

Phương pháp điều chế NLM (Nearest Level Modulation) và thuật toán cân bằng năng lượng cho bộ biến đổi đa mức cấu trúc module

Nearest-Level Modulation method and energy balancing algorithm for modular multilevel converter

Trần Hùng Cường⁽¹⁾, Nguyễn Văn Tiến⁽²⁾, Phạm Việt Phương⁽²⁾, Trần Trọng Minh⁽²⁾

⁽¹⁾Trường Đại học Hồng Đức, ⁽²⁾Trường Đại học Bách Khoa Hà Nội

e-Mail: phuong.phamviet@hust.edu.vn

Tóm tắt

Bộ biến đổi đa mức cấu trúc module MMC (Modular Multilevel Converter) có một số ưu điểm nổi bật so với các bộ biến đổi đa mức thông thường như: (i) có thể mở rộng khả năng làm việc với các mức điện áp và công suất khác nhau; (ii) tạo bất kỳ mức điện áp mong muốn với chất lượng sóng hài tốt; (iii) sử dụng duy nhất một nguồn điện áp một chiều ở đầu vào; (iv) không sử dụng máy biến áp. Bài báo này đề cập đến việc áp dụng phương pháp điều chế NLM (Nearest Level Modulation) và thuật toán cân bằng năng lượng cho bộ biến đổi đa mức cấu trúc module công suất 20 MW với số lượng module thành phần ở mỗi pha là 20 và điện áp một chiều đầu vào là 20 kV. Áp dụng phương pháp điều chế NLM và thuật toán cân bằng năng lượng đã giảm được đáng kể tổn hao đóng cắt của bộ biến đổi và tạo ra được dạng điện áp đầu ra phía xoay chiều với chỉ số tổng méo điều hòa THD rất thấp.

Từ khóa: Bộ biến đổi đa mức cấu trúc module, phương pháp điều chế NLM, cân bằng năng lượng

Abstract: A modular multilevel converter – MMC has some advantages in comparison with conventional multilevel converters such as: (i) scalable to different power and voltage levels; (ii) expandable to any number of voltage steps with low total harmonic distortion; (iii) only one dc bus voltage is used at the input; (iv) transformerless configuration. This paper deals with the application of the nearest level modulation method and energy balancing algorithm for a 20 MW modular multilevel converter with 20 submodules in each phase and the input dc voltage of 20 kV. Applying the nearest level modulation method and energy balancing algorithm has significantly reduced the switching frequency and produced an output voltage with very low total harmonic distortion at the ac side of the converter.

Keywords: Modular multilevel converter, submodule, nearest level modulation, energy balancing algorithm.

Chữ viết tắt

MMC: Modular multilevel converter

SM: submodule

NLM: Nearest level modulation

PWM: Pulse width modulation

1. Phần mở đầu

Đầu những năm 2000, R. Marquardt và A. Lesnicar đã đề xuất một cấu trúc bộ biến đổi công suất mới là bộ biến đổi đa mức cấu trúc module MMC (Modular multilevel converter) [13]. Cấu trúc đề xuất này dựa trên sự ghép nối của một số lượng lớn các module thành phần SM (submodule) có cấu trúc là bộ biến đổi nửa cầu dùng các van bán dẫn điều khiển hoàn toàn. Ưu điểm của bộ biến đổi MMC như sau:

