

Điều khiển trượt kết hợp điều chế NLM không đo điện áp tụ áp dụng cho bộ biến đổi MMC

Combination of sliding mode control and non-voltage measurement NLM modulation for modular multilevel converter

Nguyễn Đức Dương^{1,2}, Phạm Chí Hiếu², Tô Thành Thắng², Lê Hoài Nam²,
Trần Hùng Cường³ and Phạm Việt Phương^{2*}

¹Học viện Nông nghiệp Việt Nam

²Đại học Bách khoa Hà Nội

³Đại học Thủy Lợi

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

DOI: <https://doi.org/10.64032/mca.v29i3.346>

Abstract

Modular Multilevel Converter (MMC) is an optimal solution for the advanced power conversion for Medium Voltage (MV) and High Voltage (HV) applications. This paper proposes an enhanced sensorless Nearest Level Modulation (NLM) with a Sliding Mode Controller (SMC) scheme with Integral Sliding Surface for the grid-connected case of the MMC where it stands as a DC/AC inverter. The proposed SMC when applied to MMC shows some outstanding advantages such as fast response, good robustness, and stability under transient conditions. Additionally, the sensorless NLM is proven to be efficient in terms of capacitor voltage balancing while maintaining output voltages tracking the reference voltages fed by the SMC. The simulation results on MATLAB/SIMULINK for the MMC under varying active and reactive power are conducted so as to confirm the correctness and efficiency of the proposed method.

Keywords: Modular multilevel converter; Nearest level modulation; Sliding mode control.

Abbreviations

CHB	Cascaded H-bridge
FC	Flying capacitor
HVDC	High-voltage direct current
MMC	Modular Multilevel Converter
NLM	Nearest Level Modulation
NPC	Neutral-point clamped
PWM	Pulse width modulation
SM	Submodule
SMC	Sliding Mode Controller
SVM	Space vector modulation

Tóm tắt

Modular Multilevel Converter là sự lựa chọn tối ưu cho hệ thống chuyển đổi điện năng cao áp và trung áp. Kết quả nghiên cứu này cho thấy phương pháp điều chế NLM cải tiến không đo tụ điện kết hợp với thuật toán điều khiển trượt SMC áp dụng cho bộ biến đổi MMC trong trường hợp biến đổi điện năng từ một chiều sang xoay chiều để hòa lưới điện cho các nguồn năng lượng tái tạo. Thuật toán SMC áp dụng cho MMC đã thể hiện được các ưu điểm vượt trội như tác động nhanh, nâng cao hiệu suất, chất lượng tốt và ổn định, khối lượng tính toán thấp. Mô hình điều khiển này là một sự lựa chọn rất phù hợp cho các lưới điện có tính ổn định về chất lượng điện áp không cao, phù hợp với các hệ thống năng lượng tái tạo kết nối lưới điện. Các kết quả

mô phỏng của hệ thống trên phần mềm Matlab/Simulink đã khẳng định được tính hiệu quả của thuật toán đã đề xuất với quá trình đáp ứng tức thời, không quá độ và đặc biệt phù hợp với lưới điện yếu và không ổn định.

1. Đặt vấn đề

Ngày nay, các nguồn năng lượng DC công suất lớn từ hệ thống pin mặt trời được phát triển ngày càng rộng rãi hơn ở Việt Nam và trên quốc tế [1]. Các nguồn năng lượng này chủ yếu được biến đổi thành điện xoay chiều để hòa lưới điện. Ngoài ra các hệ thống HVDC cũng sử dụng các bộ biến đổi DC/AC để truyền tải điện một chiều đi xa [2]. Để chuyển đổi được nguồn DC thành AC công suất thì các bộ biến đổi đa mức là sự lựa chọn phù hợp do chúng có thể chia nhỏ điện áp đặt lên các phần tử của chúng, khiến cho các phần tử chỉ cần hoạt động ở mức điện áp thấp và ổn định lâu dài [3]. Các bộ biến đổi đa mức có thể kể đến như: nghịch lưu dùng diot kẹp (NPC); nghịch lưu cầu H nối tầng (CHB); hệ thống nghịch lưu với tụ DC tự do (FCC); nghịch lưu cấu trúc module (MMC) [4] [5] [6]. Trong đó, MMC có những ưu điểm vượt trội về cấu trúc, khả năng áp dụng các thuật toán điều chế khi có số mức điện áp lớn. Điều này có được là do MMC có số lượng lớn các SM mắc nối tiếp trong các pha để có thể thay đổi để tạo ra các mức điện áp khác nhau theo yêu cầu điện áp đầu ra xoay chiều mà không cần bộ lọc điện áp [7]. Đặc biệt là MMC có thể giải quyết các vấn đề về những yếu điểm của các bộ biến đổi đa

