

So sánh Đặc tính Các Kỹ thuật Điều khiển PWM Mạch Nghịch lưu T-NPC 3 bậc trong các Điều kiện Điện áp Tụ điện DC-link khác nhau

Lê Nguyễn Hồng Phong¹, Văn Tấn Lượng², Nguyễn Trọng Tài¹, Nguyễn Văn Nhờ^{1,*}



Use your smartphone to scan this QR code and download this article

TÓM TẮT

Bài báo trình bày một nghiên cứu so sánh về chất lượng của các kỹ thuật điều khiển PWM phổ biến cho mạch nghịch lưu T-NPC 3 bậc. Các phương pháp được khảo sát bao gồm: kỹ thuật PWM dựa trên sóng mang dạng sin (IPD-SPWM và POD-SPWM) và kỹ thuật PWM vector không gian giảm điện áp common-mode (RCMV-SVPWM). Các kỹ thuật trước tiên được phân tích lý thuyết và sau đó được triển khai cả trên mô phỏng bằng MATLAB/Simulink lẫn trên phần cứng thực nghiệm sử dụng card DSP TMS320F28377. Trong điều kiện nguồn DC-link hoàn toàn cân bằng, các phương pháp được so sánh theo các tiêu chí: độ méo dạng sóng hài (THD, WTHD) của điện áp và dòng điện ngõ ra, biên độ, phân bố phổ tần số và trị hiệu dụng của điện áp common-mode. Trong điều kiện điện áp trên các tụ DC-link dao động, độ nhấp nhô điện áp trên tụ điện và trị hiệu dụng dòng điện điểm trung tính được khảo sát. Kết quả mô phỏng và thực nghiệm trong điều kiện vận hành bình thường của mạch DC-link cho thấy kỹ thuật RCMV-SVPWM có nhiều ưu điểm hơn so với hai kỹ thuật còn lại ở khả năng khai thác nguồn điện DC-link, khả năng giảm các tác hại của CMV và khả năng giảm thiểu tổn hao chuyển mạch. Đối với điều kiện điện áp tụ điện DC-link dao động, kết quả mô phỏng cho thấy phương pháp POD-SPWM cho đáp ứng tốt hơn thông qua đặc tính độ nhấp nhô điện áp tụ điện DC-link và dòng điện điểm trung tính nhỏ hơn.

GIỚI THIỆU

Mạch nghịch lưu đa bậc (MLI) đã thu hút nhiều sự quan tâm trong những năm gần đây nhờ vào một số ưu điểm so với các mạch nghịch lưu 2 bậc (2L VSI) truyền thống, ví dụ như: có khả năng hoạt động ở điện áp cao và công suất lớn, có độ méo dạng điện áp và dòng điện ngõ ra thấp, có khả năng giảm hoặc loại bỏ điện áp common-mode (CMV) xuống các mức thấp, thậm chí MLI có thể triệt tiêu CMV [1] [2]. MLI bao gồm 3 cấu hình chính: dạng diode kẹp điểm trung tính (NPC), dạng tụ điện kẹp (FC) và dạng cầu H ghép tầng (CHB) [1]. Cấu hình NPC do đơn giản được sử dụng rộng rãi trong công nghiệp và được chia làm hai cấu hình phụ: NPC thông thường (được gọi chung là NPC) và NPC kiểu T (được gọi là T-NPC). Sơ đồ T-NPC 3 bậc (3L T-NPC) được giới thiệu lần đầu vào năm 2010 [3]. So với sơ đồ 3L NPC, sơ đồ 3L T-NPC loại bỏ các diode kẹp, giảm chi phí lắp đặt. Sơ đồ T-NPC có công suất tổn hao dẫn điện thấp hơn, như công suất tổng hao chuyển mạch lớn hơn so với NPC [4] [5].

Sơ đồ 3L T-NPC thường được sử dụng trong các hệ thống hoạt động với điện áp hạ thế, tần số chuyển mạch trong phạm vi 4-25 kHz, ví dụ như: hệ thống điện mặt trời (PV), hệ thống truyền động điện tốc độ thay đổi (VSD) [6]. Hình 1 thể hiện sơ đồ mạch

nghịch lưu T-NPC 3 bậc cấp nguồn cho động cơ không đồng bộ ba pha.

Các kỹ thuật PWM điều khiển mạch 3L T-NPC làm phát sinh CMV. CMV là nguyên nhân gây ra nhiều vấn đề như:

- Trong ứng dụng điều khiển động cơ: Tạo ra điện áp cảm ứng đầu trục và dòng điện ổ bi của động cơ, theo thời gian sẽ dẫn đến làm giảm đáng kể tuổi thọ ổ bi [7] [8] [9].
- Trong các ứng dụng hệ thống PV, CMV gây ra dòng điện common-mode (CMC), chạy qua điện dung tán giữa các tấm pin PV và mass làm mất an toàn điện [10].

Để giảm thiểu tác hại của CMV, các phương pháp điều khiển giảm CMV (RCMV) được sử dụng do tiết kiệm và linh hoạt [7] [8] [10].

Một vấn đề khác quan trọng đối với nghịch lưu 3 bậc NPC là hiện tượng mất cân bằng điện áp DC, làm ảnh hưởng xấu đến chất lượng ngõ ra của mạch nghịch lưu, như gây quá điện áp có thể làm hỏng linh kiện và làm tăng THD dòng điện ngõ ra [11]. Do đó, việc nghiên cứu đặc tính CMV, và đặc tính điện áp DC-link trong các phương pháp điều khiển PWM cho mạch 3L T-NPC có ý nghĩa quan trọng.

Đối với mạch 3L T-NPC, có 2 nhóm phương pháp điều khiển PWM chính: PWM dựa trên sóng mang (CBPWM) và PWM sử dụng vector không gian

¹Khoa Điện-Điện tử, Trường Đại học Bách khoa-Đại học Quốc gia Thành phố Hồ Chí Minh

²Khoa Công nghệ Điện-Điện tử, Trường Đại học Công Thương Thành phố Hồ Chí Minh

Liên hệ

Nguyễn Văn Nhờ, Khoa Điện-Điện tử, Trường Đại học Bách khoa-Đại học Quốc gia Thành phố Hồ Chí Minh

Email: nvno@hcmu.edu.vn

Lịch sử

- Ngày nhận: 08-06-2025
- Ngày sửa đổi: 09-01-2026
- Ngày chấp nhận: 03-07-2026
- Ngày đăng: 23-09-2026