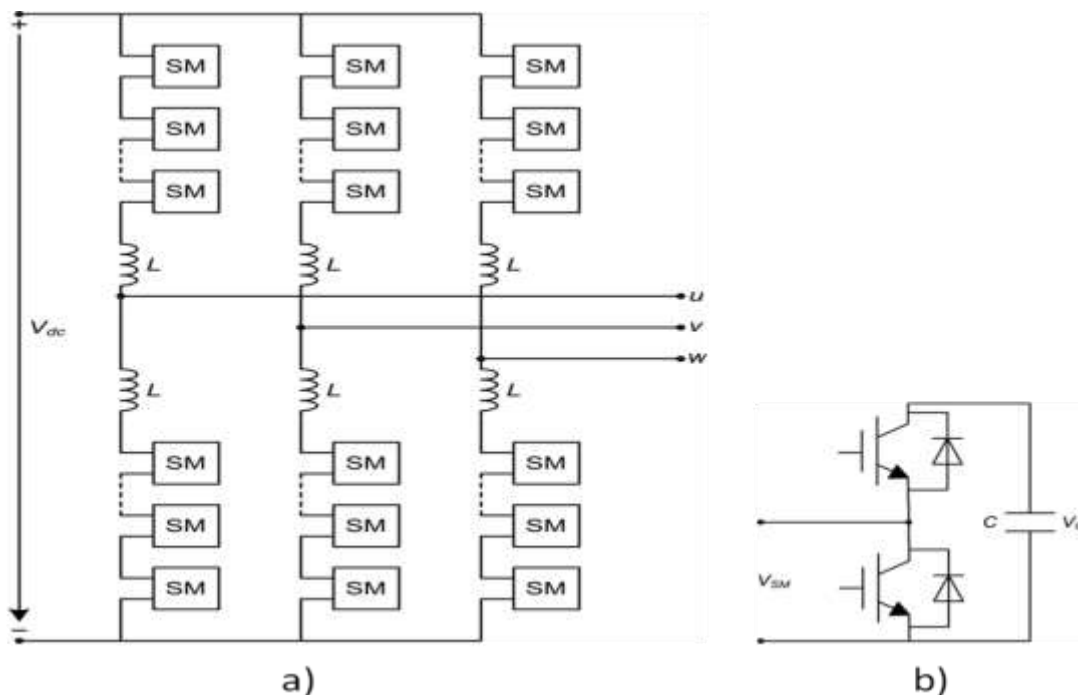
- Có thể mở rộng khả năng làm việc với các mức điện áp và công suất khác nhau.
- Tạo điện áp đầu ra có số mức (level) bất kỳ với chất lượng sóng hài tốt.
- Sử dụng duy nhất một nguồn điện áp một chiều ở đầu vào.
- Không cần sử dụng máy biến áp ở đầu ra của bộ biến đổi.

Mặc dù có nhiều ưu điểm nổi bật như vậy nhưng trong khoảng hơn 10 năm kể từ khi được giới thiệu lần đầu đã không có nhiều nghiên cứu về cấu trúc cũng như ứng dụng của bộ biến đổi này vì nhiều lý do. Một trong những lý do nổi bật đó là việc áp dụng các phương pháp điều chế thường dùng như thuật toán điều chế vector không gian SVM (Space vector modulation) hay thuật toán điều chế độ rộng xung PWM (Pulsed width modulation) cho bộ biến đổi MMC với số lượng các module thành phần có thể lên đến hàng trăm là rất khó khăn và không phù hợp. Tuy nhiên trong khoảng vài năm trở lại đây đã có một sự bùng nổ đáng kể các nghiên cứu về cấu trúc bộ biến đổi MMC cũng như các ứng dụng của nó trong các lĩnh vực khác nhau. Một trong những lý do để có được điều này là do sự phát triển vượt bậc của kỹ thuật điều chế cho các bộ biến đổi với số lượng các module thành phần lớn. Phương pháp điều chế NLM (Nearest level modulation) [3] dựa trên việc tính toán số lượng các module thành phần của bộ biến đổi MMC cần thiết phải chèn vào (khái niệm chèn vào hay ngược lại là bypass được mô tả cụ thể ở mục 2.2 của bài báo này) để tạo ra một mức điện áp mong muốn tại một thời điểm bất kỳ đã giải quyết được

những khó khăn của phương pháp điều chế SVM và PWM truyền thống đồng thời giảm được đáng kể tổn hao do đóng cắt.

Nội dung của bài báo này tập trung vào việc áp dụng phương pháp điều chế NLM kết hợp với thuật toán cân bằng năng lượng cho một bộ biến đổi MMC công suất 20 MW, điện áp một chiều 20 kV sử dụng 20 module thành phần ở mỗi pha của bộ biến đổi. Tính đúng đắn của các phân tích lý thuyết được kiểm chứng thông qua mô phỏng máy tính sử dụng phần mềm PSCAD.

2. Sơ đồ cấu trúc và nguyên lý hoạt động của bộ biến đổi MMC



H.1 Bộ biến đổi đa mức MMC: a) Sơ đồ cấu trúc; b) Module thành phần cấu trúc nửa cầu

Số lượng các module thành phần của bộ biến đổi MMC phụ thuộc vào yêu cầu về cấp điện áp ở phía xoay chiều cũng như công suất trao đổi từ phía một chiều sang phía xoay chiều. Về mặt lý thuyết, số lượng các module thành phần SM có thể tăng lên với số lượng không hạn chế nhằm đáp ứng với mọi yêu cầu về mức điện áp đầu ra ở phía xoay chiều.

