

## SVPWM Technique for Decentralized Controlled Three-Phase, Multi-Level Power Converters

Phu Cong Nguyen<sup>2</sup>, Quoc Dung Phan<sup>1\*</sup>, Dinh Tuyen Nguyen<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Ho Chi Minh City University of Technology, VNU-HCM, Vietnam

<sup>2</sup>Ho Chi Minh City University of Industry and Trade, Vietnam

\*Corresponding author. Email: [pqdung@hcmut.edu.vn](mailto:pqdung@hcmut.edu.vn)

### ARTICLE INFO

Received: 15/01/2025  
Revised: 02/02/2025  
Accepted: 09/06/2025  
Published: 28/11/2025




### KEYWORDS

Space vector pulse width modulation;  
Multilevel power converter;  
Decentralized control;  
Power converter;  
Pulse width modulation.

### ABSTRACT

This paper presents the implementation of space vector pulse width modulation (SVPWM) for local controllers in a decentralized modular multilevel power converter (MMC) structure. The modules are established to communicate with four neighboring modules, two modules in columns and two modules in a phase. The switching vectors and switching times are automatically determined by the modules based on the information received by the modules during the communication process. The proposed structure and method enable the decentralized power converters to automatically adjust the dynamic structure when some modules fail or according to the criteria of optimizing operating conditions. The communication settings and implementation of SVPWM can be viewed as a multilevel modulation method. Each local controller is responsible for calculating the pulse width modulation (PWM) signals for each individual module, the number of calculations required in a PWM cycle is much lower when compared to the power converter using a centralized controller. A model of the decentralized control power converter is built on Matlab/Simulink software to evaluate the proposals.

## Kỹ thuật SVPWM cho bộ biến đổi công suất ba pha, đa bậc điều khiển phân tán

Nguyễn Phú Công<sup>2</sup>, Phan Quốc Dũng<sup>1\*</sup>, Nguyễn Đình Tuyền<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Trường Đại học Bách Khoa, Đại học Quốc gia Thành phố Hồ Chí Minh, Việt Nam

<sup>2</sup>Trường Đại học Công Thương Thành phố Hồ Chí Minh, Việt Nam

\*Tác giả liên hệ. Email: [pqdung@hcmut.edu.vn](mailto:pqdung@hcmut.edu.vn)

### THÔNG TIN BÀI BÁO

Ngày nhận bài: 15/01/2025  
Ngày hoàn thiện: 02/02/2025  
Ngày chấp nhận đăng: 09/06/2025  
Ngày đăng: 28/11/2025

### TỪ KHÓA

Điều chế độ rộng xung vec-tơ không gian;  
Bộ biến đổi công suất đa bậc;  
Điều khiển phân tán;  
Bộ biến đổi công suất;  
Điều chế độ rộng xung.

### TÓM TẮT

Bài báo này trình bày cách thức triển khai phương pháp điều chế độ rộng xung vec-tơ không gian (SVPWM) cho các bộ điều khiển cục bộ trong cấu trúc bộ biến đổi công suất đa bậc dạng mô-đun (MMC) điều khiển phân tán. Các mô-đun được thiết lập giao tiếp với bốn mô-đun lân cận, hai mô-đun theo cột và hai mô-đun trong một pha. Các vec-tơ chuyển mạch và thời gian chuyển mạch sẽ được các mô-đun tự động xác định dựa trên các thông tin mà mô-đun nhận được trong quá trình giao tiếp. Cấu trúc và phương pháp đề xuất giúp các bộ biến đổi công suất điều khiển phân tán có thể tự động điều chỉnh cấu trúc động khi có một vài mô-đun hỏng hoặc theo tiêu chí tối ưu hoá điều kiện vận hành. Các thiết lập giao tiếp và phương pháp triển khai SVPWM có thể được xem như là một phương pháp điều chế đa bậc. Mỗi bộ điều khiển cục bộ đảm nhận nhiệm vụ tính toán các tín hiệu điều chế độ rộng xung (PWM) cho từng mô-đun riêng biệt, số lượng phép tính cần thiết trong một chu kỳ PWM thấp hơn rất nhiều lần khi so sánh với việc bộ biến đổi công suất sử dụng một bộ điều khiển tập trung. Mô hình bộ biến đổi công suất điều khiển phân tán được xây dựng trên phần mềm Matlab/Simulink để đánh giá các đề xuất.

Doi: <https://doi.org/10.54644/jte.2025.1774>

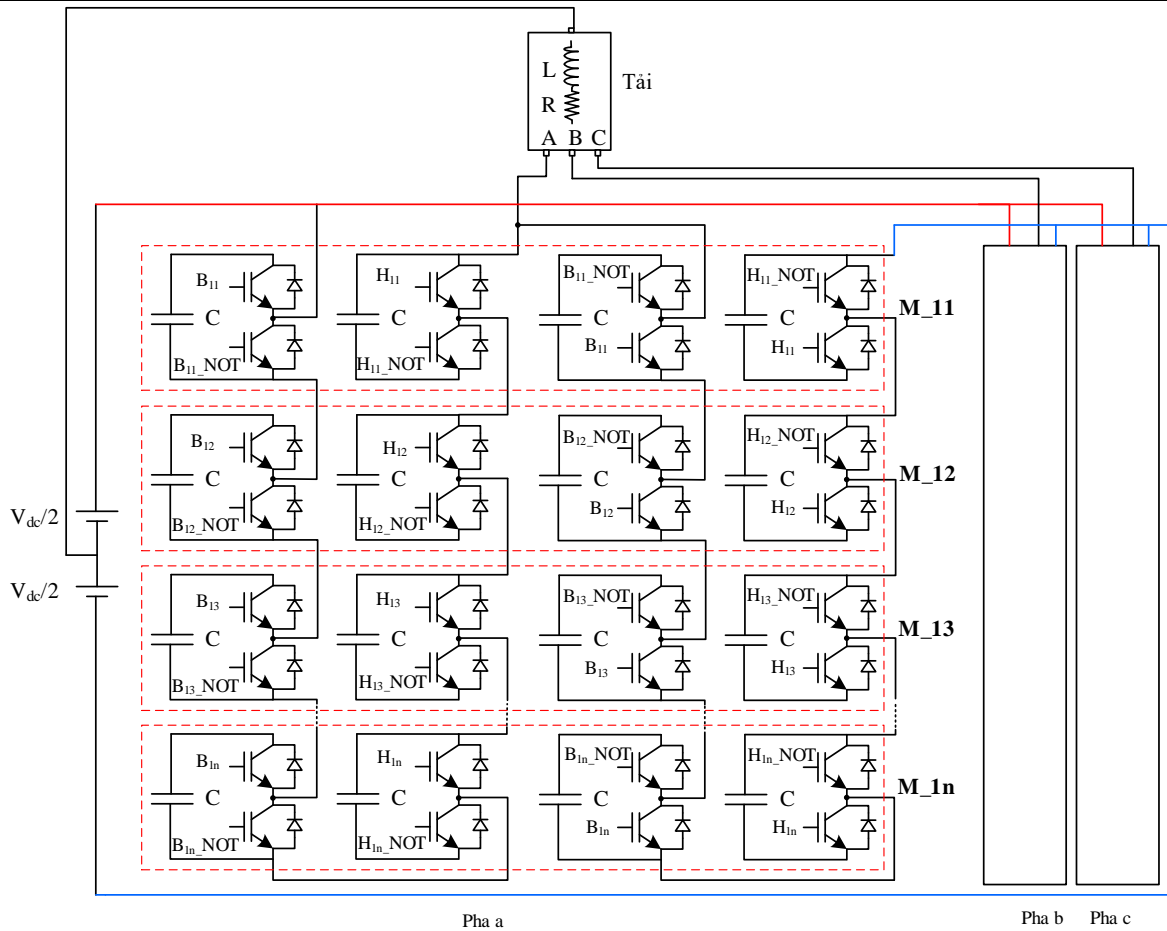
Copyright © JTE. This is an open access article distributed under the terms and conditions of the [Creative Commons Attribution-NonCommercial 4.0 International License](https://creativecommons.org/licenses/by-nc/4.0/) which permits unrestricted use, distribution, and reproduction in any medium for non-commercial purpose, provided the original work is properly cited.