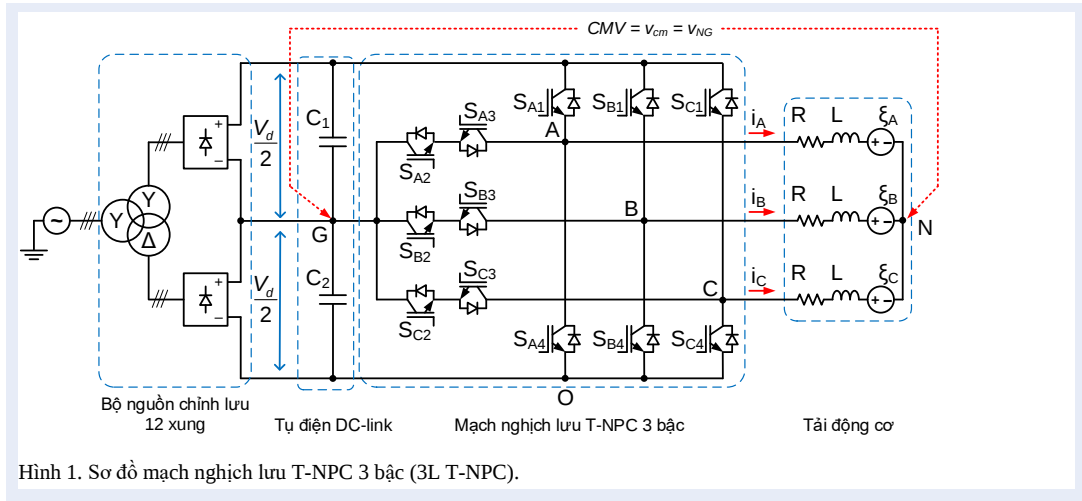
DOI: <https://doi.org/10.32508/vnuhcmj-et.v9i3.1526>



Bản quyền

© Tạp chí ĐHQG Tp.HCM. Đây là bài báo công bố mở được phát hành theo các điều khoản của the Creative Commons Attribution 4.0 International license.

Trích dẫn bài báo này: Phong L N H, Lượng V T, Tài N T, Nhờ N V. So sánh Đặc tính Các Kỹ thuật Điều khiển PWM Mạch Nghịch lưu T-NPC 3 bậc trong các Điều kiện Điện áp Tụ điện DC-link khác nhau. VNUHCM J. Eng. Technol. 2026; 9(3): 3339-3358.



Hình 1. Sơ đồ mạch nghịch lưu T-NPC 3 bậc (3L T-NPC).

(SVPWM). Đối với phương pháp CBPWM, khả năng RCMV tùy thuộc vào cách bố trí sóng mang. Ngược lại, phương pháp SVPWM sử dụng các vector có biên độ CMV nhỏ để thực hiện giảm áp CMV. Tuy nhiên, vấn đề khảo sát so sánh các đặc điểm các phương pháp trên chưa được các nhóm nghiên cứu quan tâm. Do đó, bài báo này tập trung khảo sát các vấn đề trên. Bài báo được tổ chức theo cấu trúc sau đây:

Phần 2 trước tiên định nghĩa các trạng thái đóng ngắt và giản đồ vector không gian của mạch 3L T-NPC, sau đó phân tích lý thuyết cho các kỹ thuật điều khiển IPD-SPWM, POD-SPWM và RCMV-SVPWM.

Phần 3 trình bày kết quả mô phỏng, kết quả thực nghiệm và các nhận xét, đánh giá cho ba phương pháp trong hai điều kiện của điện áp trên tụ điện DC-link: điều kiện cân bằng và điều kiện dao động tự do.

Phần 4 là phần kết luận.

PHÂN TÍCH CÁC KỸ THUẬT CBPWM VÀ SVPWM CHO MẠCH NGHỊCH LƯU 3L T-NPC

Định nghĩa trạng thái đóng ngắt và giản đồ vector không gian

Xét sơ đồ mạch 3L T-NPC như Hình 1. Trạng thái đóng ngắt của mỗi khóa $S_{X1} \dots S_{X4}$, $X = \{A, B, C\}$ được

xác định như Bảng I.

Định Nghĩa Các Trạng Thái Đóng Ngắt Của mạch 3L T-Npc, $X = \{A, B, C\}$

BẢNG I

ĐỊNH NGHĨA CÁC TRẠNG THÁI ĐÓNG NGẮT CỦA MẠCH 3L T-NPC, $X = \{A, B, C\}$

S_{X1}	S_{X2}	S_{X3}	S_{X4}	$S_X = S_{X1} + S_{X2}$
0	0	1	1	0
0	1	1	0	1
1	1	0	0	2

Giá trị tức thời của điện áp pha nhánh, ký hiệu v_{XO} , với O là điểm nối với cực âm của nguồn DC, được xác định theo công thức:

$$v_{XO} = S_X \frac{V_d}{2} \quad (1)$$

Bảng II liệt kê các giá trị v_{XO} ứng với từng trạng thái S_X .

BẢNG II

ĐIỆN ÁP NGÕ RA CỦA MẠCH 3L T-NPC, $X = \{A, B, C\}$

S_X	$v_{XO} = S_X (V_d/2)$
2	V_d
1	$V_d/2$
0	0

Từ các giá trị v_{XO} trong Bảng II, phương trình tổng hợp nên vector điện áp tham chiếu $\vec{v}_{ref}$ trong hệ tọa độ α - β được viết như sau:

$$\vec{v}_{ref} = \frac{2}{3} [v_{AO} + a.v_{BO} + a^2.v_{CO}] \quad (2)$$

Trong đó $a = e^{j2\pi/3}$. Đối với mạch 3L T-NPC, từ $3^3 = 27$ khả năng kết hợp của (S_A, S_B, S_C) hình thành nên 27 vector trạng thái, tương ứng với đó là 19 vector điện áp, như thể hiện trong giản đồ vector không gian (SVD) ở Hình 2.

Điện áp common-mode (CMV) được đo giữa hai điểm N (điểm trung tính tải) và G (điểm giữa của nguồn DC), xem Hình 1. Giá trị tức thời của CMV, ký hiệu là v_{cm} , được xác định theo công thức:

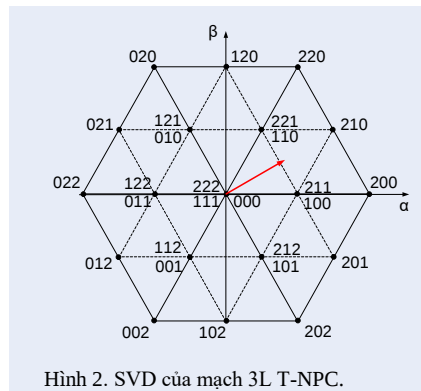
$$v_{cm} = v_{NG} = \frac{v_{AG} + v_{BG} + v_{CG}}{3} \quad (3)$$

Đồng thời, giữa v_{XO} và v_{XG} có mối quan hệ:

$$v_{XG} = v_{XO} - \frac{V_d}{2} = S_X \frac{V_d}{2} - \frac{V_d}{2} = (S_X - 1) \frac{V_d}{2} \quad (4)$$

Thay (4) vào (3) thu được kết quả:

$$v_{cm} = \frac{(S_A + S_B + S_C - 3)V_d}{6} \quad (5)$$



Hình 2. SVD của mạch 3L T-NPC.

Nếu đặt $\xi_{cm} = v_{cm}/V_d$ là biên độ CMV quy chuẩn theo V_d , khi đó từ (5) suy ra:

$$\xi_{cm} = \frac{v_{cm}}{V_d} = \frac{(S_A + S_B + S_C - 3)}{6} \quad (6)$$

Từ (5) và (6), có thể xác định trực tiếp giá trị CMV từ trạng thái (S_A, S_B, S_C) của mỗi vector đóng ngắt. Kết quả được liệt kê trong Bảng III.