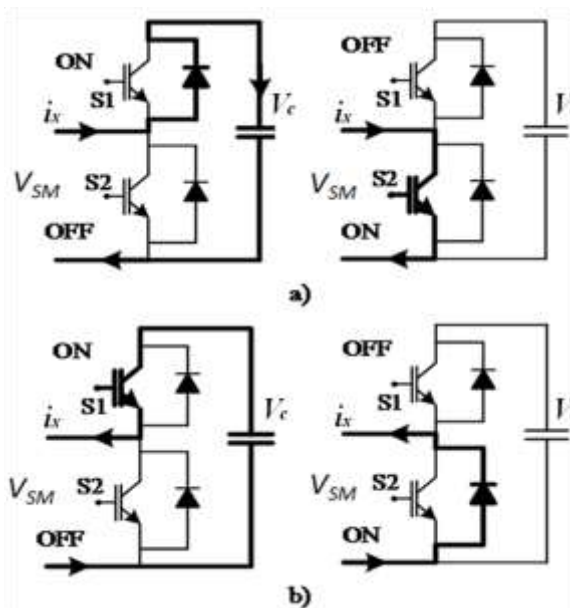
2.2 Nguyên lý hoạt động của MMC

Nguyên lý hoạt động của bộ biến đổi MMC là dựa trên nguyên tắc cộng dồn các điện áp V_{SM} của các module thành phần để tạo ra điện áp xoay chiều ở mỗi pha của bộ biến đổi. Tại một thời điểm luôn có N bộ biến đổi được chèn vào để tạo ra điện áp đầu ra có số mức là $n+1$ (phương pháp điều chế NLM cơ bản) hoặc $2n+1$ (phương pháp NLM cải tiến). Trong cấu hình bộ biến đổi MMC ở hình H.1a, n là tổng số các SM trên mỗi nhánh của mỗi pha.

Hình H.2 mô tả trạng thái đóng cắt của hai van bán dẫn S_1 và S_2 khi dòng điện chảy trong bộ biến đổi nửa cầu i_x có chiều dương ở hình H.2a và chiều âm ở hình H.2b. Các trạng thái đóng cắt được mô tả cụ thể như sau:

2.1 Sơ đồ cấu trúc bộ biến đổi MMC

Hình H.1a mô tả sơ đồ cấu trúc của bộ biến đổi đa mức cấu trúc module MMC [12]. Trong sơ đồ này, mỗi pha của bộ biến đổi được tạo thành từ hai nhánh chứa cùng số lượng các module thành phần SM mắc nối tiếp nhau là các bộ biến đổi nửa cầu như ở hình H.1b. Điện áp xoay chiều trên mỗi pha được lấy ở điểm giữa 2 cuộn kháng L của mỗi nhánh còn điện áp một chiều đầu vào được cấp bởi một nguồn chung duy nhất V_{dc} với cực tính như trên hình H.1a..



H.2 Trạng thái đóng cắt của S_1 và S_2 : (a) Khi dòng điện có chiều dương và (b) khi dòng điện có chiều âm

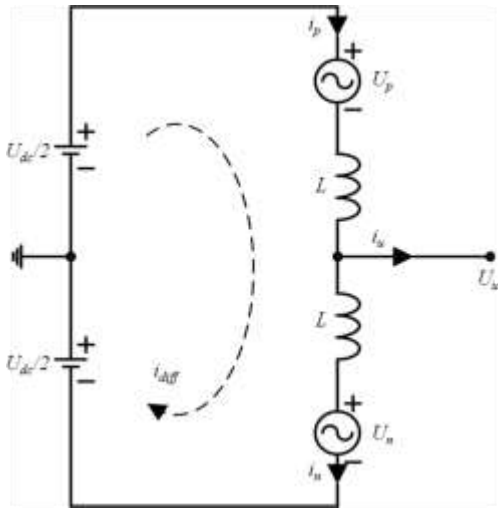
- Khi dòng điện i_x chảy trong mạch có chiều dương như trên hình H.2a. Nếu van S_1 ON, van S_2 OFF thì điện áp phía xoay chiều bộ biến đổi nửa cầu $V_{SM} = V_c$. Trạng thái này gọi là trạng thái bộ biến đổi được chèn vào. Ngược lại nếu van S_1 OFF còn van S_2 ON thì điện áp phía xoay chiều $V_{SM} = 0$. Trạng thái này gọi là trạng thái bộ biến đổi bị bypass (bỏ qua).
- Khi dòng điện i_x chảy trong mạch có chiều âm như trên hình H.2b. Với trường hợp này, trạng thái chèn vào cũng xảy ra khi van S_1 ON, S_2 OFF; còn trạng thái bypass cũng xảy ra khi van S_1 OFF còn van S_2 ON.

