của SM được chèn thuộc nhánh trên sẽ ở trạng thái xả,

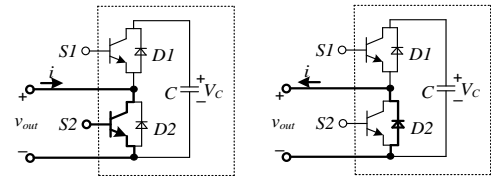
thuộc nhánh dưới sẽ ở trạng thái nạp. Nếu chiều dòng điện AC có hướng ngược lại, trạng thái xả và nạp sẽ lần lượt ứng với các tụ thuộc nhánh dưới và nhánh trên.



Hình 1: Cấu trúc ba pha của bộ biến đổi đa mức MMC



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



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

Áp dụng định luật Kirchhoff cho sơ đồ hình H.1:

$$\begin{cases} v_{Mj} = -v_{Hj} - L_o \frac{di_{Hj}}{dt} - R_o i_{Hj} + \frac{1}{2} V_{DC} \\ v_{Mj} = v_{Lj} + L_o \frac{di_{Lj}}{dt} + R_o i_{Lj} - \frac{1}{2} V_{DC} \quad , \quad j = A, B, C \\ i_j = i_{Lj} - i_{Hj} \end{cases} \quad (1)$$

Từ (1) cộng hai phương trình đầu cho nhau ta có điện áp ra được biểu diễn như sau:

$$v_{Mj} = \frac{1}{2} (v_{Lj} - v_{Hj}) + \frac{L_o}{2} \frac{di_j}{dt} + R_o i_j \quad (2)$$

Như vậy sức điện động xoay chiều của MMC là:

$$v_{Mej} = \frac{1}{2} (v_{Lj} - v_{Hj}) \quad (3)$$

Nếu ký hiệu  $k_{Hj}$ ,  $k_{Lj}$  là số SM ở nhánh trên và nhánh dưới được chèn vào thì ta có:

$$v_{Hj} = k_{Hj} V_C, \quad v_{Lj} = k_{Lj} V_C \quad (4)$$

Trong đó  $V_C = V_{DC}/N$  là điện áp bậc thang trên mỗi tụ của SM. 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:

$$v_{Mj} = (k_{Lj} - k_{Hj}) \frac{1}{2} V_C = k_{Mj} V_{Ce}; \quad k_{Mj} = k_{Lj} - k_{Hj} \quad (6)$$

Để tạo ra mức điện áp  $k_{Mj}$ , các mức tương ứng của  $k_{Hj}$ ,  $k_{Lj}$  tính như (7).

$$k_{Lj} = \left\lfloor \frac{N+1+k_{Mj}}{2} \right\rfloor; k_{Hj} = \left\lfloor \frac{N+1-k_{Mj}}{2} \right\rfloor \quad (7)$$

Từ (1), trừ hai phương trình đầu cho nhau ta có:

$$V_{DC} = v_{Lx} + v_{Hx} + L_o \frac{d(i_{Lx} + i_{Hx})}{dt} + R_o (i_{Lx} + i_{Hx}) \quad (8)$$

Đặt  $i_{vj} = (i_{Lj} + i_{Hj})/2$ , phương trình (8) trở thành:

$$L_o \frac{di_{vj}}{dt} = \frac{(V_{DC} - v_{Lj} - v_{Hj})}{2} = v_{diff-j} \quad (9)$$

$v_{diff-j}$  gọi là điện áp chênh lệch của nhánh trên và dưới, là thành phần tạo nên dòng điện vòng  $i_{vj}$ . Trong chế độ xác lập dòng điện vòng  $i_{vj}$  gồm một thành phần một chiều  $I_v$  và các thành phần sóng hài bậc cao  $I_{v,h}$  như sau:

$$i_{vj} = I_v + \sum_{h=1}^{\infty} I_{vj,h} \quad (10)$$

Tài liệu [4],[5],[6] cho thấy sự mất cân bằng điện áp trên tụ giữa các nhánh trong mỗi pha có thể điều khiển bởi điện áp  $v_{diff-j}$  hoặc dòng điện vòng  $I_{vj}$ . Phương trình thay đổi điện áp  $v_{Hj}$  và  $v_{Lj}$  như (11).

$$\frac{C}{k_{Hj}} \frac{dv_{Hj}}{dt} = i_{Hj}, \quad \frac{C}{k_{Lj}} \frac{dv_{Lj}}{dt} = i_{Lj} \quad (11)$$

Thay  $i_{vj} = (i_{Lj} + i_{Hj})/2$  vào (11) ta được:

$$\frac{C}{k_{Hj}} \frac{dv_{Hj}}{dt} = i_{vj} + \frac{i_j}{2}, \quad \frac{C}{k_{Lj}} \frac{dv_{Lj}}{dt} = i_{vj} - \frac{i_j}{2} \quad (12)$$

Các phương trình (9), (12) sẽ được dùng cho mục đích điều khiển dự báo dòng điện và điện áp trong mỗi chu kỳ điều chế để cân bằng điện áp trung bình trên các tụ điện và giảm thiểu dòng điện vòng.