Có thể thấy các vector lớn đều cho ra CMV có biên độ nhỏ ($\pm V_d/6$), trong khi các vector trung bình đều triệt tiêu CMV. Các vector nhỏ được chia làm 2 nhóm: nhóm có CMV lớn ($\pm V_d/3$) và nhóm có CMV nhỏ ($\pm V_d/6$). Đối với vector zero, có hai vector tạo ra CMV có biên độ lớn ($\pm V_d/2$) là 000 và 222. Vector 111 là vector triệt tiêu CMV.

BẢNG III
CÁC VECTOR CỦA MẠCH NGHỊCH LƯU 3L T-NPC
VÀ BIÊN ĐỘ CMV TƯƠNG ỨNG

Loại vector	Độ lớn	Các trạng thái đóng ngắt	Điện áp CMV
Vector lớn	$\frac{2V_d}{3}$	200, 020, 002	$-V_d/6$
		220, 202, 022	$+V_d/6$
Vector trung	$\frac{V_d}{\sqrt{3}}$	210, 201, 120	0
		102, 021, 012	0
Vector nhỏ	$\frac{V_d}{3}$	100, 010, 001	$-V_d/3$
		211, 112, 121	$+V_d/6$
		110, 101, 011	$-V_d/6$
		221, 212, 122	$+V_d/3$
Vector zero	0	000	$-V_d/2$
		111	0
		222	$+V_d/2$

Phân tích kỹ thuật CBPWM

Nguyên lý của CBPWM là so sánh tín hiệu điều khiển với sóng mang tần số cao, xác định trạng thái đóng ngắt của khóa.

Tín hiệu điều khiển

Vector điện áp tham chiếu của mạch 3L T-NPC có thể được biểu diễn dưới dạng:

$$\vec{v}_{ref} = |V_{ref}| e^{j\theta} \quad (7)$$

trong đó $|V_{ref}|$ là mô-đun

của $\vec{v}_{ref}$ và θ là góc pha ($0 \leq \theta \leq 2\pi$).

Trong một chu kỳ sóng mang, trị trung bình điện áp tham chiếu được xác định theo công thức:

$$\begin{cases} V_{Aref} = V_{ref} \cos \theta \\ V_{Bref} = V_{ref} \cos(\theta - 2\pi/3) \\ V_{Cref} = V_{ref} \cos(\theta + 2\pi/3) \end{cases} \quad (8)$$

Tín hiệu điện áp tham chiếu mỗi pha:

$$\begin{cases} \xi_{Aref} = 2V_{Aref}/V_d \\ \xi_{Bref} = 2V_{Bref}/V_d \\ \xi_{Cref} = 2V_{Cref}/V_d \end{cases} \quad (9)$$

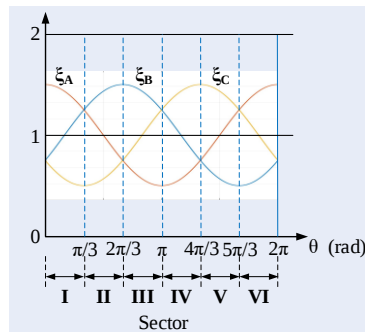
Điện áp điều khiển mỗi pha ξ_A , ξ_B , ξ_C bằng điện áp tham chiếu cộng thêm giá trị offset.

$$\begin{cases} \xi_A = \xi_{Aref} + \xi_{off} \\ \xi_B = \xi_{Bref} + \xi_{off} \\ \xi_C = \xi_{Cref} + \xi_{off} \end{cases} \quad (10)$$

Điện áp offset được ràng buộc bởi điều kiện $\xi_{off\min} \leq \xi_{off} \leq \xi_{off\max}$, trong đó các giá trị $\xi_{off\max}$ và $\xi_{off\min}$ lần lượt được xác định như sau [12]:

$$\begin{cases} \xi_{off\max} = 2 - \max(\xi_{Aref}, \xi_{Bref}, \xi_{Cref}) \\ \xi_{off\min} = -\min(\xi_{Aref}, \xi_{Bref}, \xi_{Cref}) \end{cases} \quad (11)$$

Phương pháp CBPWM sin, hay SPWM có giá trị hàm offset là $\xi_{off} = 1$. Dạng sóng của ξ_A , ξ_B , ξ_C trong SPWM được thể hiện trong Hình 3.



Hình 3. Dạng sóng các tín hiệu ξ_A , ξ_B và ξ_C trong 1 chu kỳ điện áp ngõ ra ($0 \leq \theta \leq 2\pi$).

Bổ trí sóng mang

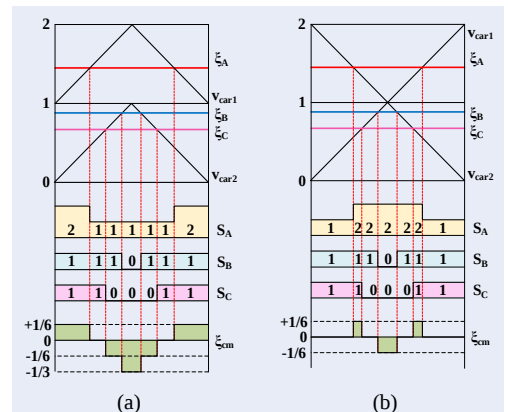
Phương pháp SPWM được chia thành IPD-SPWM và POD-SPWM.

Lấy ví dụ đối với Sector I ($0 \leq \theta \leq \pi/3$) chia ra hai trường hợp: $\xi_A \geq 1 \geq \xi_B \geq \xi_C$ (ứng với $0 \leq \theta \leq \pi/6$) và $\xi_A \geq \xi_B \geq 1 \geq \xi_C$ (ứng với $\pi/6 \leq \theta \leq \pi/3$). Trạng thái đóng ngắt mỗi pha S_A , S_B , S_C và dạng sóng CMV của phương pháp IPD-SPWM và POD-SPWM được thể hiện trong Hình 3.

Từ Hình 3, CMV trong kỹ thuật IPD-SPWM xuất hiện mức $\xi_{cm} = -1/3$ (do vector 100 tạo ra), Hình 4 (a). Trong khi đó, POD-SPWM sử dụng các vector 111, 211, 210 và 200 như Hình 3 (b) để làm giảm CMV.

Phân tích kỹ thuật RCMV-SVPWM

Nguyên lý giảm CMV trong mạch 3L T-NPC dựa trên nguyên tắc sử dụng các vector có biên độ CMV nhỏ: $v_{cm} = 0$, $v_{cm} = -V_d/6$ và $v_{cm} = V_d/6$. Để kiểm soát biên độ CMV nằm ở các giá trị này, từ (5) suy ra các giá trị của $(S_A + S_B + S_C)$ như sau:



Hình 4. Trạng thái đóng ngắt mỗi pha và dạng sóng ξ_{cm} trong 1 chu kỳ sóng mang (Sector I, trường hợp $\xi_A \geq 1 \geq \xi_B \geq \xi_C$): (a) IPD-SPWM, (b) POD-SPWM.

$$\begin{cases} (S_A + S_B + S_C) = 2, & v_{cm} = -V_d/6 \\ (S_A + S_B + S_C) = 3, & v_{cm} = 0 \\ (S_A + S_B + S_C) = 4, & v_{cm} = +V_d/6 \end{cases} \quad (12)$$

Có tất cả 19 vector thỏa mãn điều kiện trong (12), các vector này hình thành nên SVD RCMV như thể hiện trong Hình 5 (a).