Ngoài hai trạng thái trên còn có một trạng thái nữa gọi là trạng thái khóa khi cả hai van S_1 và S_2 đều OFF. Tuy nhiên, đây là trạng thái thường tránh để xảy ra khi điều khiển bộ biến đổi MMC bởi những khó khăn trong việc kiểm soát điện áp đầu ra của bộ biến đổi [3].

3. Phương pháp điều chế NLM và thuật toán cân bằng năng lượng cho MMC

3.1 Phương pháp điều chế NLM

Hình H.3 mô tả sơ đồ tương đương của trên một pha của bộ biến đổi MMC ở hình H.1a. Trong hình vẽ này, $U_{dc}/2$ là thành phần điện áp phía một chiều cấp cho nhánh trên và nhánh dưới; U_p và U_n lần lượt là điện áp tổng của nhánh trên và nhánh dưới; U_u là điện áp ra trên pha u của MMC; i_p và i_n lần lượt là thành phần dòng điện chảy trong nhánh trên và nhánh dưới của MMC; i_{diff} là dòng điện chảy vòng từ phía một chiều đến mỗi pha của MMC còn i_u là dòng điện trên pha u của MMC.



H.3 Mạch điện tương đương một pha của MMC
Từ sơ đồ hình H.3, có thể biểu diễn mối quan hệ giữa các thành phần dòng điện như ở phương trình sau:

$$\left. \begin{aligned} i_p &= i_{diff} + \frac{i_v}{2} \\ i_n &= i_{diff} - \frac{i_v}{2} \end{aligned} \right\} \Rightarrow i_{diff} = \frac{i_p + i_n}{2} \quad (1)$$

Thành phần dòng điện i_u được tính từ phương trình (1) như sau:

$$i_u = i_p - i_n \quad (3)$$

Điện áp xoay chiều ở đầu ra trên pha u của MMC được tính từ biểu thức sau:

$$u_e = \frac{1}{2}(u_N - u_p) \quad (2)$$

Với $u_n = m_n V_{Cn}^\Sigma$ là điện áp nhánh dưới và $u_p = m_p V_{Cp}^\Sigma$ là điện áp nhánh trên. Các hệ số chèn m_n và m_p của nhánh dưới và nhánh trên cho biết số lượng các SM được chèn vào ở mỗi nhánh của MMC. V_{Cn}^Σ và V_{Cp}^Σ lần lượt là tổng các điện áp trên tụ của nhánh dưới và nhánh trên. Trong trường hợp tổng quát, giá trị đặt của điện áp xoay chiều là:

$$u_e^{ref} = \frac{mU_{dc}}{2} \cos(\omega t) \quad (3)$$

Ở đây m là hệ số chèn lớn nhất ($0 \leq m \leq 1$)

Mối quan hệ giữa điện áp nguồn và điện áp nhánh là:

$$U_{dc} = u_p + u_n \quad (4)$$

Từ (3) và (4), điện áp đặt của nhánh trên và nhánh dưới được xác định bởi:

$$\begin{cases} u_p^{ref} = \frac{U_{dc}}{2} [1 - m \cos(\omega t)] \\ u_n^{ref} = \frac{U_{dc}}{2} [1 + m \cos(\omega t)] \end{cases} \quad (5)$$

Nếu không tính đến các SM dư thừa, mối quan hệ điện áp tụ của mỗi SM và điện áp phía DC là:

$$U_{dc} = nV_c \quad (6)$$

Áp dụng phương pháp điều chế NLM cải tiến có thể tăng số mức của điện áp đầu ra lên đến $2n+1$ so với khi áp dụng phương pháp NLM cơ bản vốn chỉ có thể tạo ra điện áp với số mức là $n+1$.

Hình H.4 minh họa nguyên lý phương pháp NLM cải tiến. So với phương pháp NLM cơ bản thì thời điểm thay đổi bước của u_N^{step} và u_p^{step} không giống nhau.