### 3. Điều chế SVM tối ưu thành phần sóng hài 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 trên tải. Để tạo ra điện áp trên tải trước hết phải xác định không gian các trạng thái hoạt động của vector điện áp trong hệ tọa độ để tạo ra các vector điện áp đặt mong muốn [8], [9]. Khi MMC có số SM hoạt động trong mỗi pha là  $2N$  thì số mức của MMC sẽ là  $M = 2N + 1$  và vector điện áp đặt của BBĐ được tổng hợp từ tọa độ của không gian vector được thể hiện theo (13).

$$v = \frac{2}{3}(v_A + a \cdot v_B + a^2 \cdot v_C) \quad (13)$$

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

$$\text{Với } k_A, k_B, k_C \in \left\{ -\frac{M-1}{2}, \dots, -1, 0, 1, \dots, \frac{M-1}{2} \right\}$$

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

$$v = v_\alpha + jv_\beta \quad (14)$$

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

Biểu diễn vector điện áp trong hệ tọa độ  $gh$ :

$$\begin{cases} v_\alpha = v_g + \frac{1}{2}v_h \\ v_\beta = \frac{\sqrt{3}}{2}v_h \end{cases}, \text{ hay } \begin{cases} v_g = v_\alpha - \frac{1}{\sqrt{3}}v_\beta \\ v_h = \frac{2}{\sqrt{3}}v_\beta \end{cases} \quad (15)$$

Mối quan hệ giữa các hệ tọa độ thể hiện bởi (16)

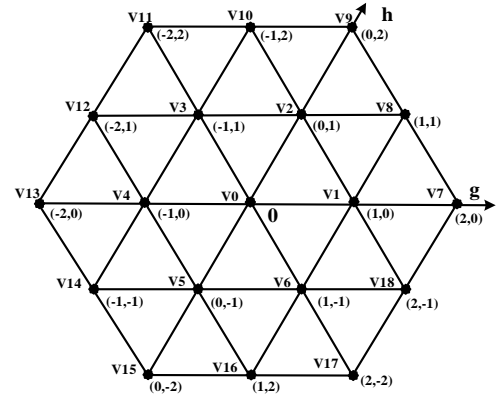
$$\begin{cases} v_g = v_\alpha - \frac{1}{\sqrt{3}}v_\beta = v_A - \frac{1}{3}(v_B - v_C) = \frac{2}{3}(v_A - v_B) \\ v_h = \frac{2}{\sqrt{3}}v_\beta = \frac{2}{3}(v_B - v_C) \end{cases} \quad (16)$$

Từ (16) thấy rằng:

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

$$\text{Do đó: } v_g = \frac{2}{3}V_{DC}(k_A - k_B); \quad v_h = \frac{2}{3}V_{DC}(k_B - k_C) \quad (17)$$

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 [9].



Hình 4: Trạng thái đóng cắt trong không gian vector

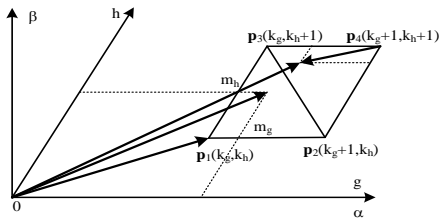
Mỗi vector có thể ứng với các trạng thái mức khác nhau, gọi là các trạng thái dư. Ứng với mỗi vector trạng thái số tổ hợp các mức trạng thái là:

$$\begin{bmatrix} k_g \\ k_h \end{bmatrix} \Leftrightarrow \begin{bmatrix} k_{AN} \\ k_{BN} \\ k_{CN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k \\ k - k_g \\ k - k_g - k_h \end{bmatrix} \quad (18)$$

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 và có  $M$  trạng thái dư. Do đó, 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

Phương pháp điều chế vector gần nhất (NVM) sẽ tạo ra vector đầu ra mong muốn nằm trong tam giác bất kỳ của các Sector từ I đến VI và được tổng hợp từ ba vector là đỉnh của của tam giác này, điều này sẽ đảm bảo thành phần sóng hài tốt nhất cho dạng sóng điện áp ra [8]. Xét một Sector bất kỳ trong hình 5, các tam giác con đều có dạng thuộc về một hình thoi đều, có các cạnh song song với trục  $Ogh$ , đỉnh là các vector trạng thái  $p_1, p_2, p_3, p_4$ .



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

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  $Ogh$  theo (19).

$$\begin{bmatrix} v_{rg} \\ v_{rh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ 0 & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \end{bmatrix} = M_1 \begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \end{bmatrix} \quad (19)$$

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, nên  $m_g, m_h$  được tính bởi (20).

$$m_g = v_{rg} - \lfloor v_{rg} \rfloor = v_{rg} - k_g; \quad m_h = v_{rh} - \lfloor v_{rh} \rfloor = v_{rh} - k_h \quad (20)$$

Trong đó:  $k_g = \lfloor v_{rg} \rfloor, k_h = \lfloor v_{rh} \rfloor$  là chỉ số nguyên nhỏ nhất của các giá trị tuyệt đối tương ứng. Hình 5 cho thấy hai tam giác chứa vector V1, V2 đều có chung tọa độ nguyên là  $[k_g, k_h]$ . 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 V1 thuộc miền  $m_g + m_h \leq 1$  và vector V2 thuộc miền  $m_g + m_h > 1$ . V1 được tổng hợp từ 3 vector **p1, p2, p3** như (21):

$$\begin{aligned} V_1 &= p_1 + m_g(p_2 - p_1) + m_h(p_3 - p_1) \\ &= (1 - m_g - m_h)p_1 + m_g p_2 + m_h p_3 \end{aligned} \quad (21)$$

V2 được tổng hợp từ 3 vector **p2, p3, p4** như (22):

$$\begin{aligned} V_2 &= p_4 + (1 - m_g)(p_3 - p_4) + (1 - m_h)(p_2 - p_4) \\ &= (m_g + m_h - 1)p_4 + (1 - m_g)p_3 + (1 - m_h)p_2 \end{aligned} \quad (22)$$

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 (21), (22) 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 (20). Trong các sector khác của không gian vector, quá trình xác định hệ số điều chế được áp dụng hoàn toàn tương tự như sector I.