Ví dụ, xét góc phần sáu thứ nhất (Sector I, $0 \leq \theta \leq \pi/3$). Dựa trên nguyên lý NTV, Sector I được chia làm 4 vùng nhỏ, được đánh số từ 1 đến 4 như Hình 5 (b).

Gọi:

$$m = \frac{\sqrt{3}V_{ref(1)m}}{V_d} \quad (13)$$

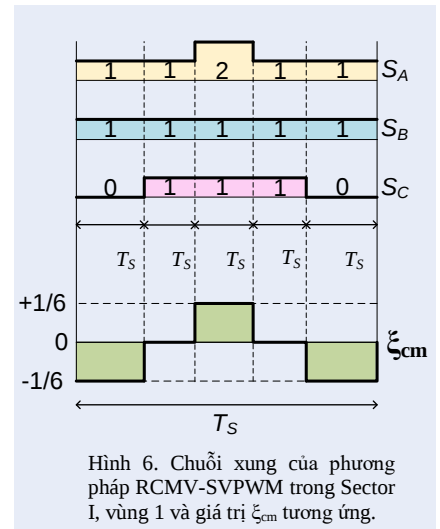
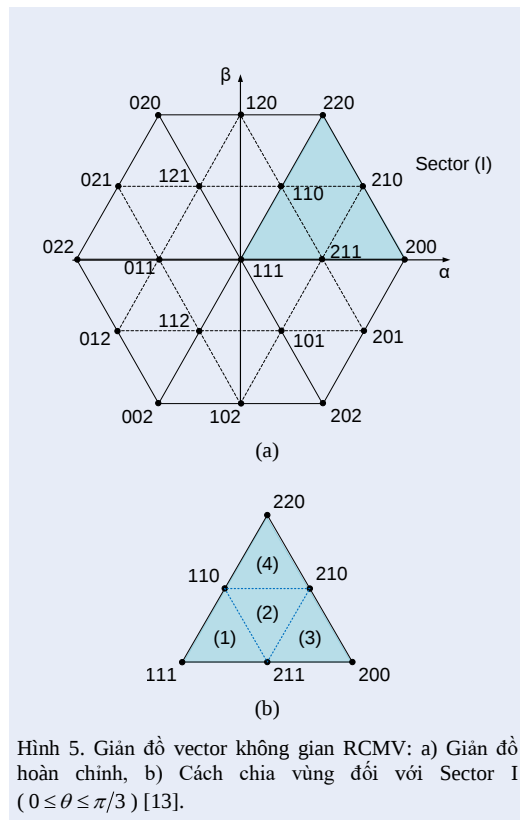
$$\begin{cases} d_1 = m \cdot \sin(\pi/3 - \theta) \\ d_2 = m \cdot \sin \theta \end{cases} \quad (14)$$

trong đó m là chỉ số điều chế, $V_{ref(1)m}$ là biên độ thành phần hài cơ bản của

điện áp tham chiếu và V_d là điện áp DC-link.

Dựa trên các giá trị của d_1 và d_2 , có thể xác định vùng làm việc và thời gian tác động của mỗi vector, như được liệt kê trong Bảng IV (ứng với sector I) [13]. Đối với các sector còn lại, quá trình tính toán là tương tự.

Từ Bảng IV, có thể thấy kỹ thuật RCMV-SVPWM sử dụng điều chế PWM gián đoạn (DPWM). Triển khai vector không gian của RCMV-SVPWM cho vùng 1, Sector I được thể hiện trong Hình 6. Giá trị ξ_{cm} cũng được giới hạn trong phạm vi $(-1/6, 1/6)$.



Hình 6. Chuỗi xung của phương pháp RCMV-SVPWM trong Sector I, vùng 1 và giá trị ξ_{cm} tương ứng.

BẢNG IV
KỸ THUẬT RCMV-SVPWM ÁP DỤNG CHO SECTOR I [13]

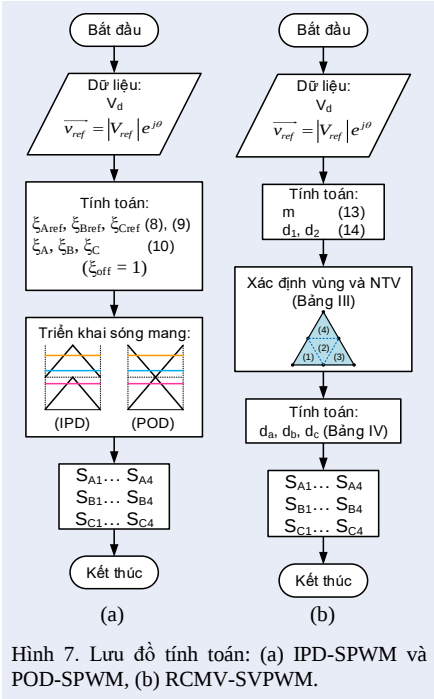
Điều kiện	Tên vùng	Lựa chọn NTV	Hệ số tác động	Chuỗi trạng thái	Số chuyển mạch trong 1 chu kỳ																		
$d_1 + d_2 \leq 0,5$	1	110, 111, 211	$d_a = d_{110} = 2d_2$ $d_b = d_{111} = 1 - 2(d_1 + d_2)$ $d_c = d_{211} = 2d_1$	<table><tr><td>1</td><td>1</td><td>2</td><td>1</td><td>1</td><td>S_A</td></tr><tr><td>1</td><td>1</td><td>1</td><td>1</td><td>1</td><td>S_B</td></tr><tr><td>0</td><td>1</td><td>1</td><td>1</td><td>0</td><td>S_C</td></tr></table>	1	1	2	1	1	S_A	1	1	1	1	1	S_B	0	1	1	1	0	S_C	4
1	1	2	1	1	S_A																		
1	1	1	1	1	S_B																		
0	1	1	1	0	S_C																		
$d_1 > 0,5$	3	200, 210, 211	$d_a = d_{200} = 2d_1 - 1$ $d_b = d_{210} = 2d_2$ $d_c = d_{211} = 2 - 2(d_1 + d_2)$	<table><tr><td>2</td><td>2</td><td>2</td><td>2</td><td>2</td><td>S_A</td></tr><tr><td>0</td><td>1</td><td>1</td><td>1</td><td>0</td><td>S_B</td></tr><tr><td>0</td><td>0</td><td>1</td><td>0</td><td>0</td><td>S_C</td></tr></table>	2	2	2	2	2	S_A	0	1	1	1	0	S_B	0	0	1	0	0	S_C	4
2	2	2	2	2	S_A																		
0	1	1	1	0	S_B																		
0	0	1	0	0	S_C																		
$d_2 > 0,5$	4	110, 210, 220	$d_a = d_{110} = 2 - 2(d_1 + d_2)$ $d_b = d_{210} = 2d_1$ $d_c = d_{220} = 2d_2 - 1$	<table><tr><td>1</td><td>2</td><td>2</td><td>2</td><td>1</td><td>S_A</td></tr><tr><td>1</td><td>1</td><td>2</td><td>1</td><td>1</td><td>S_B</td></tr><tr><td>0</td><td>0</td><td>0</td><td>0</td><td>0</td><td>S_C</td></tr></table>	1	2	2	2	1	S_A	1	1	2	1	1	S_B	0	0	0	0	0	S_C	4
1	2	2	2	1	S_A																		
1	1	2	1	1	S_B																		
0	0	0	0	0	S_C																		
Các trường hợp còn lại	2	110, 210, 211	$d_a = d_{110} = 1 - 2d_1$ $d_b = d_{210} = 2(d_1 + d_2) - 1$ $d_c = d_{211} = 1 - 2d_2$	<table><tr><td>1</td><td>2</td><td>2</td><td>2</td><td>1</td><td>S_A</td></tr><tr><td>1</td><td>1</td><td>1</td><td>1</td><td>1</td><td>S_B</td></tr><tr><td>0</td><td>0</td><td>1</td><td>0</td><td>0</td><td>S_C</td></tr></table>	1	2	2	2	1	S_A	1	1	1	1	1	S_B	0	0	1	0	0	S_C	4
1	2	2	2	1	S_A																		
1	1	1	1	1	S_B																		
0	0	1	0	0	S_C																		