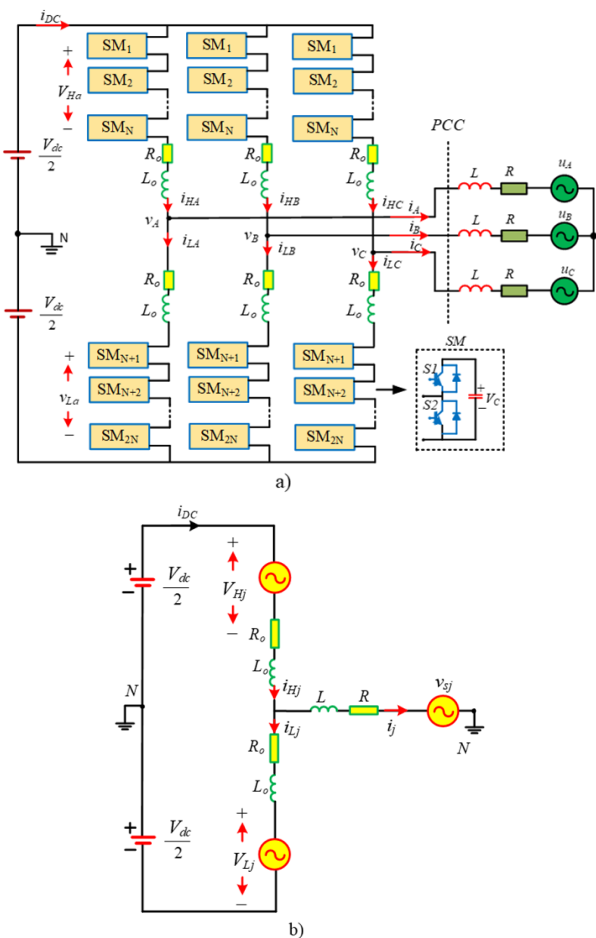
mức CHB, NPC, FCC do có cấu trúc đơn giản hơn, có thể áp dụng số mức không giới hạn mà vẫn đảm bảo có thể sử dụng hệ thống điều khiển dễ dàng và linh hoạt trong việc thay thế và bảo trì [8]. Hiện nay, để đạt hiệu quả truyền dẫn năng lượng điện tốt nhất thì các phương pháp điều chế, điều khiển luôn được cải tiến để áp dụng cho các bộ biến đổi đa mức [8]. Các thuật toán điều chế cho MMC có thể kể đến như: PWM, SVM, NLM. Theo tài liệu [9], thì phương pháp NLM được áp dụng cho MMC là phương pháp điều chế rất đặc thù và phù hợp bởi vì tính đơn giản, tạo ra tần số đóng cắt van thấp, và có thể áp dụng cho MMC có số mức rất lớn và không gây áp lực tính toán tối vi điều khiển. Trong tài liệu [10], tác giả đã trình bày chi tiết về thuật toán điều chế NLM không đo tụ điện áp dụng cho BBĐ MMC, phương pháp này giúp loại bỏ hàng loạt các cảm biến đo điện áp tụ phục vụ cho khâu điều chế khi có số lượng lớn các SM của MMC. Việc này sẽ khiến cho hệ thống MMC trở nên nhỏ gọn hơn và ít tốn kém, việc thiết kế điều chế và điều khiển trở nên dễ dàng. Bài báo này đề xuất phương pháp điều chế NLM cải tiến không đo tụ áp dụng cho MMC kết hợp với phương pháp điều khiển trượt SMC cho MMC, trong đó nội dung chính được tập trung vào phương pháp điều khiển SMC nhằm mục đích tăng cường hiệu quả điều khiển nối lưới của MMC. Một số phương pháp điều khiển trước đây đã chứng minh ưu điểm khi áp dụng cho MMC, chẳng hạn như phương pháp điều khiển dự báo MPC, có khả năng duy trì sự ổn định giảm thiểu dòng điện vòng, không yêu cầu khâu điều chế và có phản hồi nhanh [11]. Tuy nhiên sự phức tạp tính toán là hạn chế của phương pháp này. Tương tự đối với bộ điều khiển PI hoặc PR khi áp dụng cho MMC, đây cũng là phương pháp được áp dụng phổ biến để điều khiển cho MMC nối lưới điện xoay chiều. Phương pháp này cũng đã có những ưu điểm như điều khiển đơn giản và tác động nhanh, đồng thời triệt tiêu được sai lệch tĩnh, nhược điểm của PI và PR thường có quá độ lớn khi thay đổi chế độ làm việc [12]. Một hạn chế chung của các phương pháp này là không thể giảm bớt tác động của nhiễu loạn, điều này làm giảm hiệu suất và chất lượng của quá trình chuyển đổi [12]. Điều khiển SMC trong bài báo này sẽ giúp cho hệ thống không bị ảnh hưởng bởi các nhiễu loạn không xác định nhằm nâng cao hiệu suất của quá trình chuyển đổi, đặc biệt là khi áp dụng MMC kết nối với lưới yếu. Phương pháp này cũng có ưu điểm là tác động nhanh, thời gian quá độ khi khởi động và chuyển đổi chế độ hoạt động ngắn, đồng thời yêu cầu khối lượng tính toán thấp. Điều này khiến cho SMC trở thành một phương pháp điều khiển nổi bật khi áp dụng cho MMC. Các chứng minh kết quả được thực hiện trên phần mềm Matlab/Simulink đã thể hiện được những vượt trội mà phương pháp SMC đem lại cho bộ biến đổi MMC. Bài báo này được tổ chức như sau. Trong Phần 2, cấu trúc và nguyên lý hoạt động của MMC được trình bày. Phần 3 trình bày mô hình điều khiển SMC và phương pháp điều chế NLM không đo điện áp tụ được áp dụng cho MMC. Các kết quả hoạt động của mô hình được chứng minh thông qua mô phỏng Matlab/Simulink ở Phần 4.

2. Cấu trúc của bộ biến đổi MMC và nguyên lý hoạt động

2.1 Cấu trúc bộ biến đổi MMC làm việc ở chế độ nối lưới điện

Hình 1 minh họa cấu trúc ba pha của bộ biến đổi MMC, trong đó mỗi pha bao gồm hai nhánh van tương tự nhau, một