### 3.2. Trật tự tối ưu về số lần chuyển mạch

Khi điều chế SVM 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 được thực hiện bằng cách thêm vào thành phần thứ tự không như sau [10], [11]:

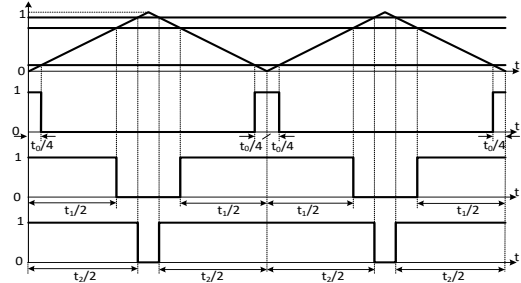
$$V_{off} = -\frac{\max(V_{a,ref}, V_{b,ref}, V_{c,ref}) + \min(V_{a,ref}, V_{b,ref}, V_{c,ref})}{2} \quad (23)$$

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

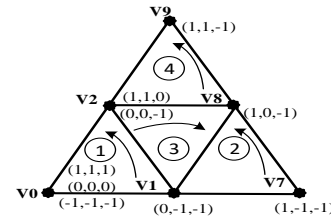
$$V'_{k,ref} = V_{k,ref} + V_{off}, \quad k = a, b, c. \quad (24)$$

Tín hiệu của PWM qua khâu so sánh với điện áp răng cưa dạng tam giác trong một chu kỳ điều chế cho trên hình 6. Việc

cộng thêm vào thành phần thứ tự không như (24) 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. 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 và cuối của chu kỳ  $T_s$ .



Hình 6: Tín hiệu đầu ra PWM và các thời gian sử dụng vector tích cực, vector không



Hình 7: Trật tự chuyển mạch tối ưu cho BBĐ 3 mức

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)

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 gồm nhiều lục giác nhỏ như sơ đồ hai mức và vector ở tâm của lục giác nhỏ này đóng 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 7.

Tam giác số 2 và số 3 thuộc về lục giác nhỏ có tâm là vector V1, tam giác số 4 thuộc về lục giác có tâm là vector V2. 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 tối ưu, từ tam giác 2 sang tam giác 3 vector đầu 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 nhiều mức hơn, tất cả các nhóm tam giác có dạng giống như 1, 2, 3, 4 trong bảng 1 và trên hình 7 sẽ có trật tự chuyển mạch giống nhau.

### 3.3. Thứ tự chuyển mạch tối ưu và điều chế sử dụng ba vector gần nhất

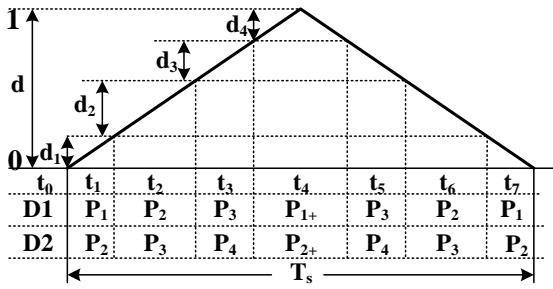
Phần này trình bày phương pháp NVM với khả năng tự xác định các vector cần thiết chỉ từ tọa độ nguyên  $[k_g, k_h]$  để có thể áp dụng cho các sơ đồ có số mức không hạn chế. Xét trường hợp các vector điện áp ra có cùng tọa độ nguyên  $[k_g, k_h]$ , như V1, V2 trên hình 5, có thể thấy rằng khi vector điện áp ra nằm trong tam giác có đỉnh là 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 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+.

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

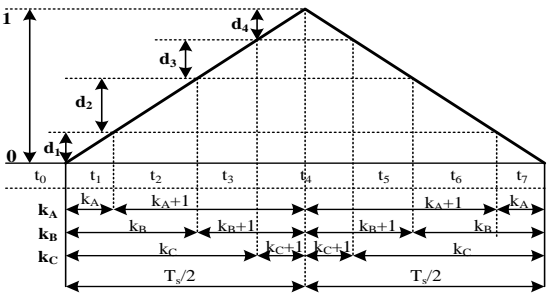
	P <sub>1</sub>	P <sub>2</sub>	P <sub>3</sub>	P <sub>1+</sub>
$[k_g, k_h]$	$[k_g, k_h]$	$[k_g+1, k_h]$	$[k_g, k_h+1]$	$[k_g, k_h]$
$k_A$	K	k+1	k+1	k+1
$k_B$	k-k <sub>g</sub>	k-k <sub>g</sub>	k-k <sub>g</sub> +1	k-k <sub>g</sub> +1
$k_C$	k-k <sub>g</sub> -k <sub>h</sub>	k-k <sub>g</sub> -k <sub>h</sub>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



**Hình 8:** Mẫu xung SVM cho tam giác loại 1 và loại 2



**Hình 9:** Mẫu xung khi chuyển sang hệ tọa độ abc khi  $m_g + m_h \leq 1$

Với vector V2 thứ tự chuyển mạch tối ưu sẽ là  $p_2-p_3-p_4-p_2+$ . Quá trình này được thể hiện chi tiết trong bảng 2 và bảng 3. Quá trình tạo ra các tín hiệu điều khiển theo thời gian qua khâu PWM đối xứng đối với tam giác D1, D2 của vector điện áp đầu ra có cùng một tọa độ nguyên  $[k_g, k_h]$  thể hiện như trên hình 8 và hình 9 tương ứng trong hệ tọa độ 0gh và hệ tọa độ abc. Việc điều chế được thực hiện qua 7 khoảng thời gian từ  $t_0$  đến  $t_7$ . Để thấy rõ hơn việc áp dụng SVM cho MMC ta sẽ thể hiện quá trình điều chế đối với các pha, với sơ đồ nghịch lưu đa mức, với mỗi mức điện áp ra trên mỗi SM là  $V_C$ , điện áp trên mỗi pha đầu ra trung bình trong một chu kỳ điều chế sẽ là:

$$v_j = d_j k_j V_d + (1-d_j)(k_j+1)V_d, j = A, B, C \quad (25)$$

Khi  $m_g+m_h \leq 1$  thì  $d_A=d_1$ ;  $d_B=d_1+d_2$ ;  $d_C = d_1+d_2+d_3$ . Khi  $m_g+m_h > 1$  thì  $d_A=d_1+d_2$ ;  $d_B=d_1$ ;  $d_C=d_1+d_2+d_3$ . Viết lại (26) dưới dạng:

$$v_j = (k_j + 1 - d_j)V_C \quad (26)$$

Mỗi mức điện áp đầu ra của MMC có dạng như (6) được viết lại như sau:

$$v_{Mj} = (k_{Lj} - k_{Hj}) \frac{1}{2} V_C = k_{Mj} V_{Ce}; k_{Mj} = k_{Lj} - k_{Hj} \quad (27)$$