Tóm tắt quá trình tính toán của các phương pháp

Hình 7 thể hiện quá trình tính toán cho các phương pháp IPD-SPWM, POD-SPWM và RCMV-SVPWM.

BẢNG V

THÔNG SỐ MÔ PHÒNG VÀ THỰC NGHIỆM			
Ký hiệu	Thông số	Giá trị	Ghi chú
V_d	Điện áp DC-link	150 V	Được giữ không đổi
C_1, C_2	Điện dung tụ điện DC-link	4700 μ F	Trường hợp $V_{C1} = V_{C2}$
		100 μ F	Trường hợp $V_{C1} \neq V_{C2}$
R	Điện trở tải	16 Ω	
L	Điện cảm tải	50 mH	
f	Tần số cơ bản	50 Hz	
f_{sw}	Tần số đóng ngắt	5 kHz	
t_d	Thời gian chết	2 μ s	
f_{maxFFT}	Tần số FFT tối đa	20 kHz	



Hình 7. Lưu đồ tính toán: (a) IPD-SPWM và POD-SPWM, (b) RCMV-SVPWM.

$$THD\ i = \frac{1}{I_{(1)m}} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{(n)m}^2}$$
 (16)

$$WTHD\ v = \frac{1}{V_{(1)m}} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_{(n)m}}{n}\right)^2}$$
 (17)

trong đó $V_{(n)m}$ và $I_{(n)m}$ lần lượt là biên độ thành phần hài bậc n của điện áp ngõ ra và dòng điện ngõ ra. Biên độ thành phần hài cơ bản ($f = 50\text{ Hz}$, $n = 1$) của điện áp và dòng điện lần lượt là $V_{(1)m}$ và $I_{(1)m}$.

Phương pháp IPD-SPWM và POD-SPWM có chỉ số điều chế lớn nhất đạt được là $m_{max} = \sqrt{3}/2 \approx 0,866$. Ngược lại RCMV-SVPWM đạt chỉ số điều chế đến $m_{max} = 1$.

Một số tiêu chí đánh giá

Để đánh giá chất lượng của các phương pháp điều khiển, các chỉ số độ méo dạng sóng hài tổng (THD) và độ méo dạng sóng hài tổng có xét trọng số (WTHD) được sử dụng theo công thức [14]:

$$THD\ v = \frac{1}{V_{(1)m}} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_{(n)m}^2}$$
 (15)

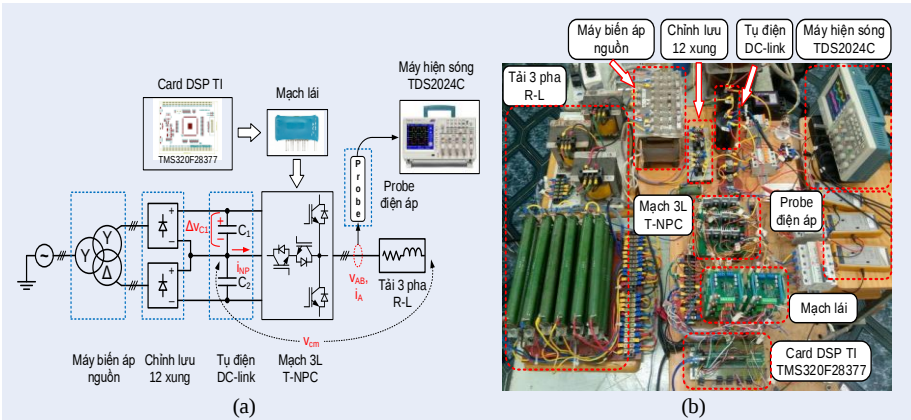
KẾT QUẢ VÀ THẢO LUẬN

Các kỹ thuật điều khiển IPD-SPWM, POD-SPWM và RCMV-SVPWM được triển khai trên cả mô hình mô phỏng MATLAB/Simulink và mô hình thực nghiệm (xem Hình 8) với tham số liệt kê trong Bảng V. Mô hình thực nghiệm sử dụng bộ điều khiển TI TMS320F28377. IGBT là loại FGA25N120ANTD của ON Semiconductor. Tải ngõ ra dạng R-L

đầu Y. Dạng sóng thực nghiệm được thu thập bằng dao động ký Tektronix TDS2024C.

Kết quả của các phương pháp được thu thập lần lượt trong 2 trường hợp: a) điện áp trên mỗi tụ điện DC-link

được thiết lập cân bằng ($V_{C1} = V_{C2} = V_d/2$) và b) điện áp trên mỗi tụ điện DC-link dao động tự do ($V_{C1} \neq V_{C2}$).



Hình 8. Hệ thống thực nghiệm: (a) Sơ đồ khối, (b) Mạch điện thực tế.