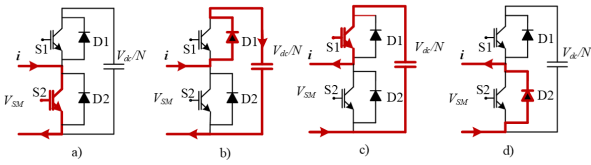
nhánh trên và một nhánh dưới và mỗi nhánh chứa N các SM nối tiếp nhau, dòng điện xoay chiều được lấy ra ở điểm giữa của mỗi pha thông qua các điện cảm L_o và điện trở R_o của mỗi nhánh, các phần tử này có tác dụng để hạn chế các quá độ trong mạch để đạt ra chất lượng chuyển đổi tốt hơn và nâng cao tuổi thọ của MMC. Phía một chiều của MMC chỉ sử dụng một nguồn V_{dc} duy nhất từ các hệ thống nguồn điện một chiều. Điện áp ra trên mỗi pha chạy từ $-V_{dc}/2$ đến $+V_{dc}/2$ với quá trình chia đều V_{dc} cho N các SM. Về mặt lý thuyết khi điện áp càng cao thì MMC được thiết kế với số lượng SM càng lớn để đáp ứng yêu cầu về chất lượng. Khi kết nối lưới điện, mô hình MMC không cần mắc thêm bộ lọc giúp cho giảm kích thước và giá thành hệ thống. Đây là ưu điểm đặc biệt nổi bật mà các BBĐ đa mức khác không có được. Cấu trúc phổ biến của các SM là sơ đồ nửa cầu H, đây là cấu trúc đơn giản với số lượng linh kiện ít nhất mà vẫn đảm bảo để MMC hoạt động bình thường.



Hình 1: (a) Cấu trúc MMC ở chế độ nối lưới điện (b) sơ đồ điện thay thế một pha.

2.2 Cách thức vận hành của bộ biến đổi MMC

Khi MMC làm việc, các van bán dẫn trong mỗi SM sẽ nhận được xung điều khiển từ khâu điều chế NLM, khi đó sẽ có hai trạng thái hoạt động của SM là chèn vào (insert) và bỏ qua (bypass), các trạng thái này có được là do quá trình đóng mở các van S1 và S2 với bốn chế độ làm việc khác nhau như minh họa trong Hình 2. Từ mỗi SM hoạt động như vậy và nối tiếp nhau trên mỗi nhánh pha sẽ tạo ra được sự hoạt động tổng thể của MMC trong mỗi chu kỳ.



Hình 2: Trạng thái đóng mở của S1 và S2: (a) và (b) khi dòng điện theo chiều dương; (c) và (d) khi dòng điện theo chiều âm.

Trong mỗi chu kỳ làm việc, chỉ có 1/2 số lượng các SM được bật để tạo ra điện áp xoay chiều, các chu kỳ tiếp theo thì lần lượt mỗi SM được thêm vào tương ứng với mỗi SM được bỏ qua bởi thuật toán điều chế. Quá trình này tiếp diễn trong suốt các hoạt động của MMC và tạo điện áp phía đầu ra của MMC có dạng bậc thang với điện áp trong khoảng $-V_{dc}/2$ đến $+V_{dc}/2$. Quá trình này diễn ra trong các pha và có độ lệch pha là 120° . Quá trình thay đổi số lượng SM được chèn vào sẽ khiến điện áp trên tụ điện sẽ được phóng nạp một cách liên tục, điều này sẽ tạo thành sự mất cân bằng điện áp trong các SM, điều này dẫn đến sự hình thành dòng điện vòng i_c trong các pha của MMC. Mặc dù dòng điện này gần như không tác động đáng kể đến phía AC và DC, nhưng nó lại là một trong những nguyên nhân chính gây ra tổn thất năng lượng trong bộ biến đổi. Từ mô hình của MMC trong Hình 1a, ta suy ra được mạch điện thay thế một pha của MMC như Hình 1b. Dựa trên cơ sở đó, phương trình toán học mô tả MMC trong chế độ nối lưới được biểu diễn như phương trình (1).

$$i_j = i_{jH} - i_{jL} \quad (j = A, B, C) \quad (1)$$

Theo định luật Kirchhoff ta suy ra được các phương trình điện áp phía xoay chiều của MMC như (2) và (3).

$$v_{Hj} + R_o i_{Hj} + L_o \frac{d}{dt} i_{Hj} = \frac{V_{dc}}{2} - v_j \quad (2)$$

$$v_{Lj} + R_o i_{Lj} + L_o \frac{d}{dt} i_{Lj} = \frac{V_{dc}}{2} - v_j \quad (3)$$

Thừ phương trình (3) cho phương trình (2) và thay vào phương trình (1), ta có:

$$\frac{v_{Hj} - v_{Lj}}{2} - \frac{R_o}{2} i_j - \frac{L_o}{2} \frac{d}{dt} i_j = v_j \quad (4)$$

Vì $v_j = v_{sj} + R_i i_j + L \frac{d}{dt} i_j$ nên phương trình (4) được viết dưới dạng:

$$\left(\frac{R_o}{2} + R \right) i_j + \left(\frac{L_o}{2} + L \right) \frac{d}{dt} i_j + v_{sj} = -\frac{v_{Hj} - v_{Lj}}{2} \quad (5)$$

Đặt $v_{tj} = \frac{v_{Hj} - v_{Lj}}{2}$; $R_f = \frac{R_o}{2} + R$; $L_f = \frac{L_o}{2} + L$ thì phương trình (5) có thể được đơn giản thành phương trình (6).