Số mức của điện áp nhánh là $N+1$, trong khi số mức của điện áp đầu ra là $2N+1$. Hơn nữa, kích thước các bước giảm đi nhỏ hơn $0,5V_c$. Sự khác biệt nhỏ này là nguyên nhân cơ bản làm tăng số mức và là điểm cải tiến so với phương pháp NLM cơ bản.

Để thay đổi thời điểm chuyển bước của điện áp nhánh trên và nhánh dưới, số lượng SM thêm vào được tính toán như sau:

$$N_p = \text{round}_{0,25} \left\{ \frac{U_{dc}}{2V_c} [1 - m \cos(\omega t)] \right\} \quad (7)$$

$$N_n = \text{round}_{0,25} \left\{ \frac{U_{dc}}{2V_c} [1 + m \cos(\omega t)] \right\}$$

Trong khoảng thời gian thứ nhất từ t_1 tới t_2 , giả sử $u_p^{step} = mV_c$, giá trị đặt của điện áp nhánh và điện áp đầu ra ac tại t_1 là:

$$u_N^{ref} = (m + 0,25)V_c \quad (8)$$

$$u_p^{ref} = [(n - m - 1) + 0,75]V_c$$

$$u_e^{ref} = (m - 0,5n + 0,25)V_c \quad (9)$$

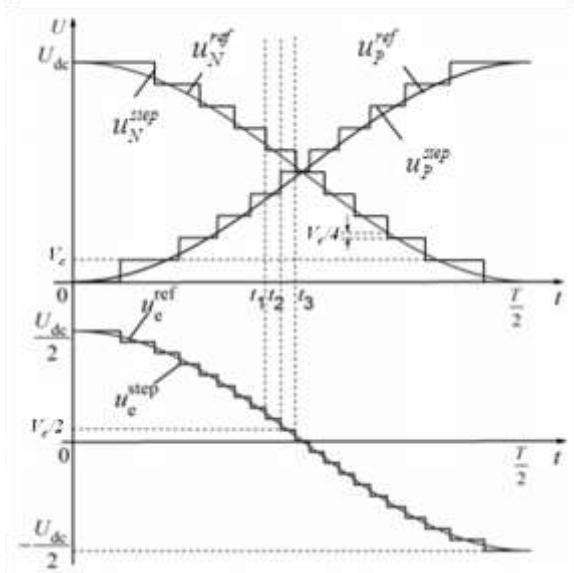
Theo hàm làm tròn cải tiến, dạng sóng theo bước của điện áp nhánh và điện áp ac trong trường hợp thứ nhất là:

$$u_N^{step} = mV_c \quad (10)$$

$$u_P^{step} = (n - m)V_c$$

$$u_e^{step} = (m - 0,5n)V_c \quad (11)$$

Trong khoảng thời gian thứ 2 từ t_2 tới t_3 . Giá trị đặt của điện áp nhánh và điện áp ac tại t_2 được xác định bởi:



H. 4 Nguyên lý của phương pháp NLM cải tiến.

$$u_N^{ref} = [(m - 1) + 0,75]V_c \quad (12)$$

$$u_P^{ref} = [(n - m) + 0,25]V_c$$

$$u_e^{ref} = (m - 0,5n - 0,25)V_c \quad (13)$$

Dạng sóng theo bước của điện áp nhánh và điện áp ac trong trường hợp này được xác định là:

$$u_N^{step} = mV_c \quad (14)$$

$$u_P^{step} = (n - m + 1)V_c$$

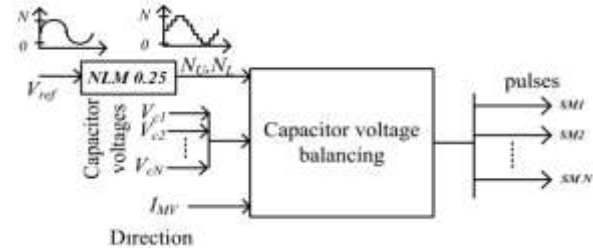
$$u_e^{step} = (m - 0,5n - 0,5)V_c \quad (15)$$

So sánh (11) và (15), có thể thấy rằng kích thước của bước trong u_e^{step} là $0,5V_c$. Sai lệch lớn nhất giữa u_e^{ref} và u_e^{step} xuất hiện tại thời điểm thay đổi bước (t_1 , t_2 và t_3). Với phương pháp NLM cải tiến thì tổng của u_N^{step} và u_P^{step} từ công thức (10) và (14) nằm giữa n và $n+1$. Điều đó có nghĩa là số lượng SM được chèn vào trên một pha là n hoặc $n+1$.