Kết quả trong trường hợp

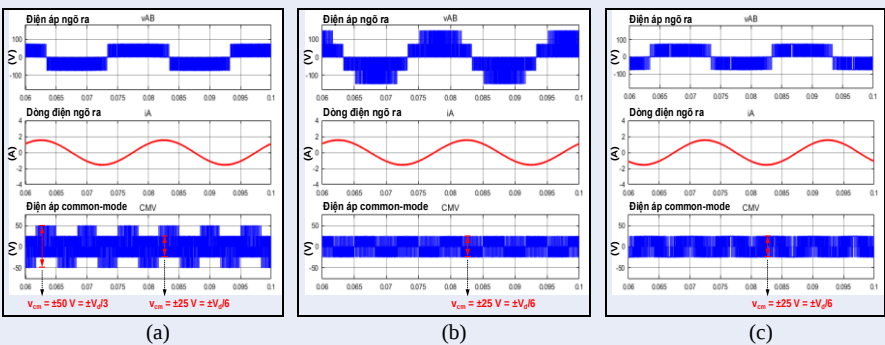
$$V_{C1} = V_{C2} = V_d/2$$

Dạng sóng điện áp, dòng điện và CMV

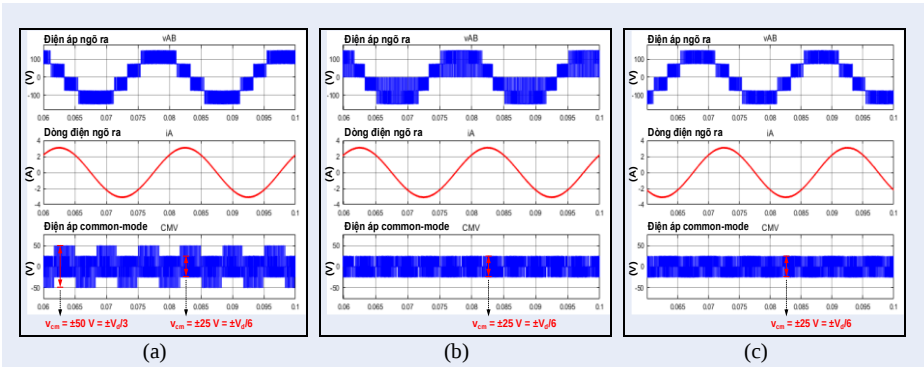
Hình 9 và Hình 10 lần lượt thể hiện dạng sóng mô phỏng của điện áp ngõ ra v_{AB} , dòng điện ngõ ra i_A , giá trị v_{cm} ứng với chỉ số điều chế $m = 0,4$ và $m = 0,8$.

Kỹ thuật IPD-SPWM có biên độ CMV cao hơn so với hai kỹ thuật còn

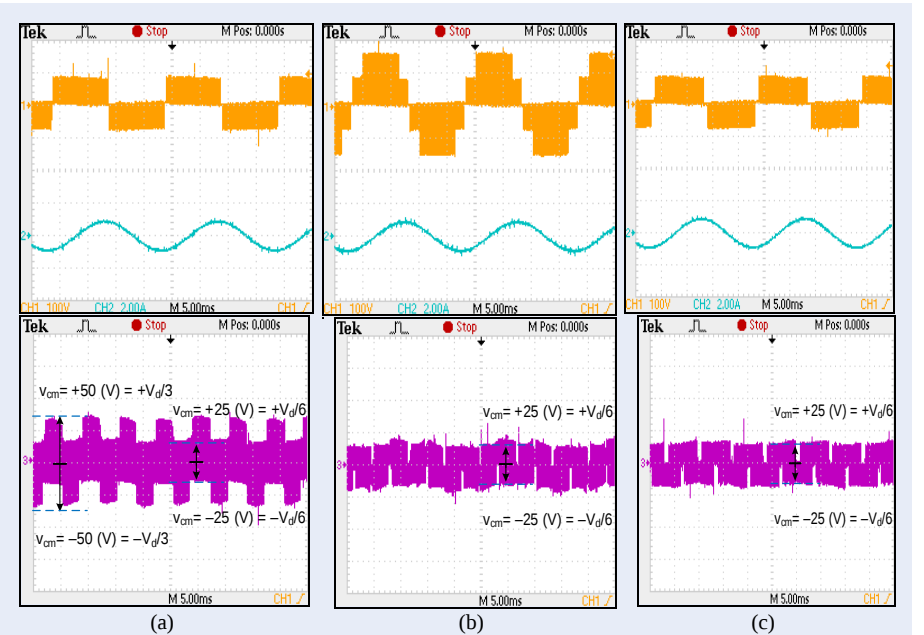
lại, với các mức $v_{cm} = +50 \text{ V}$ ($+V_d/3$) và $v_{cm} = -50 \text{ V}$ ($-V_d/3$). Trong khi đó, cả POD-SPWM và RCMV-SVPWM đều cho CMV có biên độ nằm giữa hai phạm vi $v_{cm} = +25 \text{ V}$ ($+V_d/6$) và $v_{cm} = -25 \text{ V}$ ($-V_d/6$). Các kết quả thực nghiệm (Hình 11 và Hình 12) nhất quán với dạng sóng trong mô phỏng.



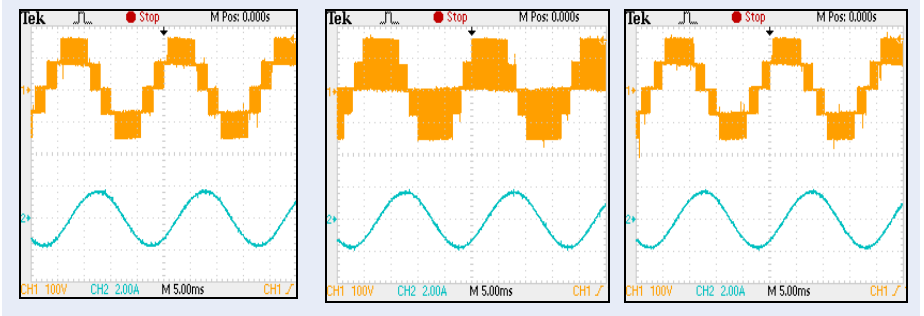
Hình 9. Dạng sóng mô phỏng: điện áp v_{AB} , dòng điện i_A và CMV v_{cm} ($m = 0,4$, $PF = 0,7$): (a) IPD-SPWM, (b) POD-SPWM, (c) RCMV-SVPWM.

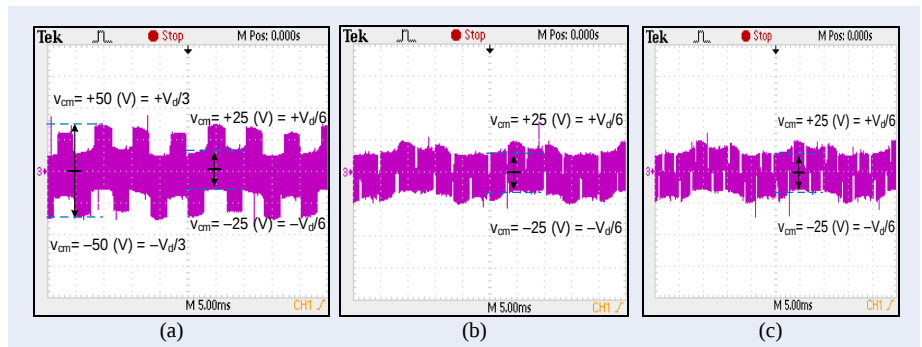


Hình 10. Dạng sóng mô phỏng: điện áp v_{AB} , dòng điện i_A và CMV v_{cm} ($m = 0,8$, $PF = 0,7$): (a) IPD-SPWM, (b) POD-SPWM, (c) RCMV-SVPWM.



Hình 11. Dạng sóng thực nghiệm điện áp v_{AB} (100 V/div), dòng điện i_A (2 A/div) và CMV v_{cm} (40 V/div) ($m = 0,4$, $PF = 0,7$): (a) IPD-SPWM, (b) POD-SPWM, (c) RCMV-SVPWM. Giá trị trục hoành: 5 ms/div.