## 1. Giới thiệu

Xu hướng thiết kế các bộ biến đổi công suất dạng mô-đun đang ngày càng trở nên phổ biến trong các hệ thống điện tử công suất hiện đại nhờ vào những lợi ích vượt trội về khả năng mở rộng, tính linh hoạt và bảo trì [1]. Các bộ biến đổi công suất mô-đun sử dụng cấu trúc mô-đun độc lập, mỗi mô-đun có thể thực hiện một chức năng biến đổi công suất nhất định và có thể thay thế, nâng cấp hoặc bảo trì dễ dàng mà không ảnh hưởng đến toàn bộ hệ thống. Việc áp dụng mô-đun giúp tăng cường tính mở rộng của hệ thống, cho phép người dùng dễ dàng bổ sung hoặc thay đổi công suất mà không cần phải thiết kế lại toàn bộ hệ thống [2]. Ngoài ra, thiết kế mô-đun cũng mang lại ưu điểm trong việc giảm thiểu sự phức tạp trong sản xuất và kiểm tra, đồng thời làm tăng khả năng phân tán tải và cải thiện hiệu suất nhiệt. Khi một mô-đun gặp sự cố, các mô-đun khác vẫn có thể tiếp tục hoạt động, giúp nâng cao độ tin cậy và giảm thiểu thời gian ngừng hoạt động của hệ thống. Đặc biệt bộ biến đổi đa bậc kiểu tụ điện liên kết các mô-đun [3], mô-đun half bridge [4], mô-đun cascade [5] có những đặc điểm ưu việt hơn hẳn các bộ biến đổi thông thường khác như cho hiệu suất cao, có khả năng mở rộng đáp ứng bất kỳ cấp điện áp yêu cầu nào từ đó nâng cao được chất lượng và hiệu quả việc chuyển đổi năng lượng.

Phương pháp điều chế độ rộng xung vec-tơ không gian là một kỹ thuật điều chế xung chuyển mạch rất quan trọng trong các bộ biến đổi công suất đa bậc, đặc biệt là trong các ứng dụng điều khiển động cơ và truyền tải điện [6]. SVPWM giúp tối ưu hóa việc sử dụng năng lượng và giảm thiểu các sóng hài trong điện áp ngõ ra của bộ biến đổi công suất, qua đó cải thiện hiệu suất và độ tin cậy của hệ thống [7]. Trong các bộ biến đổi công suất đa bậc, SVPWM được sử dụng để điều chế các vec-tơ không gian sao cho tín hiệu điện áp ngõ ra có thể đạt được các bậc điện áp mong muốn mà không làm giảm chất lượng điện năng. Phương pháp SVPWM hoạt động bằng cách xác định các vectơ điện áp mục tiêu trong không gian điều khiển và sau đó điều chế xung chuyển mạch để thực thi các vec-tơ này một cách chính xác [8]. Bằng cách này, SVPWM giúp phân phối năng lượng một cách đồng đều giữa các pha, từ đó giảm thiểu thành phần sóng hài và tối ưu hóa việc sử dụng điện áp cung cấp. Đặc biệt, trong các bộ biến đổi công suất đa bậc, việc sử dụng SVPWM giúp tái tạo điện áp ngõ ra có độ phân giải cao hơn so với các phương pháp điều chế xung truyền thống, nhờ vào việc chia nhỏ các mức điện áp. Điều này không chỉ cải thiện hiệu suất hệ thống mà còn nâng cao chất lượng điện năng trong các ứng dụng như năng lượng tái tạo, truyền tải điện cao áp và điều khiển động cơ.

Các bộ biến đổi công suất đa pha, đa bậc hiện nay được điều khiển bởi một bộ xử lý trung tâm điển hình [6]. Nhiệm vụ chính của bộ điều khiển trung tâm có thể là xuất các tín hiệu điều khiển đến các mạch lái công suất [9], đến các mô-đun, điều khiển và cân bằng điện áp trên các tụ điện [10], điều khiển và cân bằng điện áp giữa các mô-đun, điều khiển và cân bằng dòng điện giữa các pha, điều khiển và cân bằng dòng điện của các nhánh [11]... Chính vì vậy, các bộ điều khiển trung tâm này có số lượng ngõ vào và ngõ ra rất lớn, phải có khả năng xử lý ở tốc độ cao, và thường có chi phí khá cao [12]. Đây sẽ là một nhược điểm rất lớn nếu số lượng mô-đun trong hệ thống tăng lên, đòi hỏi các nhà nghiên cứu phải đánh giá tổng thể, tìm kiếm các giải pháp nhằm có thể đảm bảo hệ thống hoạt động và vận hành tin cậy, đáp ứng tốt các chỉ tiêu chất lượng hệ thống [13]. Các bộ biến đổi công suất điều khiển phân tán mang lại nhiều ưu điểm vượt trội, đặc biệt trong các hệ thống điện năng lớn và phức tạp. Một trong những ưu điểm chính là khả năng cải thiện độ tin cậy và tính linh hoạt của hệ thống [14]. Khi được thiết kế theo cấu trúc phân tán, mỗi bộ điều khiển cục bộ của biến đổi công suất có thể hoạt động độc lập hoặc phối hợp với các bộ khác, giúp giảm thiểu rủi ro khi có sự cố xảy ra của hệ thống [15]. Nếu một bộ biến đổi gặp sự cố, các bộ khác vẫn có thể tiếp tục vận hành mà không làm gián đoạn toàn bộ hệ thống [16]. Bên cạnh đó, điều khiển phân tán cũng giúp tối ưu hóa việc phân phối tải và cải thiện hiệu suất tổng thể của hệ thống. Các bộ biến đổi công suất có thể điều chỉnh công suất riêng lẻ dựa trên tình trạng hoạt động của từng mô-đun, giảm thiểu tổn thất và tăng khả năng điều chỉnh động [17]. Điều này cũng hỗ trợ việc bảo trì và nâng cấp hệ thống dễ dàng hơn, vì mỗi mô-đun có thể được thay thế hoặc sửa chữa mà không ảnh hưởng đến các bộ biến đổi khác. Thêm vào đó, cấu trúc phân tán còn giúp giảm độ phức tạp trong thiết kế và vận hành, đồng thời nâng cao tính ổn định và hiệu quả cho các ứng dụng trong năng lượng tái tạo, truyền tải điện và các hệ thống công nghiệp quy mô lớn [18].