Theo tài liệu [7], giống như phương pháp NLM cải tiến thì từ (26), (27) mỗi mức điện áp ra trên pha đầu ra là  $V_{Ce}=1/2V_C=1/2V_{DC}/N$ , có thể xác định lượng đặt cho các hệ số chèn tự vào ở mỗi nhánh là:

$$k_{j,L}^* - k_{j,H}^* = k_j + 1 - d_j, j = A, B, C \quad (28)$$

Biểu thức (28) cho thấy  $k_j$  có thể là số nguyên thuộc khoảng  $k_j \in \{-N, N\}$ , và  $k_{j,L}, k_{j,H}$  cũng là số nguyên thuộc khoảng  $\{0, N\}$ . Việc xác định hệ số chèn tự thể được áp dụng khi kết hợp với mạch vòng cân bằng điện áp giữa các tụ trên nhánh trên, nhánh dưới trên mỗi pha cùng với mạch vòng suy giảm dòng điện vòng. Theo công thức (9) ta được:

$$v_{diff-j} = \frac{1}{2}(V_{DC} - k_{Lj}V_C - k_{Hj}V_C) = \frac{V_{DC}}{2N}(N - k_{Lj} - k_{Hj}) \quad (29)$$

$$\text{Hay } k_{Lj} + k_{Hj} = N - 2 \frac{N}{V_{DC}} v_{diff-j} \quad (30)$$

Kết hợp (28), (29), có thể xác định được lượng đặt cho các hệ số chèn tự như sau:

$$k_{j,H}^* = \frac{1}{2}(N - k_{j,M}) - \frac{N}{V_{DC}} v_{j, diff}, \quad (31)$$

$$k_{j,L}^* = \frac{1}{2}(N + k_{j,M}) - \frac{N}{V_{DC}} v_{j, diff}$$

Tiếp theo với những điều kiện ràng buộc đối với  $k_{j,H}, k_{j,L}$  là những số nguyên trong khoảng  $\{0, N\}$ , việc ứng dụng quan hệ (31) có thể thực hiện như sau:

$$\text{Nếu } k_{j,(H,L)}^* \leq 0 \Rightarrow k_{j,(H,L)} = 0$$

$$\text{Nếu } k_{j,(H,L)}^* \geq N \Rightarrow k_{j,(H,L)} = N$$

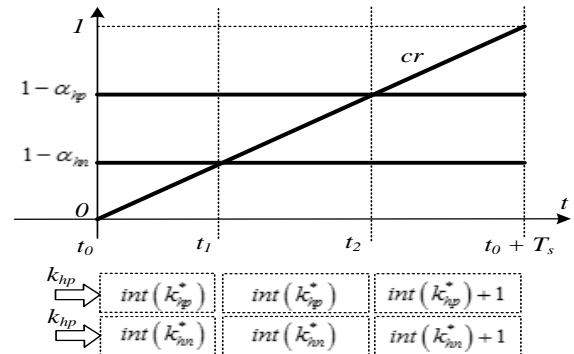
$$\text{Nếu } 0 < k_{j,(H,L)}^* < N$$

$$\Rightarrow k_{j,(H,L)} = \begin{cases} \text{int}(k_{j,(H,L)}^*) & \text{Khi } 0 \leq t \leq (1-\alpha)T_s \\ \text{int}(k_{j,(H,L)}^*) + 1 & \text{Khi } (1-\alpha)T_s \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (32)$$

Trong đó  $\text{int}(x)$  là phần nguyên của  $x$ ,  $T_s$  là chu kỳ điều chế, khi đó ta có hệ số xác định:

$$\alpha = k_{j,(H,L)}^* - \text{int}(k_{j,(H,L)}^*) \quad (33)$$

Thực hiện điều chế theo (32), (33) như hình 10.



**Hình 10:** Mẫu xung thực hiện phép điều chế theo (33)

#### 4. Điều khiển dự báo cân bằng điện áp trên tụ điện và suy giảm thành phần sóng hài dòng điện vòng

Mất cân bằng điện áp tụ điện sẽ làm suy giảm chất lượng sóng hài điện áp đầu ra nghịch lưu. Có nhiều phương pháp đề xuất trong tài liệu [2], [4], tuy nhiên việc áp dụng chúng thường đòi hỏi thực hiện phức tạp trong phép điều chế SVM. Như đã biết, trong SVM cho các nghịch lưu đa mức, mỗi vector trạng thái có thể có nhiều trạng thái dư và những trạng thái dư này được sử dụng cho những mục tiêu khác nhau mà không ảnh hưởng đến chất lượng điện áp đầu ra nghịch lưu.

Trong phần này, thuật toán điều khiển dự báo được thực hiện dựa trên việc tận dụng các trạng thái dư của phép điều chế vector không gian để thực hiện điều khiển cân bằng điện áp trên tụ điện và suy giảm thành phần sóng hài trong dòng điện vòng. Cách thức xây dựng mô hình dự báo của phương pháp điều khiển dự báo cho thuật toán được xây dựng dựa trên tài liệu [8].