$$R_f i_j + L_f \frac{d}{dt} i_j + v_{sj} = v_{tj} \quad (6)$$

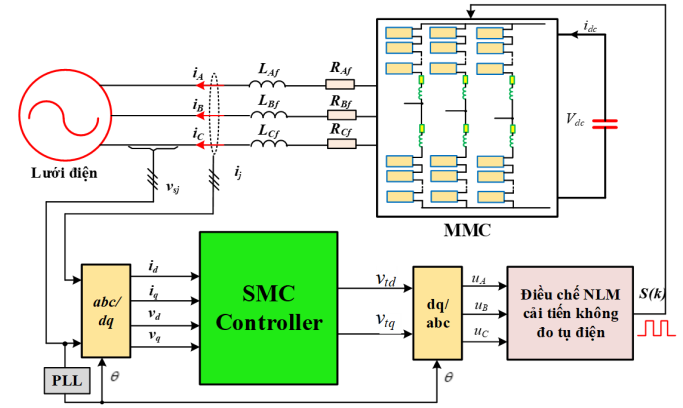
Áp dụng phép biến đổi Park vào (6), ta thu được mô hình của MMC trong hệ tọa độ dq như sau:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_f} v_{td} - \frac{R_f}{L_f} i_d + \omega i_q - \frac{1}{L_f} v_{sd} \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_f} v_{tq} - \frac{R_f}{L_f} i_q - \omega i_d + \frac{1}{L_f} v_{sq} \end{cases} \quad (7)$$

trong đó i_d và i_q là dòng điện đầu ra theo trục dq, v_{sd} và v_{sq} là điện áp lưới theo trục dq, và v_{td} và v_{tq} là điện áp đầu ra MMC theo trục dq. Phương trình (7) được dùng để thực hiện quá trình điều khiển MMC nối lưới trong phần sau.

3. Điều khiển bộ biến đổi MMC trong trạng thái kết nối lưới

Mô hình điều khiển BBD MMC trong chế độ nối lưới sử dụng điều chế NLM không đo tụ kết hợp điều khiển SMC được thể hiện như Hình 3. Cấu trúc của mô hình gồm: bộ biến đổi MMC có nhiệm vụ chuyển năng lượng từ DC sang AC; khâu điều chế NLM không đo tụ để tạo tín hiệu xung đóng cắt các van của MMC; và bộ điều khiển SMC đảm bảo dòng điện và công suất được điều khiển phù hợp với lưới điện.



Hình 3: Cấu trúc điều khiển MMC nối lưới.

3.1 Mô hình điều khiển SMC cho MMC

SMC là bộ điều khiển phi tuyến tính cung cấp các tính năng mạnh mẽ cho các biến thể tham số và không nhạy cảm với các yếu tố nhiễu, một ưu điểm khác của SMC đó là dễ dàng triển khai trong hệ thống và cho chất lượng điều khiển tốt. Tuy nhiên, điều khiển SMC thường xuất hiện các tín hiệu điều khiển không liên tục được gọi là hiện tượng Chattering [21]. Hiện tượng này sẽ gây ra các tín hiệu không ổn định trong quá trình hoạt động của đối tượng. Trong phần này, tác giả sẽ phân tích và thiết kế hệ thống điều khiển SMC cho MMC nhằm giảm thiểu hiện tượng Chattering tạo ra sự ổn định của dòng điện đầu ra phía xoay chiều, đồng thời điều khiển bám công suất chuyển đổi của MMC vào lưới điện nhằm cung cấp lượng công suất cần thiết mà lưới yêu cầu. Mô hình điều khiển trượt của MMC được thực hiện trong hệ tọa độ dq với các biến điều khiển là dòng điện và điện áp trong hệ tọa độ dq, do vậy để thực hiện được việc này, các tín hiệu về dòng điện và điện áp phía lưới được đo trong hệ abc, sau đó qua mô hình chuyển đổi abc sang hệ tọa độ dq ta được các biến điều khiển i_d, i_q, v_d, v_q trong hệ tọa độ dq. Để thực hiện điều khiển trượt, trước hết ta cần xem xét bề mặt trượt của dòng điện cần điều khiển. Theo lý thuyết về điều khiển trượt ta xây dựng được bề mặt trượt giữa dòng điện thực tế và dòng điện đặt theo trục d và q như phương trình (8).

$$\begin{cases} s_d = i_d - i_{d_ref} \\ s_q = i_q - i_{q_ref} \end{cases} \quad (8)$$

Lấy đạo hàm theo thời gian của (8) ta được

$$\begin{cases} \dot{s}_d = \dot{i}_d - \dot{i}_{d_ref} \\ \dot{s}_q = \dot{i}_q - \dot{i}_{q_ref} \end{cases} \quad (9)$$

Các tín hiệu điện áp điều khiển dựa trên tín hiệu dòng điện ở phương trình (9) sau khi cho $\dot{s}_d$ và $\dot{s}_q$ bằng không và được mô tả như phương trình (10).

$$\begin{cases} v_{td} = R_f i_d - \omega L_f i_q + v_{sd} + L_f \dot{i}_{d,ref} \\ v_{tq} = R_f i_q + \omega L_f i_d + v_{sq} + L_f \dot{i}_{q,ref} \end{cases} \quad (10)$$

Trong điều khiển SMC sẽ tồn tại tín hiệu không liên tục, các tín hiệu này được suy ra dựa trên hàm Lyapunov xác định dương và được viết như phương trình (11).

$$\begin{cases} v_{smc,d} = -\frac{1}{2} s_d^2 \\ v_{smc,q} = -\frac{1}{2} s_q^2 \end{cases} \quad (11)$$

Lấy đạo hàm theo thời gian của (11) ta được:

$$\begin{cases} \dot{v}_{smc,d} = s_d \dot{s}_d < 0 \\ \dot{v}_{smc,q} = s_q \dot{s}_q < 0 \end{cases} \quad (12)$$

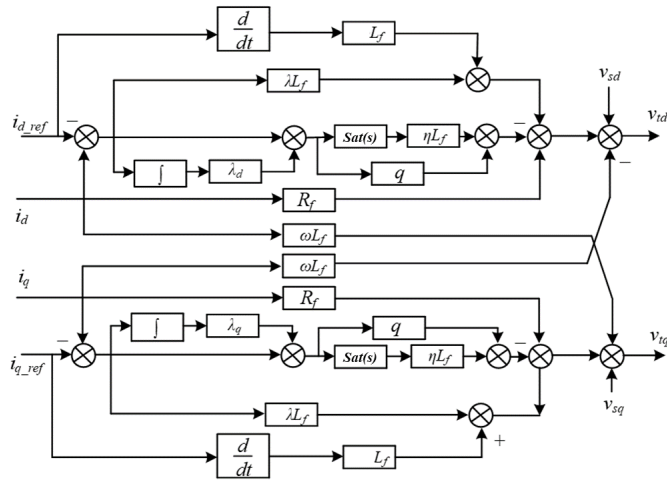
Để thỏa mãn (12) là xác định âm, tín hiệu điều khiển không liên tục được viết như (13).