**Hình 1.** Cấu trúc kết nối khóa công suất dạng mô-đun hoá của MMC

Bài báo này giới thiệu cấu trúc điều khiển phân tán bộ biến đổi công suất ba pha, đa bậc dạng mô-đun như Hình 1 trình bày, mỗi mô-đun bao gồm một cặp công tắc chuyển mạch với 1 tụ điện và một bộ điều khiển cục bộ. Kỹ thuật điều chế độ rộng xung vec-tơ không gian được triển khai trên cơ sở kế thừa nghiêm cứu [16] để tìm kiếm tín hiệu PWM cho mỗi mô-đun. Các mô-đun sẽ trao đổi thông tin vị trí với các mô-đun lân cận nhằm tìm kiếm vị trí của mô-đun trong ba pha, tổng số mô-đun trong một pha, vị trí pha mà mô-đun đang định vị. Thuật toán SVPWM thực hiện tìm kiếm tín hiệu PWM trong mỗi mô-đun với số lượng phép tính giảm đi đáng kể khi so sánh với giải thuật SVPWM truyền thống.

## 2. Phương pháp nghiên cứu

### 2.1. Cấu trúc đề xuất

Hình 1 trình bày cấu trúc liên kết khóa công suất của các mô-đun với nhau, mỗi mô-đun có 4 cặp transistor có cực điều khiển cách ly (IGBT) kết nối theo cấu trúc bán cầu với một tụ điện. Trong khi đó, một đề xuất giao tiếp được đề xuất cho bộ biến đổi công suất ba pha, đa bậc điều khiển phân tán được trình bày trong Hình 2. Chức năng của các chân tín hiệu mỗi mô-đun được trình bày trong Bảng 1. Tín hiệu EN cho phép một mô-đun hoạt động hoặc ngừng hoạt động.

### 2.2. Thuật toán SVPWM được đề xuất

Gọi  $p$  là số pha của bộ biến đổi công suất (trong nghiên cứu này  $p = 3$ ),  $i_p$  là thông tin vị trí của mô-đun trong các pha. Để xác định vị trí của mô-đun đang định vị trong pha nào, nghiên cứu sử dụng phương pháp đánh số thứ tự đơn giản như phương trình (1), (2) trình bày. Mô-đun đầu tiên trong chuỗi liên kết dọc không có thông tin nên  $i_{p\_in} = 0$ .

$$i_{p\_out}^k = i_{p\_in}^k + I \quad (1)$$

$$i_p^k = i_{p\_out}^k \quad (2)$$

**Bảng 1. Số lượng và chức năng các ngõ vào và ra của một mô-đun**

Ký hiệu	Mô tả
$EN$	Cho phép hoặc không cho phép hoạt động
$V_{rf\_in}$	Nhận tín hiệu biên độ điện áp tham chiếu từ mô-đun phía trước trong một pha
$F_{rf\_in}$	Nhận tín hiệu tần số điện áp tham chiếu từ mô-đun phía trước trong một pha
$i_{n+1}$	Nhận tín hiệu vị trí từ mô-đun phía trước trong một pha
$i_{n-1}$	Truyền tín hiệu vị trí đến mô-đun tiếp theo trong một pha
$i_{p\_in}$	Nhận tín hiệu vị trí từ mô-đun phía trước trong một cột
$i_{p\_out}$	Truyền tín hiệu vị trí đến mô-đun tiếp theo trong một cột
$N_{cp\_in}$	Nhận tín hiệu tổng số mô-đun từ mô-đun phía trước trong một pha
$N_{cp\_out}$	Truyền tín hiệu tổng số mô-đun đến mô-đun tiếp theo trong một pha
$clk_{in}, clk_{out}$	Truyền và nhận tín hiệu đồng bộ
$V_{rf\_out}$	Truyền tín hiệu biên độ điện áp tham chiếu đến mô-đun tiếp theo trong một pha
$F_{rf\_out}$	Truyền tín hiệu tần số điện áp tham chiếu đến mô-đun tiếp theo trong một pha
$S1, S1, S2, S2$	Tín hiệu điều khiển PWM

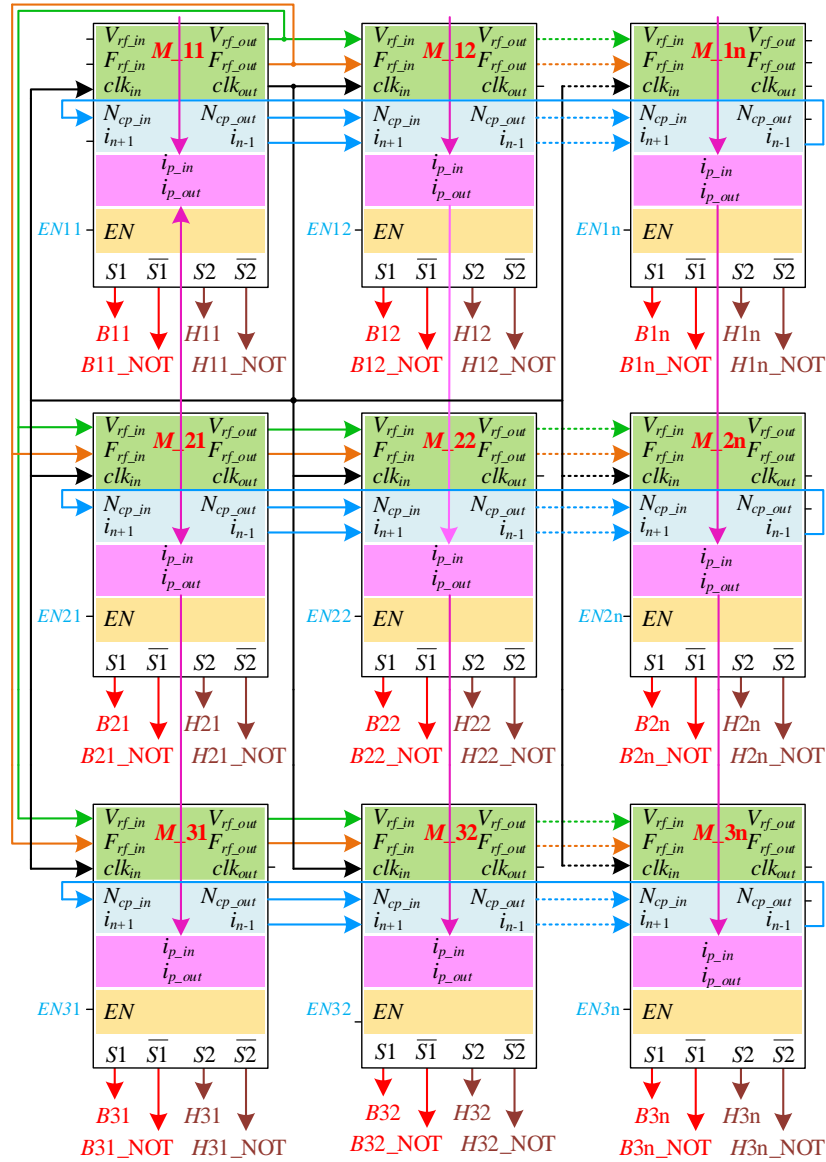
Một qui trình tương tự được thiết lập nhằm xác định vị trí của các mô-đun  $i_n^k$  trong mỗi pha như phương trình (3)-(5) trình bày. Mô-đun đầu tiên trong mỗi pha không có thông tin nên  $i_{n+1}^k = 0$ . Thông tin vị trí của mô-đun cuối cùng trong mỗi pha chính là tổng số mô-đun đang được kích hoạt  $N_{cp}^k$ , tín hiệu này lần lượt được truyền từ mô-đun đầu tiên đến mô-đun cuối cùng trong mỗi pha.