##### 4.1. Mô hình dự báo dòng điện, điện áp

Theo hình 9, nửa chu kỳ điều chế PWM có 3 khoảng thời gian từ  $t_0$  đến  $t_3$ , trong mỗi khoảng thời gian này có thể xác định được các hệ số  $k_{Hj}$ ,  $k_{Lj}$  cho mỗi pha. Thực hiện đo các giá trị dòng áp  $i_{vj}(t_0)$ ,  $v_{C,Hj}(t_0)$ ,  $v_{C,Lj}(t_0)$  ở cuối của khoảng thời gian  $t_0$ , trong đó  $v_{C,Hj}(t_0)$ ,  $v_{C,Lj}(t_0)$  là điện áp trên mỗi tụ thuộc các nhánh. Ở chế độ cân bằng ta có  $v_{C,Hj}(t_0) = v_{C,Lj}(t_0) = v_{Cj}(t_0)$ . Phương trình (10) có thể viết lại dưới dạng gần đúng như (34).

$$i_{vj}(t_1) = i_{vj}(t_0) + \frac{1}{L} \frac{(V_{DC} - v_{Lj}(t_0) - v_{Hj}(t_0))}{2} t_1 \quad (34)$$

$$\text{Trong đó: } \begin{aligned} v_{Lj}(t_0) &= k_{Lj}(t_1) v_{C,Lj}(t_0), \\ v_{Hj}(t_0) &= k_{Hj}(t_1) v_{C,Hj}(t_0) \end{aligned} \quad (35)$$

Các ký hiệu  $i_{vj}(t_1)$ ,  $v_{C,Hj}(t_1)$ ,  $v_{C,Lj}(t_1)$ ,  $k_{Lj}(t_1)$ ,  $k_{Hj}(t_1)$  là các giá trị dòng điện, điện áp hệ số chèn SM tương ứng ở cuối khoảng thời gian  $t_1$ . Điện áp trên tụ ở phương trình (12) viết lại dưới dạng gần đúng là:

$$v_{Hj}(t_1) = v_{Hj}(t_0) + \left[ \frac{i_{vj}(t_0) + i_{vj}(t_1)}{2} - \frac{i_j(t_0)}{2} \right] \frac{k_{Hj}(t_1)}{C} t_1 \quad (36)$$

$$v_{Lj}(t_1) = v_{Lj}(t_0) + \left[ \frac{i_{vj}(t_0) + i_{vj}(t_1)}{2} + \frac{i_j(t_0)}{2} \right] \frac{k_{Lj}(t_1)}{C} t_1$$

Với giả thiết (35) thì (36) được viết dưới dạng:

$$v_{C,Hj}(t_1) = v_{C,Hj}(t_0) + \left[ \frac{i_{vj}(t_0) + i_{vj}(t_1)}{2} - \frac{i_j(t_0)}{2} \right] \frac{1}{C} t_1 \quad (37)$$

$$v_{C,Lj}(t_1) = v_{C,Lj}(t_0) + \left[ \frac{i_{vj}(t_0) + i_{vj}(t_1)}{2} + \frac{i_j(t_0)}{2} \right] \frac{1}{C} t_1$$

Trong (37) ta đã sử dụng phép gần đúng chính xác hơn khi đưa vào dòng điện vòng là  $(i_{vj}(t_0) + i_{vj}(t_1))/2$ , có sử dụng kết quả cập nhật dòng điện từ (37). Riêng dòng đầu ra  $i_j(t_0)$  chỉ dùng giá trị đo về từ đầu chu kỳ điều chế cho đến hết chu kỳ  $T_s$  vì dòng thay đổi chậm. Giá trị điện áp dự báo  $v_{C,Hj}(t)$ ,  $v_{C,Lj}(t)$

cũng là điện áp trên mỗi tụ ở nhánh trên và nhánh dưới mà mục tiêu điều khiển là đưa đến giá trị bằng lượng đặt  $V_C^*(t)$ . Sử dụng phương trình dự báo dòng điện (34), và phương trình điện áp (36) dự báo cho các khoảng tiếp theo  $t_2$ ,  $t_3$ , ...,  $t_7$ , ta có thể dự báo được dòng điện, điện áp tại cuối chu kỳ điều chế  $t_7$ .

##### 4.2. Hàm mục tiêu

Trong mỗi chu kỳ điều chế các hệ số điều chế và trật tự các vector xác định giá trị và đảm bảo điện áp đầu ra mong muốn. Mỗi chu kỳ điều chế đều xác định bởi vector trạng thái có tọa độ nguyên  $[k_g, k_h]$  và hệ số  $k$  xác định số trạng thái dư có thể đối với vector này. Thay đổi hệ số  $k$  là lựa chọn các trạng thái dư khác nhau, có thể dẫn tới cân bằng được điện áp trên tụ của nhánh trên, nhánh dưới trên mỗi pha, hoặc làm suy giảm dòng cân bằng. Để cân bằng điện áp trên tụ, cần tối thiểu hóa hàm mục tiêu sau đây:

$$J_V = \sum_{j=A,B,C} \left\{ (v_{jC,U} - V_C^*)^2 + (v_{jC,L} - V_C^*)^2 \right\} \quad (38)$$

Trong đó:  $V_C^* = V_{DC} / N$  là lượng đặt điện áp trên tụ,  $v_{jC,H} = v_{jC,H}(t_0 + T_s)$ ,  $v_{jC,L} = v_{jC,L}(t_0 + T_s)$  là giá trị ước lượng của điện áp trên tụ ở nhánh trên, nhánh dưới mỗi pha điện áp ra ở cuối mỗi chu kỳ điều chế. Hệ thống điều khiển theo phương pháp đề xuất cho MMC được thể hiện ở hình 11. Trong đó, thiết kế điều khiển PI, PR cho mạch vòng dòng điện đã được giới thiệu trong [3], [12]. Bộ điều khiển PI kết hợp với bộ điều khiển PR1 và PR2 với mô hình như trong Hình 11 có tác dụng triệt tiêu các sai lệch tĩnh của dòng điện chạy trong nhánh trên và nhánh dưới của bộ MMC 3 pha. Việc này sẽ giúp tạo ra giá trị đặt mong muốn của điện áp chênh lệch giữa nhánh trên và nhánh dưới nhằm mục đích xác định các hệ số chèn tụ điện trong mỗi chu kỳ điều chế.