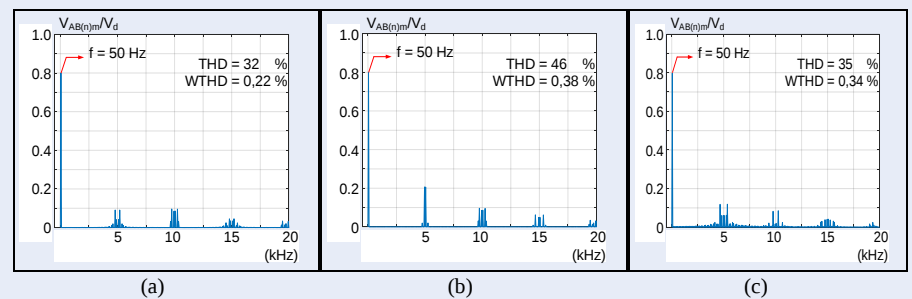


Hình 12. Dạng sóng thực nghiệm điện áp v_{AB} (100 V/div), dòng điện i_A (2 A/div) và CMV v_{cm} (40 V/div) ($m = 0,8$, $PF = 0,7$): (a) IPD-SPWM, (b) POD-SPWM, (c) RCMV-SVPWM. Giá trị trục hoành: 5 ms/div.

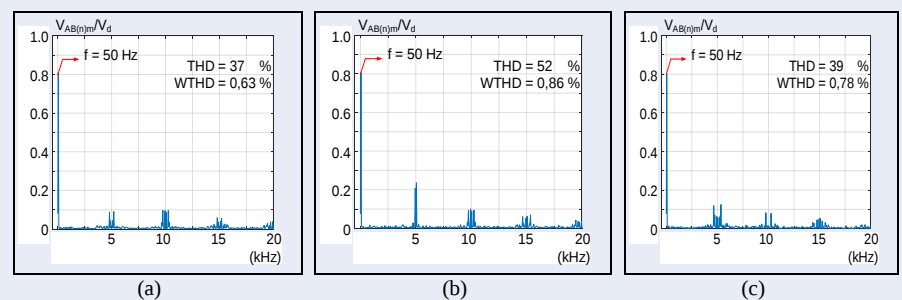
Kết quả phân tích phổ tín hiệu

13 (mô phỏng) và Hình 14 (thực nghiệm).

Kết quả phân tích phổ điện áp v_{AB} tại $m = 0,8$ được thể hiện trong Hình



Hình 13. Kết quả mô phỏng: Phổ điện áp v_{AB} ($m = 0,8$, $PF = 0,7$): (a) IPD-SPWM, (b) POD-SPWM, (c) RCMV-SVPWM.



Hình 14. Kết quả thực nghiệm: Phổ điện áp v_{AB} ($m = 0,8$, $PF = 0,7$): (a) IPD-SPWM, (b) POD-SPWM, (c) RCMV-SVPWM.

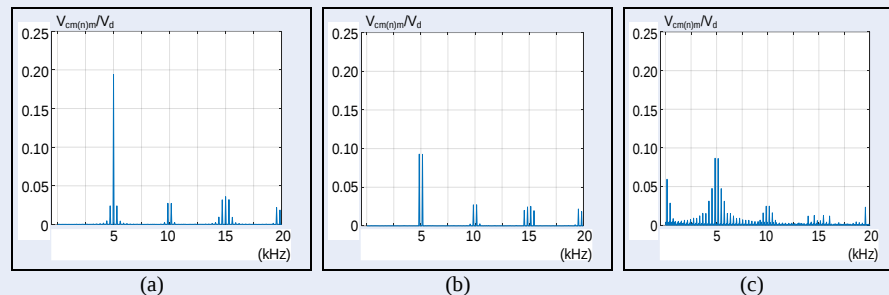
Kỹ thuật POD-SPWM có biên độ lớn nhất, cao gấp đôi so với các phương pháp IPD-SPWM và RCMV SVPWM tại tần số 5 kHz. Các thành phần hài tần số cao tại các bội số của tần số đóng ngắt (10 kHz, 15 kHz, 20 kHz) của v_{AB} trong cả 3 phương pháp

đều có biên độ nhỏ hơn $10\%V_d$.

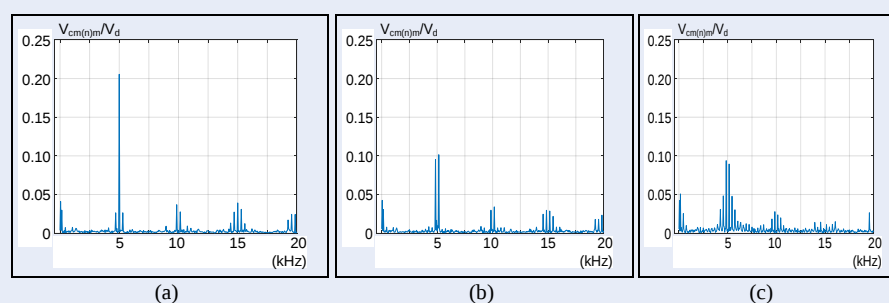
Hình 15 (mô phỏng) và Hình 16 (thực nghiệm) mô tả phổ CMV. Biên độ CMV tại tần số 5 kHz đạt đỉnh khoảng $20\%V_d$ ở IPD-SPWM và giảm còn khoảng $10\%V_d$ ở POD-SPWM và RCMV-SVPWM. Sự xuất hiện gia

tăng dãy tần các hài bậc thấp của RCMV-SVPWM có biên độ cao khoảng $5\%V_d$ quanh vùng 5 kHz có thể làm tăng mức độ gây nhiễu CMV

của phương pháp này. Kết quả thực nghiệm Hình 16 phù hợp với phân tích mô phỏng.



Hình 15. Kết quả mô phỏng phổ CMV ($m = 0,8$, $PF = 0,7$): (a) IPD-SPWM, (b) POD-SPWM, (c) RCMV-SVPWM.



Hình 16. Kết quả thực nghiệm phổ CMV ($m = 0,8$, $PF = 0,7$): (a) IPD-SPWM, (b) POD-SPWM, (c) RCMV-SVPWM.