$$i_{n-1}^k = i_{n+1}^k + 1 \quad (3)$$

$$i_n^k = i_{n-1}^k \quad (4)$$

$$N_{cp}^k = N_{cp\_out}^k = N_{cp\_in}^k \quad (5)$$

$$v_{ref}^k = \begin{cases} V_{rf\_in} \sin(\omega t) \\ V_{rf\_in} \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ V_{rf\_in} \sin(\omega t + \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (6)$$



**Hình 2.** Sơ đồ kết nối giao tiếp giữa các mô-đun

Điện áp tham chiếu ba của bộ biến đổi công suất ba pha, đa bậc được đề xuất theo phương trình (6), trong đó  $V_{rf\_in}$  là biên độ của điện áp tham chiếu. Sơ đồ khối tìm kiếm vec-tơ và thời gian chuyển mạch được khái quát như Hình 3 trình bày. Với SVPWM đa bậc, điện áp điều chế đa bậc có thể xem như là một số nguyên lần biên độ điện áp chênh lệch giữa hai bậc  $V_{2L}$  như phương trình (7) trình bày.

$$v_r^k = \frac{V_{ref}^k}{V_{2L}^k} = [v_{r1}^k \quad v_{r2}^k \quad v_{r3}^k]^T \quad (7)$$

Biên độ điện áp tham chiếu đa pha, đa bậc có thể được phân tách thành phần nguyên và phần dư như biểu thức (8) và (9) trình bày. Hàm toán tử  $floor(x)$  được dùng làm tròn các phần tử của  $x$  đến số nguyên gần nhất hướng tới vùng vô cực âm. Vec-tơ  $v_{fs}$  được khởi tạo từ vec-tơ  $v_f$ , điều này được thực hiện bằng cách sắp xếp theo thứ tự giảm dần các phần tử của vec-tơ  $v_f$ , như phương trình (10) trình bày.

$$v_i^k = \text{floor}(v_r^k) \quad (8)$$

$$v_f^k = v_r^k - v_i^k \quad (9)$$

$$v_{fs}^k = \text{sort}(v_f^k) = [v_{fs1}^k \quad v_{fs2}^k \quad v_{fs3}^k]^T \quad (10)$$

Khởi tạo một ma trận A có một hàng và  $(p+1)$  cột như phương trình (11). Phần tử đầu tiên của ma trận A luôn có giá trị 0, các phần tử còn lại được xác định theo phương trình (12).

Vec-tơ chuyển mạch của kỹ thuật điều chế hai bậc được tìm kiếm theo phương trình (13), với ma trận D được mô tả trong biểu thức (14).

Vec-tơ chuyển mạch  $v_s$  được tính toán bằng cách thêm phần nguyên của điện áp tham chiếu mỗi pha  $v_i(i_p, I)$  vào các vec-tơ dịch chuyển theo biểu thức (15). Thời gian chuyển mạch tương ứng với mỗi vec-tơ chuyển mạch được tính toán từ các phần tử của  $v_{fs}$  bằng cách sử dụng các phương trình từ (16) đến (20). Hàm  $\max(x)$  (21) được sử dụng để tìm kiếm giá trị lớn nhất của các phần tử trong vec-tơ chuyển mạch  $v_s$ . Tín hiệu điều khiển PWM cho các khóa công suất IGBT của mỗi mô-đun trong Hình 1 được thực hiện theo phương trình (22) và (23). Nếu tín hiệu điều khiển bằng 0, IGBT tương đương ở trạng thái không dẫn; nếu tín hiệu điều khiển bằng 1, IGBT tương đương ở trạng thái dẫn. Ngoài hai trạng thái 0 và 1, IGBT chuyển mạch với thời gian chuyển mạch  $t_s$  như minh họa trong Hình 4; thời gian tính toán chuyển mạch  $t_{on}$  và  $t_{off}$  được thực hiện bằng phương trình (24) và (25).

$$A^k = [0 \quad A_2^k \quad A_3^k \quad A_4^k] \quad (11)$$

$$A_g^k = \begin{cases} 1 & \text{if } [v_f(i_p^k, I)] = v_{fs}(g, I) \\ 0 & \text{if } [v_f(i_p^k, I)] \neq v_{fs}(g, I) \end{cases} \quad (12)$$

with  $g = 2 : 4$

$$v_d^k = A^k D^k = [v_{d1}^k \quad v_{d2}^k \quad v_{d3}^k \quad v_{d4}^k] \quad (13)$$

$$D^k = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$v_s^k = v_d^k + v_i^k(i_p^k, I) = [v_{s1}^k \quad v_{s2}^k \quad v_{s3}^k \quad v_{s4}^k] \quad (15)$$

$$t_s^k = [t_{s1}^k \quad t_{s2}^k \quad t_{s3}^k \quad t_{s4}^k] \quad (16)$$

$$\sum_{u=1}^{u=p+1} t_{su}^k = 1 \quad (17)$$

$$t_{s1}^k = 1 - v_{fs}^k(1, I) \quad (18)$$

$$t_{p+1}^k = v_{fs}^k(p+1, I) \quad (19)$$

$$t_j^k = v_{fs}^k(j-1, I) - v_{fs}^k(j, I) \quad (20)$$

$$v_{smax}^k = \max(v_s^k) \quad (21)$$

$$B = \begin{cases} 0 & \text{if } v_{smax}^k < 0 \\ 1 & \text{if } (v_{smax}^k > 0) \text{ and } (v_{smax}^k \neq i_n^k) \\ PWM(t_s^k) & \text{if } (v_{smax}^k > 0) \text{ and } (v_{smax}^k = i_n^k) \end{cases} \quad (22)$$

$$H = \begin{cases} 1 & \text{if } v_{smax}^k > 0 \\ 0 & \text{if } (v_{smax}^k \leq 0) \text{ and } (v_{smax}^k \neq -i_n^k) \\ PWM(t_s) & \text{if } (v_{smax}^k \leq 0) \text{ and } (v_{smax}^k = -i_n^k) \end{cases} \quad (23)$$