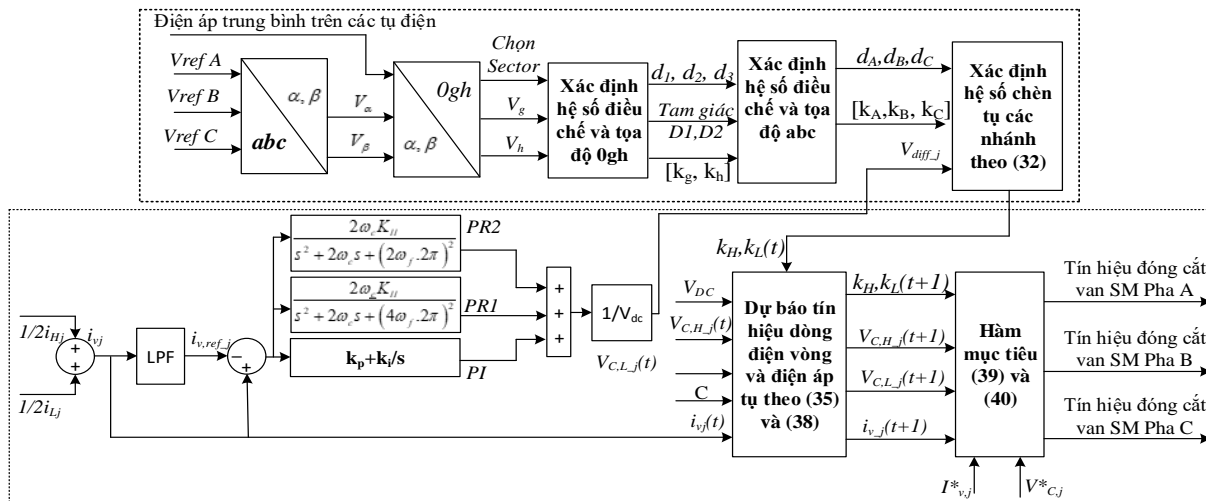
#### 5. Kết quả mô phỏng

Bảng 4 mô tả thông số mô phỏng của bộ biến đổi MMC sử dụng trong nghiên cứu này. Trên thực tế khi mô phỏng có thể lựa chọn  $V_{DC}$  có giá trị bất kỳ tương ứng với một mô hình cụ thể để chứng minh hiệu quả của thuật toán đề xuất. Trong bài báo này, mô hình mô phỏng được thực hiện với  $V_{DC} = 600V$  nhằm mục đích phục vụ cho việc thực nghiệm trên mô hình thực tế trong nghiên cứu tiếp theo.

**Bảng 4:** Thông số mô phỏng bộ biến đổi MMC

TT	Thông số	Ký hiệu	Giá trị
1	Điện áp nguồn một chiều	$V_{DC}$	600V
2	Điện áp tụ điện	$V_C$	100V
3	Điện cảm nhánh	$L_o$	3,6 mH
4	Điện trở nhánh	$R_o$	0,015 $\Omega$
5	Điện dung tụ điện SM	$C_{SM}$	2200 $\mu F$
6	Số lượng SM mỗi pha	2N	12
7	Tần số	f	50 Hz

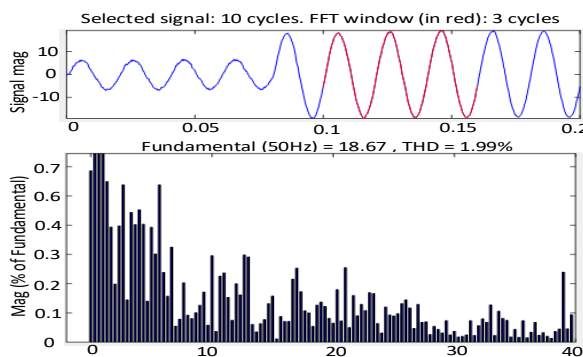
Hình 12 và hình 13 là kết quả điện áp pha và dòng điện các pha A, B, C của MMC khi áp dụng SVM với việc lựa chọn vector điện áp gần nhất. Hình ảnh cho thấy dòng điện, điện áp khi chưa qua bộ lọc cho các kết quả dạng sin chuẩn, đạt được ngay ở chu kỳ đầu tiên và không có quá độ xảy ra trong suốt quá trình mô phỏng. Khi thay đổi chế độ làm việc ở thời điểm 0,07s, dòng điện và điện áp nhanh chóng bám giá trị đặt và có dạng sin chuẩn.



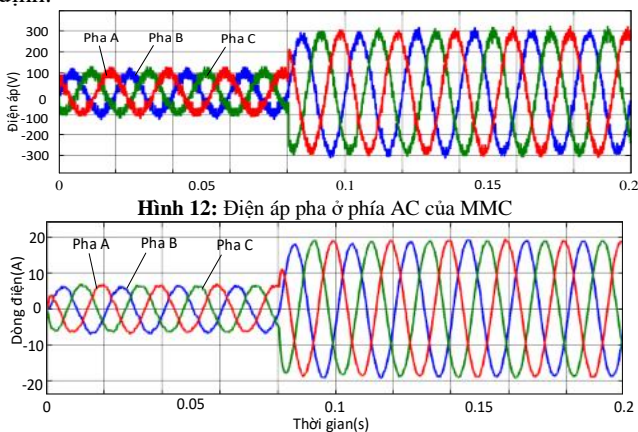
**Hình 11:** Hệ thống điều khiển dòng điện vòng dựa trên thuật toán điều chế SVM

Thực hiện đánh giá tổng độ méo sóng hài THD cho điện áp ra của MMC như hình 14, kết quả cho thấy chỉ số THD của điện áp chưa qua bộ lọc là 7,07%. Thực hiện đánh giá tổng độ méo sóng hài THD cho dòng điện trên tải như hình 15, kết quả cho thấy chỉ số THD của dòng điện trên tải là 1,99%.