3.2 Thuật toán cân bằng năng lượng

Việc đảm bảo cân bằng năng lượng cụ thể là cân bằng điện áp tụ là vấn đề quan trọng trong việc điều khiển MMC. Có nhiều phương pháp đã được đưa ra, tuy nhiên có hai phương pháp đã được ứng dụng thành công là phương pháp sử dụng ba mạch vòng điều khiển cân bằng và phương pháp dùng thuật toán sắp xếp điện áp tụ để lựa chọn SM được ON [9]. Với phương pháp sử dụng ba mạch vòng điều khiển, việc

thiết kế bộ điều khiển phức tạp hơn khi số lượng SM của MMC lớn bởi vì mỗi SM cần một hệ ba mạch vòng để tạo tín hiệu điều khiển. Hơn nữa, phương pháp này điều khiển không thể làm giảm được tần số đóng cắt của van như phương pháp dùng thuật toán sắp xếp điện áp tụ để lựa chọn SM được ON. H.6 đưa ra sơ đồ khối cho thấy các đầu vào và đầu ra của khối thuật toán. Thuật toán này cũng dễ dàng điều chỉnh để tăng số lần sắp xếp.



H. 5 Sơ đồ khối thuật toán cân bằng năng lượng.

Giải thích chi tiết lưu đồ thuật toán:

Thực hiện xét với số lượng SM bằng 0 hoặc bằng n trước khi sắp xếp vì cả 2 trường hợp này không cần quan tâm đến chiều dòng điện hay điện áp các tụ là bao nhiêu do đó chỉ cần thực hiện OFF cả n SM hoặc ON cả n SM rồi thoát thuật toán để giảm thời gian thực thi thuật toán. Với các trường hợp còn lại của n , việc chọn ra n SM nào được chèn vào được thực hiện khi thuật toán phát hiện ra sự thay đổi của n từ mức này sang mức khác và thuật toán sẽ lựa chọn tụ cần được ON theo cách thức sau:

- + Sắp xếp giá trị điện áp tụ theo thứ tự tăng dần và lưu vào một bảng. Sau đó, OFF cả n SM như vậy phần lập trình phía sau chỉ cần ON các SM cần thiết.
- + Kiểm tra nếu chiều dòng điện nhánh là dương sẽ nạp điện cho tụ. So sánh điện áp trên các tụ khi chưa sắp xếp với giá trị thứ n trong bảng nếu nhỏ hơn hoặc bằng thì SM tương ứng sẽ được ON.
- + Kiểm tra nếu chiều dòng điện nhánh là âm sẽ xả điện từ tụ. So sánh điện áp trên các tụ khi chưa sắp xếp với giá trị thứ $n - N$ trong bảng nếu lớn hơn thì SM tương ứng sẽ được ON.

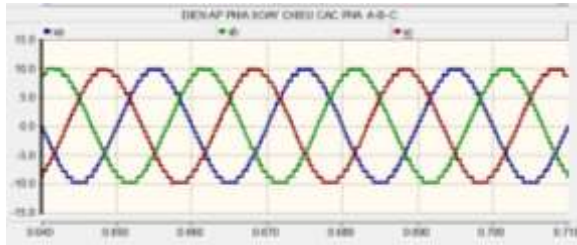
4. Kết quả mô phỏng

Trong bài báo này, các tác giả đã áp dụng phương pháp điều chế NLM cải tiến và thuật toán cân bằng năng lượng cho bộ biến đổi MMC công suất 20 MW, điện áp 20 kV DC với tổng số 20 module thành phần ở mỗi pha (nghĩa là 10 module thành phần trên mỗi nhánh của pha). Các thông số mô phỏng được trình bày như ở bảng 1:

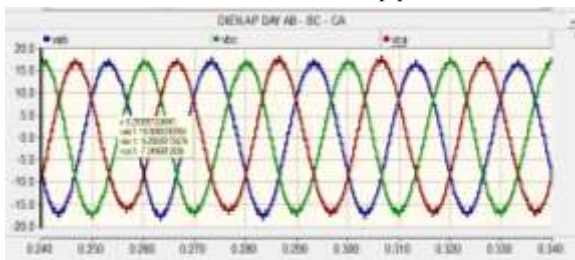
Bảng 1: Thông số của hệ thống BTB dùng cho mô phỏng