$$\begin{cases} v_{td} = -\eta L_f \text{sgn}(s_d) \\ v_{tq} = -\eta L_f \text{sgn}(s_q) \end{cases} \quad (13)$$

trong đó η là độ lợi chuyển mạch và $\eta > 0$. Do đó, các luật điều khiển tổng thể cho SMC đối với trục d và q là

$$\begin{cases} v_{td} = R_f i_d - \omega L_f i_q + v_{sd} + L_f \dot{i}_{d,ref} - \eta L_f \text{sgn}(s_d) \\ v_{tq} = R_f i_q - \omega L_f i_d + v_{sq} + L_f \dot{i}_{q,ref} - \eta L_f \text{sgn}(s_q) \end{cases} \quad (14)$$

Hình 4 minh họa sơ đồ điều khiển của phương pháp SMC theo các biểu thức trong (14).



Hình 4: Bộ điều khiển dòng điện của MMC của phương pháp đề xuất.

Để nâng cao hiệu suất của điều khiển trượt thông thường, trong mô hình này được bổ sung khâu tích phân vào bề mặt trượt. Khi đó, mặt trượt có khâu tích phân được biểu thị như (15).

$$\begin{cases} s_d = e_d + \lambda \int e_d dt \\ s_q = e_q + \lambda \int e_q dt \end{cases} \quad (15)$$

trong đó e_d và e_q là sai lệch tính giữa giá trị đặt và giá trị thực tế theo trục d và q, λ là một hằng số xác định dương. Khi đó, các bề mặt trượt theo trục d và q được biểu diễn như (16).

$$\begin{cases} s_d = i_d - i_{d,ref} + \lambda \int (i_d - i_{d,ref}) dt \\ s_q = i_q - i_{q,ref} + \lambda \int (i_q - i_{q,ref}) dt \end{cases} \quad (16)$$

$$\begin{cases} \dot{s}_d = i_d - i_{d,ref} + \lambda (i_d - i_{d,ref}) \\ \dot{s}_q = i_q - i_{q,ref} + \lambda (i_q - i_{q,ref}) \end{cases} \quad (17)$$

Thay các bề mặt trượt s_d và s_q và thay (7) vào (17), các tín hiệu của điện áp điều khiển tương đương được viết như phương trình (18).

$$\begin{cases} v_{td} = R_f i_d - \omega L_f i_q + v_{sd} + L_f \dot{i}_{d,ref} - \eta L_f \text{sgn}(s_d) \\ \quad - \lambda L_f (i_d - i_{d,ref}) \\ v_{tq} = R_f i_q - \omega L_f i_d + v_{sq} + L_f \dot{i}_{q,ref} - \eta L_f \text{sgn}(s_q) \\ \quad - \lambda L_f (i_q - i_{q,ref}) \end{cases} \quad (18)$$

Theo tài liệu [16] ta có luật động học của mặt trượt được mô tả như (19).

$$\begin{cases} \dot{s}_d = -\eta \text{sgn}(s_d) - q s_d \\ \dot{s}_q = -\eta \text{sgn}(s_q) - q s_q \end{cases} \quad (19)$$

trong đó $q > 0$ và $h > 0$. Để kiểm tra tính ổn định và hội tụ lỗi của SMC, một hàm Lyapunov dương được chọn là (11). Luật điều khiển tổng thể trở thành phương trình (20).

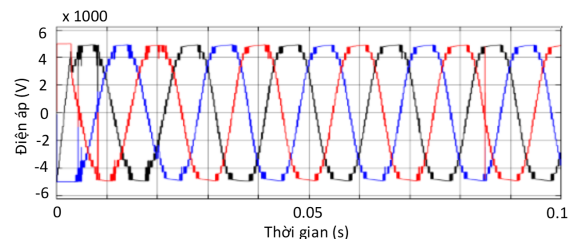
$$\begin{cases} v_{td} = R_f i_d - \omega L_f i_q + v_{sd} + L_f \dot{i}_{d,ref} - \eta L_f \text{sgn}(s_d) \\ \quad - \lambda L_f (i_d - i_{d,ref}) - q s_d \\ v_{tq} = R_f i_q - \omega L_f i_d + v_{sq} + L_f \dot{i}_{q,ref} - \eta L_f \text{sgn}(s_q) \\ \quad - \lambda L_f (i_q - i_{q,ref}) - q s_q \end{cases} \quad (20)$$

Để giảm hiện tượng chattering của điều khiển trượt gây ra bởi hàm $\text{sgn}(s)$, hàm bão hòa $\text{sat}(s)$ được sử dụng để đảm bảo tính ổn định của hệ thống với hệ số bão hòa là ε . Phương trình (20) lúc này được viết lại như sau:

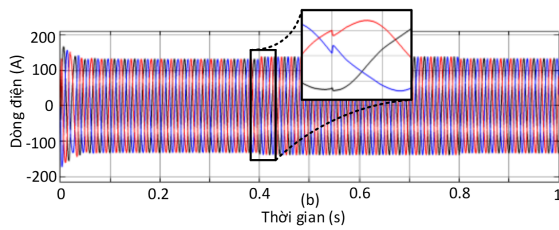
$$\begin{cases} v_{td} = R_f i_d - \omega L_f i_q + v_{sd} + L_f \dot{i}_{d,ref} - \eta L_f \text{sat}(s_d) \\ \quad - \lambda L_f (i_d - i_{d,ref}) - q s_d \\ v_{tq} = R_f i_q - \omega L_f i_d + v_{sq} + L_f \dot{i}_{q,ref} - \eta L_f \text{sat}(s_q) \\ \quad - \lambda L_f (i_q - i_{q,ref}) - q s_q \end{cases} \quad (21)$$