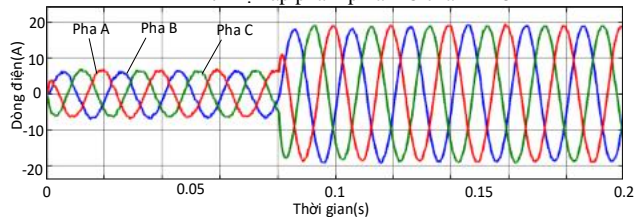
Kết quả này đã chứng minh được chất lượng hoạt động tốt của BBD khi áp dụng chiến lược điều chế SVM. Hình 16 là kết quả của điện áp mỗi tụ điện ở nhánh trên và nhánh dưới của các pha A, B, C. Kết quả cho thấy giá trị của điện áp tụ luôn dao động quanh giá trị định mức của nó là 100V. Khi hoạt động ổn định ở thời gian 0,15s tụ điện dao động với biên độ lớn nhất không quá 7V, tức là 7% giá trị định mức. Đối với BBD MMC, đây là giá trị để đánh giá MMC hoạt động ổn định.



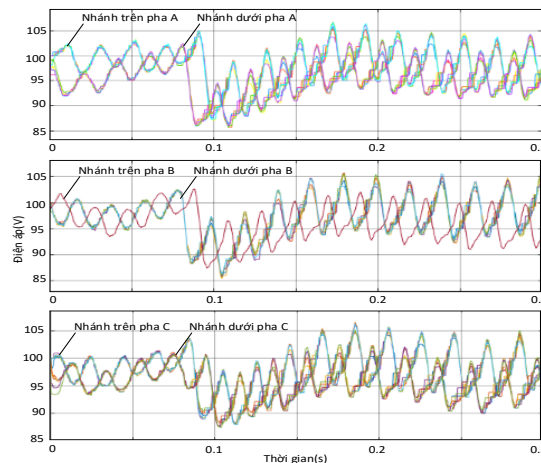
**Hình 15:** Chỉ số THD cho dòng điện trên tải



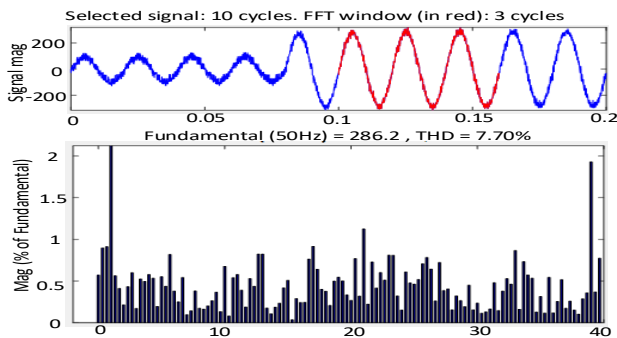
**Hình 12:** Điện áp pha ở phía AC của MMC



**Hình 13:** Dòng điện ở phía AC của MMC

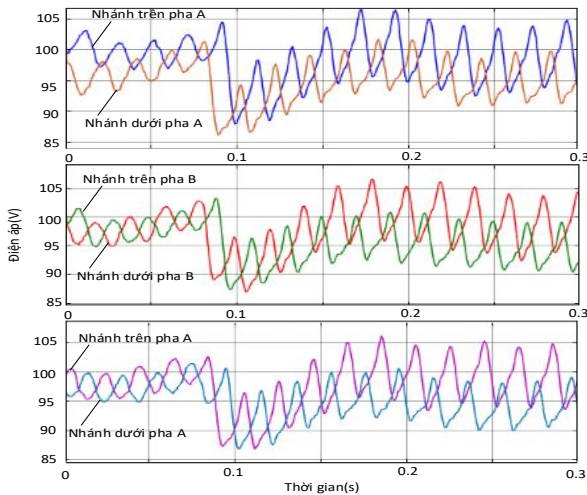


**Hình 16:** Điện áp tụ điện nhánh trên nhánh dưới pha A, B, C

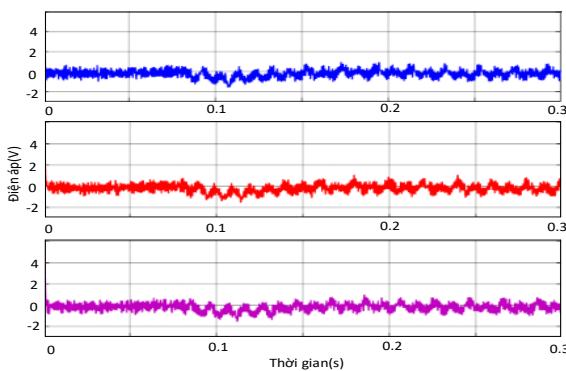


**Hình 14:** Chỉ số THD cho điện áp trên tải

Khi thay đổi chế độ làm việc ở 0,07s, độ chênh lệch lớn nhất của tụ điện nằm ở Pha B là 14V, tương ứng 14%. Tuy nhiên quá trình này nhanh chóng trở lại bình thường sau 0,02s. Vì các tụ điện mỗi nhánh dao động quanh giá trị định mức của nó nên giá trị điện áp tụ điện trung bình của mỗi nhánh cũng dao động quanh giá trị định mức như hình 17.