STT	Thông số	Ký hiệu	Giá trị
1	Công suất định mức	S	20MW
2	Điện áp nguồn một chiều	U_{DC}	20kV
3	Điện cảm nhánh	L_{arm}	3mH
4	Điện dung của mỗi SM	C_{SM}	5000uF
5	Số lượng SM mỗi nhánh	N	10
6	Tần số cơ bản	F	50Hz
7	Điện áp tụ mong muốn	U_d	2kV
8	Hệ số điều chế	m	1

Căn cứ vào kết quả mô phỏng ta thấy bộ MMC có khả năng ổn định điện áp phía một chiều, dòng phía xoay chiều có dạng sin. Có thể thấy rằng bộ biến đổi MMC với phương pháp điều chế NLM hoàn toàn tương đương với một nghịch lưu nguồn áp với phía một chiều điện áp giá trị U.



H. 6 Đồ thị điện áp pha

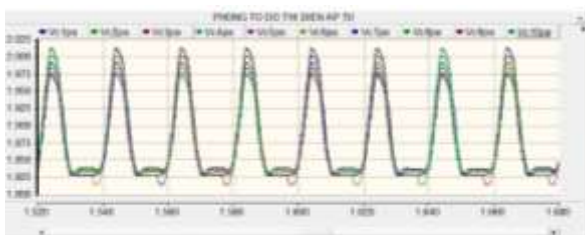


H. 7 Đồ thị điện áp dây



H. 8 Đồ thị dòng điện vòng chảy trong một pha của MMC

Với việc lập trình chính xác thuật toán NLM thì điện áp ở đầu ra đã đảm bảo tạo ra 21 mức. Như vậy so với các phương pháp thông thường số mức có thể tạo ra là 11 mức thì phương pháp NLM cải tiến cho ra dạng điện áp Sin hơn, điều đó có ý nghĩa rất lớn đối với việc nâng cao chất lượng đầu ra của hệ thống mà không cần mở rộng số lượng SM. Đồ thị dòng điện chảy vòng trong một pha biểu thị ở hình H.8 cho thấy nó chỉ dao động trong một khoảng rất nhỏ quanh trục zero.



H. 9 Đồ thị điện áp các tụ của một nhánh
Hình H.9 là kết quả của điện áp các tụ được điều chỉnh bởi thuật toán cân bằng dựa trên phương pháp

sắp xếp và lựa chọn SM theo N và chiều của dòng điện, tần số đóng cắt của SM là 250Hz.

5. Kết luận

Bài báo này đã áp dụng phương pháp điều chế NLM cho bộ biến đổi đa mức cấu trúc module MMC công suất 20 MW, điện áp 20 kV DC với 20 module thành phần trên mỗi pha. Các kết quả mô phỏng đã khẳng định tính đúng đắn của các phân tích lý thuyết được trình bày trong bài báo.

Tài liệu tham khảo

- [1] R. Z. Chai, B. H. Zhang; Z. G. Hao, T. Zheng: *A Low Switching Frequency Voltage Balancing Strategy of Modular Multilevel Converter*. China Electric Power Research Institute Beijing, China, 2010.
- [2] Zunfang Chu, Zixin Li, Ping Wang, Yaohua Li: *A Novel Voltage Balancing Method of Modular Multilevel Converters*. Energy and Power Engineering, 2013, 5, 1172-1175.
- [3] Qingrui Tu, Zheng Xu, and Lie Xu: *Reduced Switching-Frequency Modulation and Circulating Current Suppression for Modular Multilevel Converters*. IEEE transactions on power delivery, Vol. 26, No 3, July 2011.
- [4] Franquelo, L.G., J.Rodriguez, J.I. Leon, S. Kouro, R. Portillo, and M.A.M. Prats: *The Age of Multilevel Converters Arrives*. IEEE Industrial Electronics Magazine, pp. 28-39, June 2008.
- [5] M. Davies, M. Dommaschk, J. Dorn, J. Lang, D. Retzmann, D. Soerangr, "HVDC PLUS – Basics and Principle of Operation", Siemens Energy Sector, 2008.
- [6] José Rodríguez: *Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications*. IEEE, Jih-Sheng Lai, Senior Member, IEEE, and Fang Zheng Peng, 2002.
- [7] Suman Debnath, Student Member, IEEE, Jiangchao Qin, Student Member, IEEE: *Operation - Control and Applications of the Modular Multilevel Converter - A Review*. IEEE transaction on power electronics, Vol. 30, No. 1, January 2015.
- [8] Elisabeth Nøkleby Abildgaard: *Exploring the Properties of a Modular Multilevel Converter Based HVDC Link*. Department of Electric Power Engineering, Norwegian University of Science and Technology, 2012.
- [9] Qingrui Tu, Student Member, IEEE, Zheng Xu, Member, IEEE, and Lie Xu, Senior Member, IEEE: *Reduced switching-frequency modulation and circulating current suppression for modular multilevel converters*. IEEE transactions on power delivery, Vol. 26, No. 3, July 2011.
- [9] Pengfei Hu, Student Member, IEEE, Daozhuo Jiang: *A Level-Increased Nearest Level Modulation Method for Modular Multilevel*