4. Mô phỏng và đánh giá kết quả

Để kiểm chứng hoạt động của hệ thống theo thuật toán đã đề xuất. Mô hình trong Hình 3 được mô phỏng trên phần mềm Matlab simulink. Thông số mô phỏng của hệ thống được thể hiện trong bảng 1. Qua quá trình tính toán, các hệ số của bộ điều khiển trượt được viết trong bảng 2. Kịch bản thay đổi chế độ làm việc của MMC đáp ứng với công suất thay đổi được thể hiện như bảng 3. Hình 5 và 6 cho thấy, điện áp đầu ra và dòng điện nối lưới của bộ biến đổi MMC khi sử dụng điều khiển SMC và điều chế NLM không đo tụ có dạng sin chuẩn với đáp ứng tức thời. Các mức điện áp rõ ràng và không có quá độ trong quá trình làm việc.



Hình 5: Điện áp đầu ra của bộ biến đổi MMC.



Hình 6: Dòng điện đầu ra của bộ biến đổi MMC.

Khi thay đổi giá trị đặt công suất để đáp ứng công suất cho lưới yêu cầu, giá trị điện áp và dòng điện không xuất hiện quá độ và luôn ổn định. Dựa trên đánh giá độ méo sóng hài thông qua THD ở các Hình 5 và Hình 6, có thể nhận thấy rằng, giá trị THD của dòng điện và điện áp ở mức rất thấp mà không cần bộ lọc phía đầu ra, cụ thể THD của dòng điện là 2,79% như Hình 7a, THD của điện áp là 8,88% như Hình 7b. So với kết quả trong tài liệu [17] khi sử dụng điều chế PWM và điều khiển PI thì phương pháp được đề xuất trong bài báo này đã có kết quả vượt trội hơn. Điều này có được là do khâu điều chế NLM có tính năng ưu việt cho MMC có số mức lớn.

Hình 8 là các giá trị điện áp tụ trên pha A của MMC, kết quả cho thấy điện áp tụ dao động quanh giá trị 1000V, cụ thể khi MMC hoạt động ổn định thì giá trị thấp nhất của tụ điện là 920V, giá trị cao nhất của tụ điện là 1080V. Kết quả này sẽ làm cho tụ hoạt động ổn định và lâu dài, đồng thời là nguyên nhân không gây ra quá độ cho dòng điện và điện áp phía xoay chiều của MMC.

Hình 9 là kết quả theo dõi đáp ứng của dòng điện i_d và i_q , kết quả ở giai đoạn đầu cho thấy dòng điện i_d có giá trị 148A và i_q có giá trị 110A lệch so với giá trị đặt là tương ứng là 18% và 10% ở thời điểm 0,0015 giây, sau đó quá độ giảm dần và bám giá trị đặt ở thời điểm 0,015 giây và ổn định trong suốt quá trình làm việc của MMC. Tương tự đối với kết quả của công suất tác dụng và công suất phản kháng ở Hình 10 cho thấy rằng, công suất tác dụng và công suất phản kháng bám giá trị đặt chỉ trong khoảng thời gian là 0,05 giây. Quá độ lớn nhất ở thời điểm khởi động chỉ ở mức 40% và tồn tại trong thời gian rất ngắn, sau đó giảm nhanh và bám giá trị đặt.

Khi thay chế độ làm việc của MMC ở thời điểm 0,4 giây với việc thay đổi công suất tác dụng từ giá trị 0,8MVA đến giá trị 0,6MVA và thay đổi công suất phản kháng từ giá trị 0,6MVA đến giá trị 0,8MVA. Kết quả cho thấy rằng thời gian đáp ứng của dòng điện i_d , i_q và công suất tác dụng, công suất phản kháng là rất nhỏ và khi ổn định không xuất hiện quá độ cũng như bám sát giá trị đặt, điều này có được là do bản chất

Bảng 1: Các tham số dùng trong mô phỏng MMC khi nối lưới

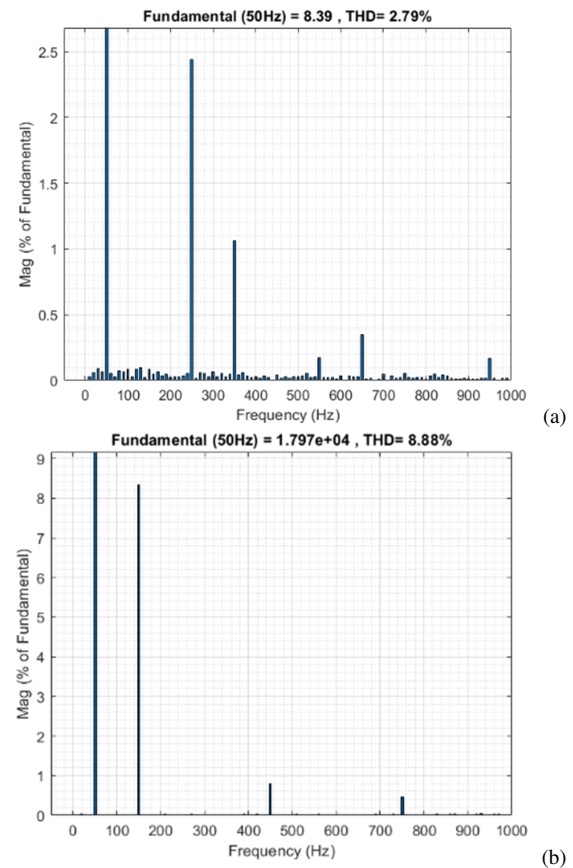
STT	Thông số	Ký hiệu	Giá trị
1	Số lượng SM mỗi nhánh	N	10 SM
2	Điện áp một chiều	V_{DC}	10 kV
3	Điện dung tụ điện mỗi SM	C	1667 μF
4	Điện cảm nhánh	L_o	0,1 mH
5	Điện trở nhánh	R_o	0,01 Ω
6	Công suất MMC	S_n	1 MVA
7	Điện trở nối lưới	R	0,1 Ω
8	Điện cảm nối lưới	L	10 mH
9	Tần số điện áp lưới	f	50 Hz
10	Điện áp lưới điện	V_s	22 kV