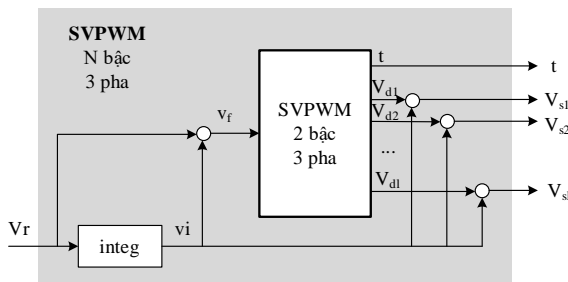
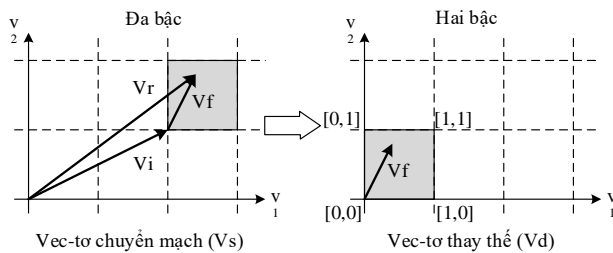
Trong phương pháp cấu trúc và điều chế được đề xuất, điện áp đầu ra là điện áp đóng góp của các mô-đun vẫn đang hoạt động trong TPMPC, chương trình điều khiển của từng mô-đun được thực hiện theo sơ đồ khối thuật toán của Hình 5.

$$t_{on} = \sum_{u=1}^{u=p+1} t_{su} \quad \text{if } (v_{su}^k = v_{smax}^k) \quad (24)$$

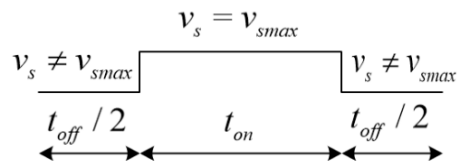
$$t_{off} = 1 - t_{on} \quad (25)$$

### 2.3. So sánh khối lượng tính toán giữa phương pháp SVPWM và phương pháp SVPWM đề xuất

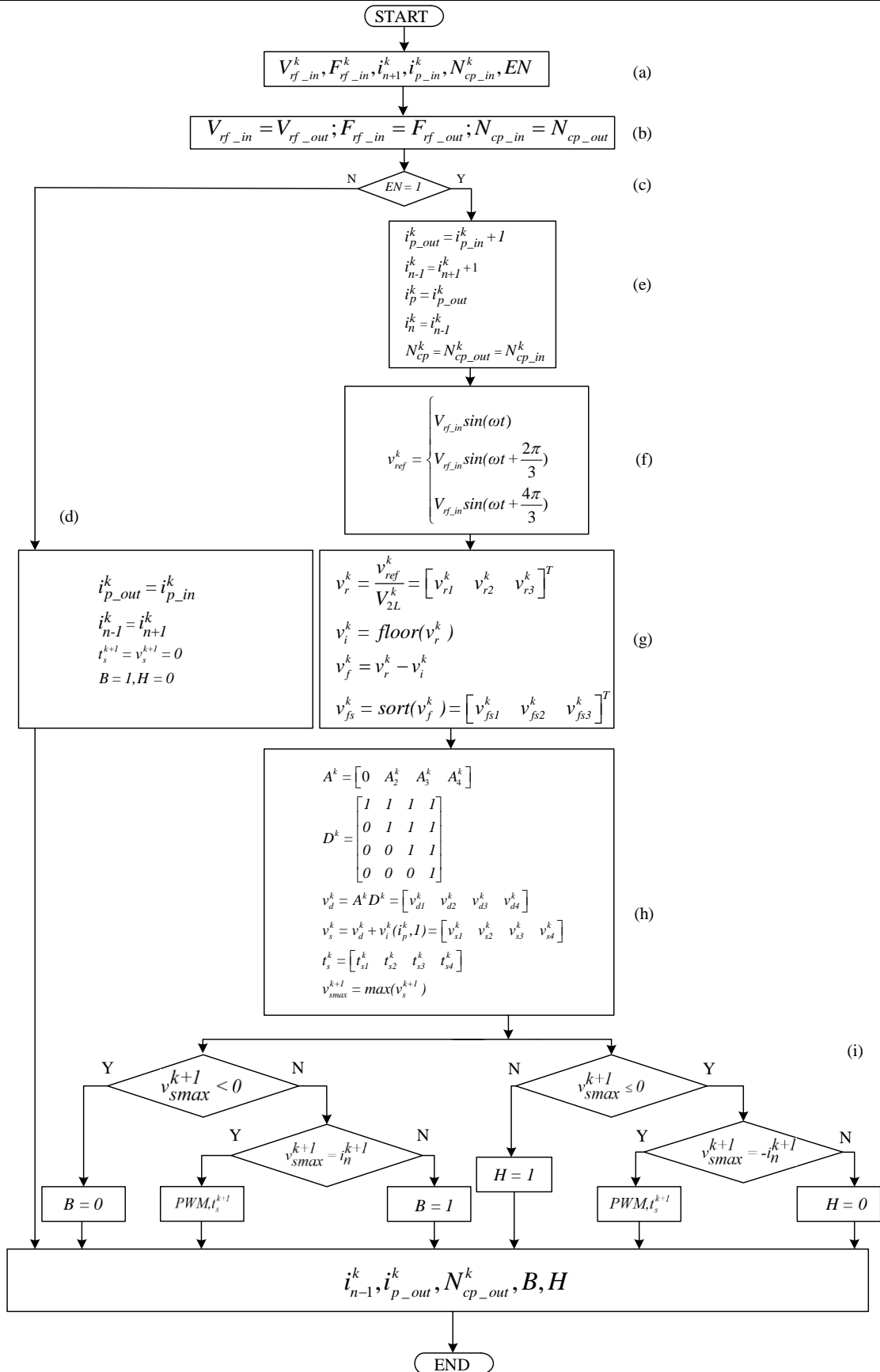
Tổng số phép tính cần thiết để nhân và cộng hai ma trận  $(A(x,y))$  và  $(B(y,z))$  được xác định bởi các biểu (28) và (29) [19]. Bảng 2 trình bày chi tiết số phép tính trong các giai đoạn điều chế khác nhau của phương pháp SVPWM [20] và kỹ thuật SVPWM được đề xuất. Kết quả tổng hợp, để thực hiện một chu kỳ chuyển mạch PWM, phương pháp SVPWM cần 222 phép tính, trong khi phương pháp được đề xuất cần 64 phép tính, tương ứng với mức giảm 3,5 lần.