Converters. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014.

- [10] R. Z. Chai, B. H. Zhang, Z. G. Hao, T. Zheng: *A Low Switching Frequency Voltage Balancing Strategy of Modular Multilevel Converter*. School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University Xi'an, China, 2013.
- [11] Artjoms Timofejevs, Daniel Gamboa: *Control of MMC in HVDC Applications*. Aalborg University, Denmark, 2013.
- [12] A. Antonopoulos, L. Angquist, and H. P. Nee: On dynamics and voltage control of the modular multilevel converter. in *Proc. Eur. Conf. Power Electron. Appl.*, Barcelona, Spain, 2009.
- [13] R. Marquardt, and A. Lesnica: *A new modular voltage source inverter topolog*. Conf. Rec. EPE 2003



Trần Trọng Minh, sinh năm 1960, tại Việt Nam. Hiện Công tác tại bộ môn Tự động hóa công nghiệp, Viện Điện, Trường Đại Học Bách Khoa Hà Nội. Ông nhận bằng Tiến sỹ ngành Tự động hóa năm 2008 tại Trường Đại học Bách Khoa Hà Nội. Lĩnh vực nghiên cứu: Mô hình hóa và điều

khiển các bộ biến đổi bán dẫn công suất. Nghiên cứu các cấu trúc bộ biến đổi bán dẫn đáp ứng công suất lớn. Phát triển các ứng dụng của điện tử công suất trong điều khiển hệ thống điện, điều khiển hệ thống năng lượng tái tạo. Nghiên cứu các ứng dụng của điện tử công suất trong các dây chuyền, thiết bị công nghệ.



Trần Hùng Cường, sinh năm 1987. Anh tốt nghiệp thạc sỹ Điều khiển và Tự Động Hóa tại Đại học Bách Khoa Hà Nội năm 2013. Hiện nay anh là giảng viên trường đại học Hồng Đức và đang là nghiên cứu sinh tại bộ môn Tự động hóa Công nghiệp, Viện

Điện, trường ĐH Bách Khoa Hà Nội. Lĩnh vực và hướng nghiên cứu là Nghiên cứu điều khiển các bộ biến đổi điện tử công suất ứng dụng cho các nguồn phát phân tán và điều khiển các nguồn năng lượng tái tạo.



Nguyễn Văn Tiến, sinh năm 1992 tại tỉnh Lào Cai, Việt Nam. Anh tốt nghiệp hệ đào tạo kỹ sư ngành Kỹ thuật Điều khiển và Tự động hóa trường Đại học Bách khoa Hà nội tháng 6 năm 2015. Hiện nay anh công tác tại Công ty cổ phần nhà thông minh Hà Nội.



Phạm Việt Phương sinh năm 1980 tại Hà Nội, Việt Nam. Anh nhận bằng kỹ sư ngành Tự động hóa tại trường Đại học Bách Khoa Hà Nội, Việt Nam năm 2003, bằng thạc sỹ và tiến sỹ chuyên ngành kỹ thuật Điện – Điện tử tại Tokyo Institute of Technology, Japan

năm 2006 và 2009. Từ năm 2004 đến nay anh là giảng viên Bộ môn Tự động hóa Công nghiệp, Viện Điện, Trường Đại học Bách Khoa Hà Nội. Hướng nghiên cứu chính của anh là các cấu trúc bộ biến đổi điện tử công suất lớn, ứng dụng của điện tử công suất trong lưới điện và hệ thống truyền động điện trung áp.