Bảng 2: Thông số bộ điều khiển trượt

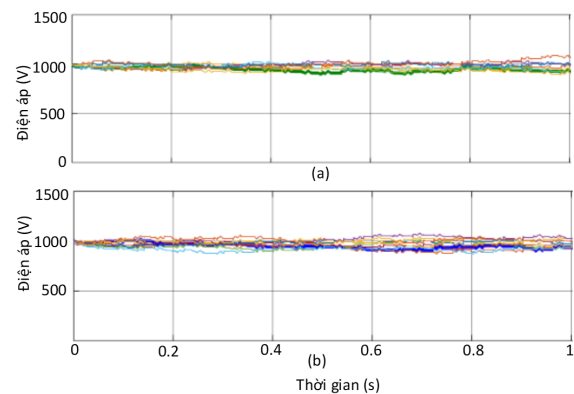
Tham số	k	λ	q	ε
Giá trị	$5 \cdot 10^6$	150	0,2	150

Bảng 3: Công suất đặt cho BBD MMC

Thời gian (s)	P (MW)	Q (MVar)
0 - 0,4	0,8	0,6
0,4 - 0,8	0,6	0,8
0,8 - 1	0,6	0,8

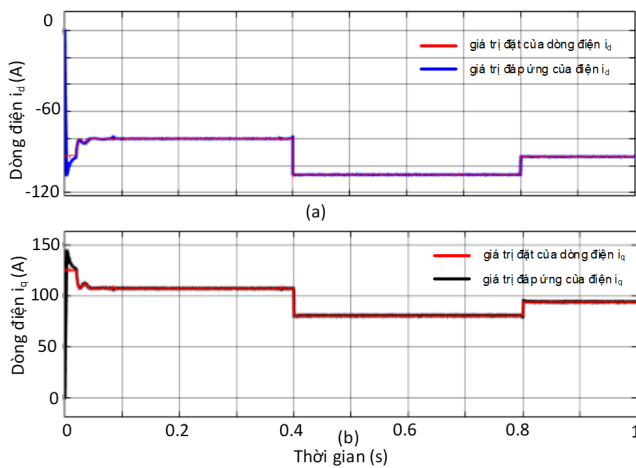


Hình 7: Giá trị THD của MMC chưa qua bộ lọc: (a) của điện áp ra và (b) của dòng điện bơm vào lưới.

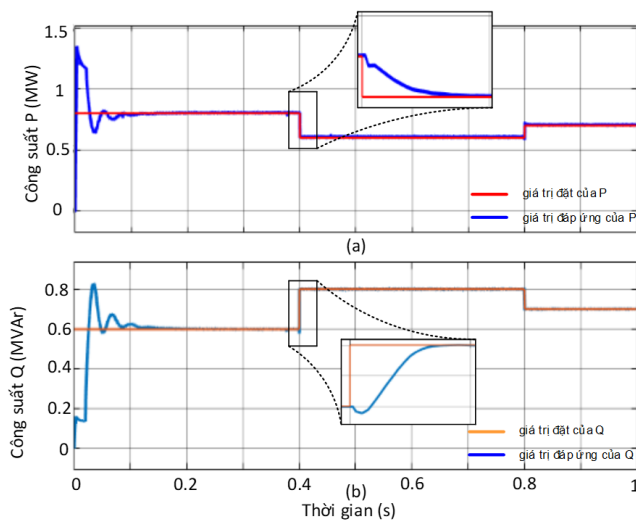


Hình 8: Giá trị điện áp trên các tụ điện pha A của MMC, trong đó (a) thể hiện nhánh trên và (b) thể hiện nhánh dưới.

của SMC có khả năng tác động nhanh và tức thời. Tương tự, khi thay đổi thông số đặt của công suất ở thời điểm 0,8 giây, thì



Hình 9: Đáp ứng của dòng điện i_d và i_q với bộ điều khiển SMC.



Hình 10: Đáp ứng của (a) công suất tác dụng và (b) công suất phản kháng bơm vào lưới.

bộ điều khiển cũng đáp ứng tốt với thời gian đáp ứng nhanh và quá độ nhỏ. Với thời gian và giá trị đáp ứng nhanh như trên, có thể kết luận rằng bộ điều khiển SMC có chất lượng điều khiển rất tốt và đáp ứng được các nhiệm vụ điều khiển đặt ra ban đầu.