Hình 3. Sơ đồ khối của SVPWM đa bậc, ba pha.



Hình 4. Tín hiệu PWM.



Hình 5. Thuật toán chương trình điều khiển mỗi mô-đun

**Bảng 2. Số phép tính trong một chu kỳ PWM của phương pháp SVPWM và SVPWM đề xuất**

Quá trình	Phương pháp SVPWM	Phương pháp SVPWM đề xuất
$v_{ref}$	$v_{ref}$ là ma trận 3x1	$v_{ref}$ là ma trận 3x1
	$N_{c1} = 3$	$N_{d1} = 3$
$v_r$	$v_r$ là ma trận 3x1	$v_r$ là ma trận 3x1
	$N_{c2} = 3$	$N_{d2} = 3$
$v_{fs}$	$v_{fs}$ là ma trận 4x1	$v_{fs}$ là ma trận 3x1
	$N_{c3} = 4$	$N_{d3} = 3$
$v_d$	$P$ là ma trận 4x4	$A$ là ma trận 1x4
	$N_{c4} = 4^2$	$N_{d4} = 4$
	Hoán vị ma trận P $N_{c5} = 4^2$	$N_{d5} = 0$
$v_d$	$v_d$ là tích của hai ma trận 4x4	$v_d$ là tích của ma trận 1x4 với ma trận 4x4
	$N_{c6} = \frac{7}{8}4^3$	$N_{d6} = \frac{7}{8}4^2$
	$N_{c7} = \frac{7}{8}4^2 \cdot 2 + \frac{9}{2}4^2$	$N_{d7} = \frac{7}{8}4 \cdot 3 + \frac{5}{4}4^2 + \frac{13}{4}4$
	$v_d$ là ma trận 3x4	$v_d$ là ma trận 1x4
$v_s$	$v_s$ là tổng của hai ma trận 3x4	$v_s$ là tổng của hai ma trận 1x4
	$N_{c8} = 3 \cdot 4$	$N_{d8} = 4$
	$v_s$ là ma trận 3x4	$v_s$ là ma trận 1x4
$t_s$	$t_s$ là ma trận 3x4	$t_s$ là ma trận 1x4
	$N_{c9} = 3 \cdot 4$	$N_{d9} = 4$

$$N_{mul} = \frac{7}{8}xyz \quad (26)$$

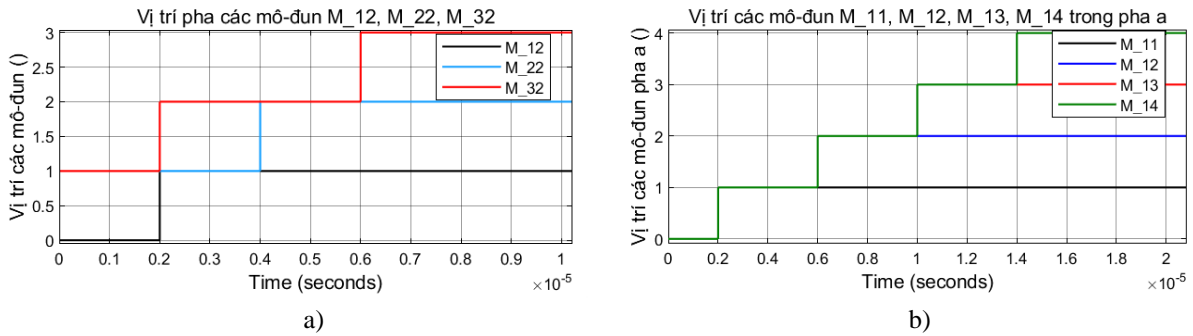
$$N_{add} = \frac{7}{8}x(y-2)z + \frac{5}{4}xy + \frac{5}{4}yz + \frac{8}{4}xz \quad (27)$$

### 3. Kết quả mô phỏng và bàn luận

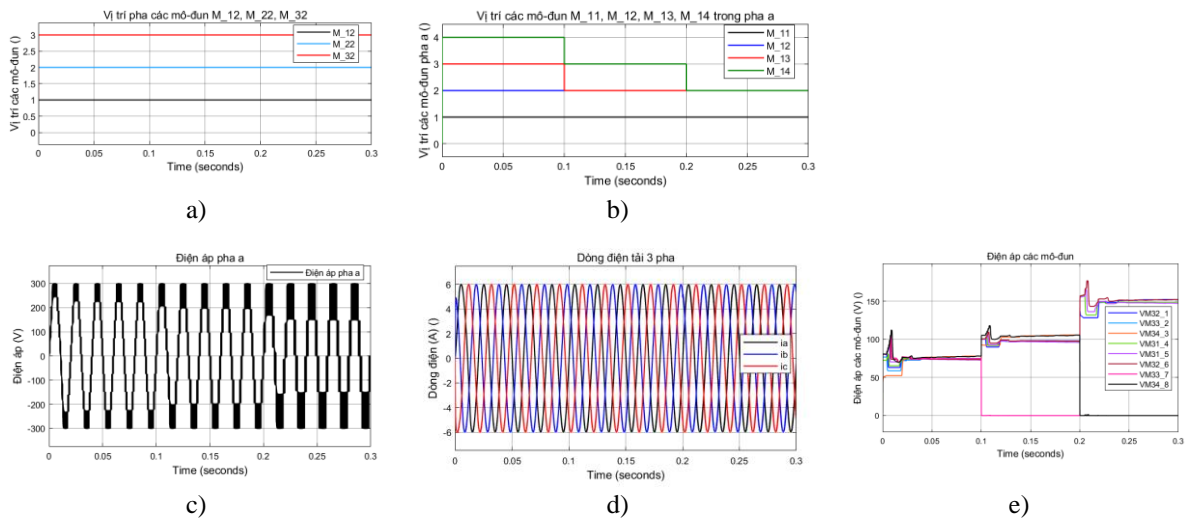
**Bảng 3. Thông số mô phỏng**

Tham số	Ký hiệu	Đơn vị	Giá trị
Điện áp một chiều	$V_{dc}$	V	600
Tụ điện	$C$	F	0.01
Tải	$L$	H	0.01
	$R$	$\Omega$	50
Tần số chuyển mạch	$f_{sw}$	kHz	10
Tần số tham chiếu	$F_{rf}$	Hz	50
Điện áp tham chiếu	$V_{rf}$	V	600
Thời gian lấy mẫu	$T_s$	s	$10^{-6}$