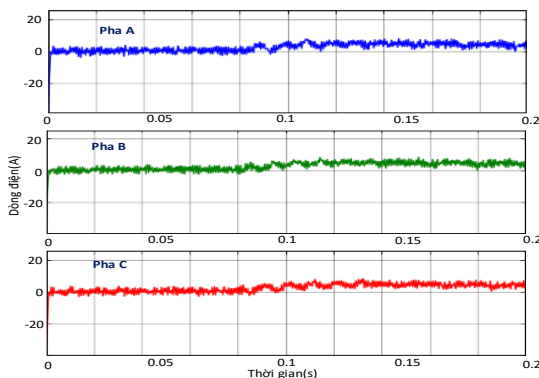


Hình 17: Điện áp trung bình tụ điện nhánh trên và nhánh dưới pha A, B, C



Hình 18: Điện áp chênh lệch của nhánh trên và nhánh dưới pha A, B, C

Hình 18 là điện áp chênh lệch các nhánh của các pha A, B, C. Kết quả cho thấy giá trị điện áp chênh lệch mỗi pha nhỏ hơn 1V, giá trị thể hiện điện áp chênh lệch mỗi nhánh trong các pha không đáng kể, chứng tỏ bộ điều khiển dự báo kết hợp tốt, khi thay đổi chế độ làm việc ở thời điểm 0,07s thì độ chênh lệch tăng không đáng kể. Đây là nguyên nhân khiến cho dòng điện vòng cũng ở giá trị thấp như hình 19. Dòng điện vòng ở hình 19 trong các pha A, B, C có biên độ nhỏ, chỉ ở giá trị 4A khi MMC hoạt động ổn định. So với giá trị định mức dòng điện là 20A ở hình 13 thì giá trị này tương ứng với 20%. Khi thay đổi chế độ làm việc ở thời điểm 0,07s thì giá trị dòng điện vòng không có biến động nhiều ở thời điểm quá độ. Đây là kết quả thể hiện được quá trình triệt tiêu dòng điện vòng do bộ điều khiển đề xuất tác động và đạt được mục tiêu điều khiển tốt là dòng điện vòng luôn được kiểm soát ở giá trị thấp.



Hình 19: Dòng điện vòng chạy trong pha A, B, C

## 6. Kết luận

Bài báo đã thực hiện chiến lược điều khiển giảm thiểu dòng điện vòng và kiểm soát cân bằng điện áp trên tụ điện mỗi nhánh bằng phương pháp điều khiển dự báo kết hợp với phương pháp điều khiển PI, PR cho BBĐ MMC. Quá trình thực hiện luật điều khiển dựa trên kết quả của phép điều chế SVM cho BBĐ MMC với số mức bất kỳ. Quy luật điều chế SVM được thực hiện bằng cách tính chọn các tọa độ nguyên trong các Sector của hệ tọa độ 0gh, qua đó xác định được quy luật chuyển mạch đảm bảo tối ưu thành phần sóng hài của tín hiệu đầu ra, phương pháp đã hạn chế được việc tính toán điều chế và nâng cao hiệu suất cho BBĐ MMC. Thực hiện mô phỏng cho BBĐ MMC gồm 12 SM trên mỗi pha với phương pháp điều khiển đề xuất ở trên đã cho ra 13 mức điện áp, dòng điện vòng đã được giảm thiểu đáng kể và luôn dao động ổn định khi điện áp trung bình các tụ hoạt động ở trạng thái cân bằng và điện áp chênh lệch mỗi nhánh là không đáng kể. Phương pháp đã chứng minh hiệu quả của luật điều khiển đã đề xuất và sự kết hợp của phương pháp điều khiển MPC và PI, PR để áp dụng cho MMC và tạo ra các kết quả tốt.

## Tài liệu tham khảo

- [1] U. N. Gnanarathna, A. M. Gole, and R. P. Jayasinghe, "Efficient modeling of modular multilevel HVDC converters (MMC) on electromagnetic transient simulation programs," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 26, no. 1.
- [2] H. Mohammadi Pirouz and M. Tavakoli Bina, "A Transformerless Medium-Voltage STATCOM Topology based on Extended MMC", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 7, Jul. 2010.
- [3] Makoto Hagiwara, Kazutoshi Nishimura, Hirofumi Akagi "A Medium-Voltage Motor Drive with a Modular Multilevel PWM Inverter" *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, VOL. 25, NO. 7, JULY 2010.
- [4] Jiangchao Qin and Maryam Saedifard, "Reduced Switching-Frequency Voltage-Balancing Strategies for Modular Multilevel HVDC Converters" *IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY*, VOL. 28, NO. 4, OCTOBER 2013.
- [5] 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.
- [6] J.-W. Moon, C.-S. Kim, J.-W. Park, D.-W. Kang, and J.-M. Kim, "Circulating current control in mmc under the unbalanced voltage," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 28, no. 3, pp. 1952–1959, July 2013.
- [7] Pengfei Hu, Daozhuo Jiang, "A Level-Increased Nearest Level Modulation Method for MMCs" *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 26, no. 3, pp. 2009–2017, May 17, 2014.
- [8] A. Dekka, B. Wu, N. R. Zargari, "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, May 2016.
- [9] D.Grahame Holmes, Thomas A. Lipo; *Pulse Width Modulation for Power Converters*; WILEY 2003, pp 531-554.
- [10] R. Picas, J. Pou, S. Ceballos, J. Zaragoza, G. Konstantino, "Optimal injection of harmonics in circulating currents of modular multilevel converters for capacitor voltage ripple minimization," in *Proc. IEEE ECCE Asia*, Melbourne, Australia, 3-6 Jun. 2013.
- [11] Bùi Văn Huy, Trần Trọng Minh, Nguyễn Văn Liên, "Điều khiển dòng công suất hai chiều qua bộ biến đổi AC-DC-AC-AC đa bậc nối tầng với khâu trung gian tần số cao", *Chuyên san kỹ thuật điều khiển và tự động hóa* tháng 12-2014.