5. Kết luận

Bài báo này đã đề xuất phương pháp điều khiển trượt SMC áp dụng cho MMC để điều khiển công suất nổi lưới điện từ nguồn điện một chiều. Từ nền tảng lý thuyết đã trình bày, bài báo đi sâu làm rõ cấu trúc cũng như cơ chế hoạt động của MMC, kể đến là phân tích nguyên lý điều khiển trượt nhằm triển khai cho bộ biến đổi MMC với 21 mức điện áp đầu ra phía xoay chiều. Các kết quả mô phỏng cho thấy phương pháp này mang lại hiệu quả cao trong việc duy trì sự ổn định của điện áp và dòng điện đầu ra của MMC, ngay cả trong điều kiện môi trường có sự thay đổi và nhiễu loạn từ lưới điện. Điều khiển trượt đã giúp giảm thiểu hiện tượng mất ổn định trong điều kiện thông số đầu vào có sự mất ổn định, đồng thời phương pháp này đã tăng cường khả năng điều khiển chính xác hơn và cải thiện chất lượng sóng hài của điện áp đầu ra nhờ việc tạo ra $2N + 1$ mức điện áp. Các đáp ứng về công suất cho thấy hệ thống có thời gian xác lập nhanh và độ quá điều chỉnh rất thấp,

đảm bảo sự ổn định và hiệu suất cao trong suốt quá trình hoạt động. Dựa trên các kết quả phân tích, phương pháp kết hợp giữa điều khiển trượt SMC và điều chế mức gần NLM chứng tỏ tính hiệu quả và khả năng ứng dụng cao trong điều khiển MMC nổi lưới, đặc biệt trong việc hạn chế sự mất ổn định gây ra bởi các biến động của thông số đầu vào.

Tài liệu tham khảo

- [1] Murthy Priya, Pathipooranam Ponnambalam, and Kola Muralikumar, "Modular Multilevel Converter Topologies and Applications – A Review", Vol 12, p 170 – 183 (2018), IET Power Electronics. DOI: 10.1049/iet-pel.2018.5301.
- [2] APA Style Stan, A., Costinas, S., & Ion, G. (2022). Overview and Assessment of HVDC Current Applications and Future Trends. *Energies*, 15(3), 1193. DOI: 10.3390/en15031193 Vol.15, 2022.
- [3] Barros, L. A. M., Martins, A. P., & Pinto, J. G. (2022). A Comprehensive Review on Modular Multilevel Converters, Submodule Topologies, and Modulation Techniques. *Energies*, 15(3), 1078. DOI:10.3390/en15031078, Vol 15(3), 2022.
- [4] Abd Halim, W., Ganeson, S., Azri, M., & Azam, T. T. (2016). Review of multilevel inverter topologies and its applications. *Journal of Telecommunication, Electronic and Computer Engineering (JTEC)*, 8(7), 51-56.
- [5] Priya, M., Ponnambalam, P. and Muralikumar, K. (2019), Modular-multilevel converter topologies and applications – a review. *IET Power Electronics*, 12: 170-183. DOI: 10.1049/iet-pel.2018.5301
- [6] Chen, C., Gong, L., Zhang, W., Wu, T., Gu, Y., & Shi, C. (2022). A Novel Damping Control of Grid-Connected Converter Based on Optimal Split-Inductor Concept. *Micromachines*, 13(9), 1507.. DOI: 10.3390/mi13091507.
- [7] Phạm Văn Tuyền, Trần Văn Kiên (2015), "Bàn về phương pháp điều khiển tích cực loại bỏ nhiễu (ADRC)", *Tạp chí khoa học và công nghệ Đại học Đà Nẵng*, pp 61 – 65, No.7, 2015.
- [8] Sharma, B., Manna, S., Saxena, V. et al. A comprehensive review of multi-level inverters, modulation, and control for grid-interfaced solar PV systems. *Sci Rep* 15, 661 (2025). DOI: 10.1038/s41598-024-84296-1.
- [9] Muhammad, F., Rasheed, H., Ali, I., Alrooba, R., & Binmahfoudh, A. (2022). Design and Control of Modular Multilevel Converter for Voltage Sag Mitigation. *Energies*, 15(5). DOI: 10.3390/en15051681.
- [10] Liao, Y., Jin, L., You, J., Xu, Z., Liu, K., Zhang, H., Shen, Z., & Deng, F. (2024). A Novel Voltage Sensorless Estimation Method for Modular Multilevel Converters with a Model Predictive Control Strategy. *Energies*, 17(1), 61. DOI: 10.3390/en17010061.
- [11] D. A. Montoya-Acevedo, J. C. Buitrago-Herrera and A. Escobar-Mejía, "Feedback linearization applicable to the state-space modelling of an HVDC terminal based on modular multilevel converter," 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Cincinnati, OH, USA, 2017, pp. 2666-2672. Doi: 10.1109/ECCE.2017.8096502
- [12] G. Herbst, "A Minimum-Footprint Implementation of Discrete-Time ADRC," 2021 European Control Conference (ECC), Delft, Netherlands, 2021, pp. 107-112. Doi: 10.23919/ECC54610.2021.9655120.
- [13] N. X. Việt (2017), "Nghiên cứu ứng dụng bộ nghịch lưu đa mức cấu trúc module cho các ứng dụng với lưới điện", Trường đại học bách khoa Hà Nội, 2017.
- [14] Trần Hùng Cường, Phạm Việt Phương (2017), "Áp dụng phương pháp điều chế NLM (Nearest - Level - Modulation) cho bộ biến đổi đa mức cấu trúc Module MMC", chuyên san kỹ thuật điều khiển & tự động hóa, số 4 năm 2017.
- [15] Moranchel, M., Huerta, F., Sanz, I., Bueno, E., & Rodríguez, F. J. (2016). A Comparison of Modulation Techniques for Modular Multilevel Converters. *Energies*, 9(12), 1091. DOI: 10.3390/en9121091
- [16] Luo, B.-Y., Subroto, R. K., Wang, C.-Z., & Lian, K.-L. (2022). An Improved Sliding Mode Control with Integral Surface for a Modular Multilevel Power Converter. *Energies*, 15(5), 1704. DOI: 10.3390/en15051704.
- [17] S. Haq et al., "An Advanced PWM Technique for MMC Inverter Based Grid-Connected Photovoltaic Systems," in *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 31, no. 8, pp. 1-5, Nov. 2021, Art no. 0601605. DOI: 10.1109/TASC.2021.3094439.