Bộ biến đổi công suất ba pha, 9 bậc được xây dựng trên phần mềm Matlab; mỗi pha có 4 mô-đun ghép nối tiếp; Các thông số mô phỏng được trình bày trong Bảng 3. Hình 6 trình bày quá trình các mô-đun tự xác định vị trí của chúng trong các pha và cột. Sau ba bước tính toán, các mô-đun đã xác định được vị trí pha của chúng và sau bốn bước tính toán, các mô-đun đã xác định được vị trí của chúng trong các pha. Hình 7 trình bày các đáp ứng về vị trí các mô-đun, điện áp pha a, dòng tải ba pha khi: hệ thống khởi động với tất cả bốn mô-đun được kích hoạt; tại thời điểm 0.1 giây, các mô-đun cột 3 ( $M_{13}$ ,  $M_{23}$ ,  $M_{33}$ ) ngưng hoạt động; tại thời điểm 0.2 giây các mô-đun cột 4 ( $M_{14}$ ,  $M_{24}$ ,  $M_{34}$ ) ngưng hoạt động.



**Hình 6.** Vị trí các mô-đun; a) Vị trí các mô-đun  $M_{12}$ ,  $M_{22}$ ,  $M_{32}$ ; b) Vị trí các mô-đun  $M_{11}$ ,  $M_{12}$ ,  $M_{13}$ ,  $M_{14}$ .



**Hình 7.** Kết quả mô phỏng trong trường hợp tái cấu trúc động; a) Vị trí của các mô-đun  $M_{12}$ ,  $M_{22}$ ,  $M_{32}$ ; b) Vị trí của các mô-đun  $M_{11}$ ,  $M_{12}$ ,  $M_{13}$ ,  $M_{14}$ ; c) Điện áp pha a; d) Dòng điện tải 3 pha; e) Điện áp các mô-đun.

Khi khởi động, bộ biến đổi công suất hoạt động với đầy đủ các mô-đun. Điện áp pha ngõ ra có 9 bậc, là sự đóng góp của bốn mô-đun trong mỗi pha, tần số và biên độ của điện áp đáp ứng chính xác với tần số yêu cầu. Tại thời điểm 0,1 giây, ba mô-đun  $M_{13}$ ,  $M_{23}$ ,  $M_{33}$  ngưng hoạt động, tín hiệu đến các mô-đun đã dừng sẽ được truyền trực tiếp từ đầu vào đến đầu ra của mô-đun, 3 mô-đun đang hoạt động trong mỗi pha nhanh chóng điều chỉnh vị trí của riêng chúng, xác định lại các vec-tơ chuyển mạch và thời gian chuyển mạch thích hợp. Điện áp pha ngõ ra có 7 bậc là sự đóng góp điện áp của ba mô-đun, chênh lệch điện áp giữa các bậc dao động thấp quanh giá trị 100V. Kết quả mô phỏng cho thấy điện áp chuyển sang trạng thái mới ổn định rất nhanh, quá trình chuyển đổi ảnh hưởng không đáng kể đến chất lượng điện áp yêu cầu. Tại thời điểm 0,2 giây, ba mô-đun  $M_{14}$ ,  $M_{24}$ ,  $M_{34}$  tiếp tục được loại bỏ, các mô-đun còn lại trong các pha nhanh chóng điều chỉnh sang trạng thái mới. Điện áp pha có 5 bậc, chênh lệch điện áp giữa các bậc dao động thấp quanh giá trị 150V, tần số điện áp đáp ứng chính xác với tần số ham chiếu là 50Hz. Quá trình điều chỉnh cấu trúc, điện áp của các mô-đun được trình bày như Hình 7e.

Các thử nghiệm đã chỉ ra rằng trong quá trình vận hành, phương pháp SVPWM và cấu trúc được đề xuất có thể đảm bảo hệ thống thực hiện tái cấu trúc động, bộ biến đổi công suất không yêu cầu dừng hoạt động. Đây là một trong những yếu tố ảnh hưởng đến độ tin cậy và hoạt động của hệ thống chuyển đổi năng lượng.

#### 4. Kết luận

Nghiên cứu này đã áp dụng SVPWM cho bộ biến đổi công suất dạng mô-đun điều khiển phân tán. Các kết quả mô phỏng cho thấy hệ thống có khả năng tự động điều chỉnh tái cấu trúc động khi loại bỏ một số mô-đun trong các pha; các mô-đun sẽ tự động điều chỉnh vị trí trong từng pha và thông tin về tổng số mô-đun đang hoạt động trong mỗi pha; điện áp ngõ ra sẽ được tổng hợp chính xác theo mức đóng góp của từng mô-đun đang hoạt động. Số lượng các mô-đun vận hành trong mỗi pha cần thiết có điều kiện ràng buộc liên quan đến giới hạn điện áp thiết kế của mỗi mô-đun. Cấu trúc và phương pháp đề xuất cho thấy số lượng phép tính cần thiết trong mỗi chu kỳ PWM của mỗi bộ điều khiển mô-đun đã giảm đi rất đáng kể so với việc sử dụng một bộ điều khiển trung tâm. Trong cấu trúc đề xuất, điện áp các tụ điện có ảnh hưởng đến chất lượng điện năng ngõ ra, các nội dung này sẽ tiếp tục được đánh giá trong các nghiên cứu tiếp theo.

#### Lời cảm ơn

Chúng tôi xin cảm ơn Trường Đại học Bách Khoa, ĐHQG-HCM đã hỗ trợ thời gian, phương tiện và cơ sở vật chất cho nghiên cứu này.

#### Xung đột lợi ích

Các tác giả tuyên bố không có xung đột lợi ích trong bài báo này.

#### TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] C. Burgos-Mellado *et al.*, "Cyber-Attacks in Modular Multilevel Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 37, no. 7, pp. 8488–8501, 2022, doi: 10.1109/TPEL.2022.3147466.
- [2] M. Jafari *et al.*, "New Voltage Balancing Technique Based on Carrier-Disposition Pulse Width Modulation for Modular Multilevel Converter," *2020 IEEE Power Energy Conf. Illinois, Peci 2020*, pp. 0–4, 2020, doi: 10.1109/PECI48348.2020.9064635.
- [3] P. B. Malidarreh, D. A. Khaburi, and J. Rodriguez, "Capacitor Voltage Imbalance Reduction in Flying Capacitor Modular Multilevel Converters by using Model Predictive Control," *2020 11th Power Electron. Drive Syst. Technol. Conf. PEDSTC 2020*, no. Iiiv, pp. 2–5, 2020, doi: 10.1109/PEDSTC49159.2020.9088411.
- [4] M. D. Islam, R. Razzaghi, and B. Bahrani, "Arm-Sensorless Sub-Module Voltage Estimation and Balancing of Modular Multilevel Converters," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 35, no. 2, pp. 957–967, 2020, doi: 10.1109/TPWRD.2019.2931287.
- [5] Y. Jin *et al.*, "A Novel Submodule Voltage Balancing Scheme for Modular Multilevel Cascade Converter - Double-Star Chopper-Cells (MMCC-DSCC) Based STATCOM," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 83058–83073, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2924609.
- [6] O. Lopez *et al.*, "Carrier-based PWM equivalent to multilevel multiphase space vector PWM techniques," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 67, no. 7, pp. 5220–5231, 2020, doi: 10.1109/TIE.2019.2934029.
- [7] E. Robles, M. Fernandez, J. Zaragoza, I. Aretxabaleta, I. M. De Alegria, and J. Andreu, "Common-Mode Voltage Elimination in Multilevel Power Inverter-Based Motor Drive Applications," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 2117–2139, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3137892.
- [8] O. Lopez *et al.*, "Space-Vector PWM with Common-Mode Voltage Elimination for Multiphase Drives," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 12, pp. 8151–8161, 2016, doi: 10.1109/TPEL.2016.2521330.
- [9] A. Mora *et al.*, "Model-predictive-control-based capacitor voltage balancing strategies for modular multilevel converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 66, no. 3, pp. 2432–2443, 2019, doi: 10.1109/TIE.2018.2844842.
- [10] R. Palanisamy, V. Shanmugasundaram, S. Vidyasagar, V. Kalyanasundaram, and K. Vijayakumar, "A SVPWM Control Strategy for Capacitor Voltage Balancing of Flying Capacitor Based 4-Level NPC Inverter," *J. Electr. Eng. Technol.*, vol. 15, no. 6, pp. 2639–2649, 2020, doi: 10.1007/s42835-020-00533-3.
- [11] Y. S. Roh, Y. J. Moon, J. Park, M. G. Jeong, and C. Yoo, "A multiphase synchronous buck converter with a fully integrated current balancing scheme," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 9, pp. 5159–5169, 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2368130.
- [12] 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, 2016, doi: 10.1109/TIE.2016.2514346.
- [13] J. Chen, S. Wang, J. Liang, R. Navaratne, and W. Ming, "Decentralized Control for Multi-Terminal Cascaded Medium-Voltage Converters Considering Multiple Crossovers," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 39, no. 1, pp. 467–478, 2024, doi: 10.1109/TPWRD.2023.3268829.
- [14] J. Su, K. Li, L. Zhang, X. Pan, and J. Yu, "A Decentralized Power Allocation Strategy for Dynamically Forming Multiple Hybrid Energy Storage Systems Aided With Power Buffer," *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 14, no. 3, pp. 1714–1724, 2023, doi: 10.1109/TSTE.2023.3244335.

- [15] G. Gateau, M. Cousineau, M. Mannes-Hillesheim, and P. Q. Dung, "Digital decentralized current control for parallel multiphase converter," *Proc. IEEE Int. Conf. Ind. Technol.*, vol. 2019-Febru, pp. 1761–1766, 2019, doi: 10.1109/ICIT.2019.8755049.
- [16] P. C. Nguyen, Q. D. Phan and D. T. Nguyen, "Implementation Decentralized Space Vector PWM Method for Multilevel Multiphase Converters," in *IEEE Access*, vol. 12, pp. 20663-20678, 2024, doi: 10.1109/ACCESS.2024.3358204.
- [17] Q. D. Phan *et al.*, "A fast, decentralized, self-aligned carrier method for multicellular converters," *Appl. Sci.*, vol. 11, no. 1, pp. 1–34, 2021, doi: 10.3390/app11010137.
- [18] S. Peyghami, H. Mokhtari, and F. Blaabjerg, "Autonomous operation of a hybrid AC/DC microgrid with multiple interlinking converters," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 9, no. 6, pp. 6480–6488, 2018, doi: 10.1109/TSG.2017.2713941.
- [19] B. Johansson and E. Osterberg, "Algorithms for Large Matrix Multiplications: Assessment of Strassen's Algorithm," 2018.
- [20] Ó. López, J. Álvarez, J. Doval-Gandoy, F. Freijedo, A. Nogueiras, and C. M. Peñalver, "Multilevel multiphase space vector PWM algorithm applied to three-phase converters," *IECON Proc. (Industrial Electron. Conf.)*, vol. 55, no. 5, pp. 3290–3295, 2008, doi: 10.1109/IECON.2008.4758487.

**Phu Cong Nguyen** was born in Ho Chi Minh City, Vietnam, on March 28, 1983. He is currently working at the Department of Electrical and Electronics Engineering, Ho Chi Minh City University of Industry and Trade (HUIT). He is currently studying towards the Ph.D. degree at the Faculty of Electrical and Electronics Engineering, Ho Chi Minh City University of Technology (HCMUT), Vietnam National University Ho Chi Minh City. His research interests include power electronics and automatic controls. His current research interests include multilevel, multiphase decentralized power converters.

Email: [npcong.sdh21@hcmut.edu.vn](mailto:npcong.sdh21@hcmut.edu.vn). ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-3676-7524>

**Quoc Dung Phan** was born in Saigon (now Ho Chi Minh City), Vietnam, in 1967. He received his Dipl.-Eng. degree in electromechanical engineering from Donetsk Polytechnic Institute, Donetsk City, USSR (now Ukraine), in 1991. He received his Ph.D. degree in engineering sciences from Kyiv Polytechnic Institute, Kyiv City, Ukraine, in 1995. Currently, he is an Associate Professor in the Faculty of Electrical and Electronics Engineering at Ho Chi Minh City University of Technology (HCMUT), Vietnam National University - Ho Chi Minh City (VNU-HCM), Vietnam. His research interests include power electronics (especially multilevel and multiphase converter topology and control), control of electric machines, wind and solar power systems, artificial intelligence, and smartgrid.

Email: [pqdung@hcmut.edu.vn](mailto:pqdung@hcmut.edu.vn). ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-2289-5768>

**Dinh Tuyen Nguyen** was born in Binh Dinh, Vietnam, in 1982. He received the B.S. degree in electrical engineering from Ho Chi Minh City University of Technology, Ho Chi Minh City, Vietnam, in 2004, and a Ph.D. degree from the University of Ulsan, Ulsan, Korea, in 2012. He is currently a Lecturer with the Faculty of Electrical and Electronics Engineering, Ho Chi Minh City University of Technology. His research interests include power electronics, electrical machine drives, low-cost inverters, and renewable energy sources, particularly matrix converters.

Email: [ndtuyen@hcmut.edu.vn](mailto:ndtuyen@hcmut.edu.vn). ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-1129-4468>