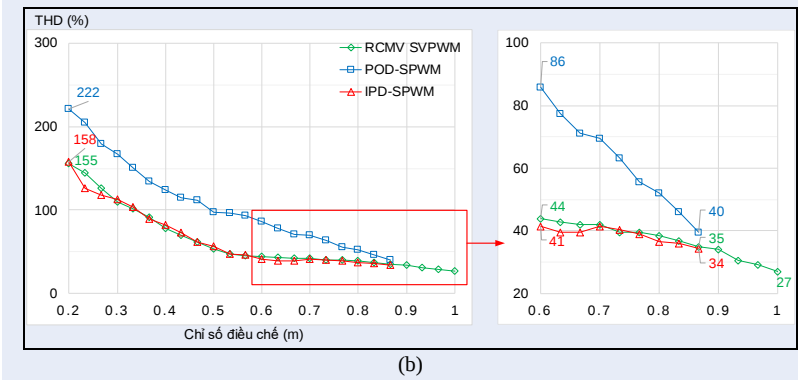
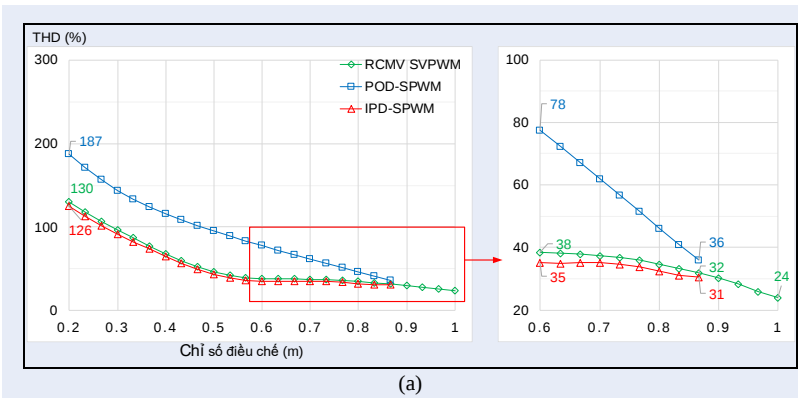
Đặc tính điện áp và dòng điện ngõ ra

Hình 17 và Hình 18 lần lượt thể hiện đặc tuyến THD và WTHD của điện áp ngõ ra v_{AB} . Mặc dù, IPD-SPWM có biên độ đỉnh tại 5 kHz giảm so với RCMV-SVPWM nhưng ảnh hưởng của biên độ các sóng hài vùng 10 kHz, 15 kHz lại cao hơn nên độ méo dạng điện áp tổng của nó không tạo ra khác biệt lớn so với RCMV-SVPWM trên Hình 17. Ví dụ, trong mô phỏng tại $m = 0,6$, $THD(v_{AB})$ của IPD-SPWM, RCMV-SVPWM lần lượt là 35%, 38% - Hình 17 (a). Tại $m = 0,866$, $THD(v_{AB})$: 31% (IPD-SPWM), 32% (RCMV-SVPWM).

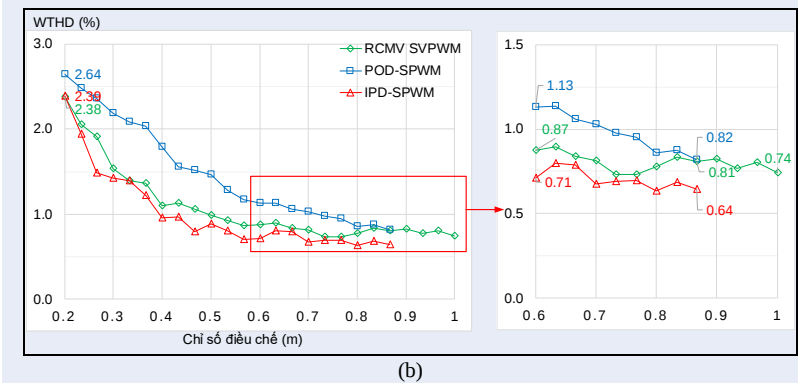
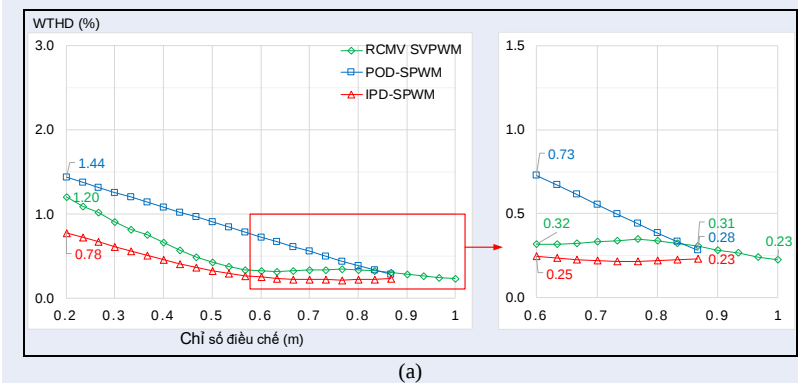
Ngược lại, POD-SPWM có THD cao hơn đáng kể so với hai phương

pháp còn lại. Ví dụ, POD-SPWM đạt THD là 78% tại $m=0,6$ và 36% tại $m=0,866$. Các đặc tính thực nghiệm đạt được ở các Hình 17 và 18 phù hợp với mô phỏng.

So với sự khác biệt độ méo dạng điện áp không rõ rệt của hai phương pháp IPD-SPWM và POD-SPWM, thì sự khác biệt về độ méo dạng dòng điện qua chỉ số độ méo dạng dòng điện WTHD thể hiện rõ ràng hơn ở Hình 18; lúc đó ảnh hưởng của các sóng hài điện áp bậc cao 10 kHz và 15 kHz được lọc bớt. Ví dụ, IPD-SPWM đạt WTHD các giá trị 0,78% và 0,23% tại $m=0,2$ và $m=0,866$, trong khi các giá trị tương ứng của RCMV-SVPWM lần lượt là 1,2% và 0,31%.



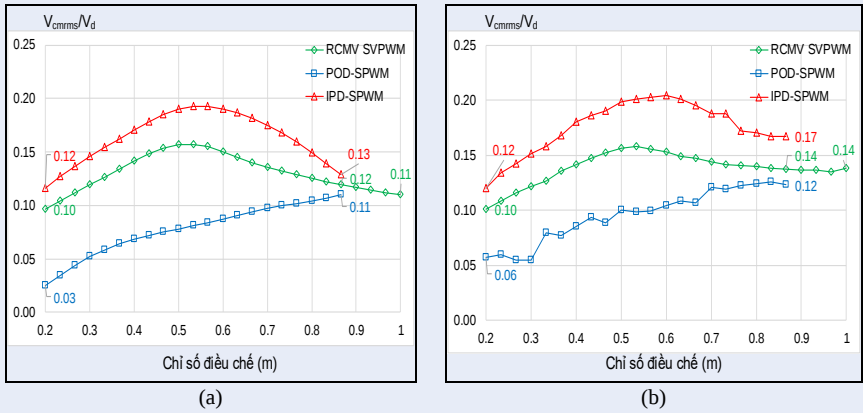
Hình 17. Đồ thị THD(v_{AB}) theo m (PF = 0,7): (a) Mô phỏng; (b) Thực nghiệm.



Hình 18. Đồ thị WTHD(v_{AB}) theo m (PF = 0,7): (a) Mô phỏng; (b) Thực nghiệm.

Hình 19 thể hiện đặc tuyến trị hiệu dụng CMV. Do luôn tạo ra biên độ CMV cao nhất trong các phương pháp nên đồ thị áp CMV của IPD-SPWM luôn duy trì cao nhất. Ở hai phương pháp còn lại, dù có biên độ CMV cao nhất bằng nhau, nhưng phổ CMV của RCMV-SVPWM do chứa thêm các thành phần hài bội ba nên làm tăng trị hiệu dụng của nó. Trong mô phỏng, giá trị V_{cmrms}/V_d của POD-SPWM tăng dần từ 0,03 ở $m = 0,2$ lên đến 0,11 tại $m = 0,866$. Phương pháp IPD-

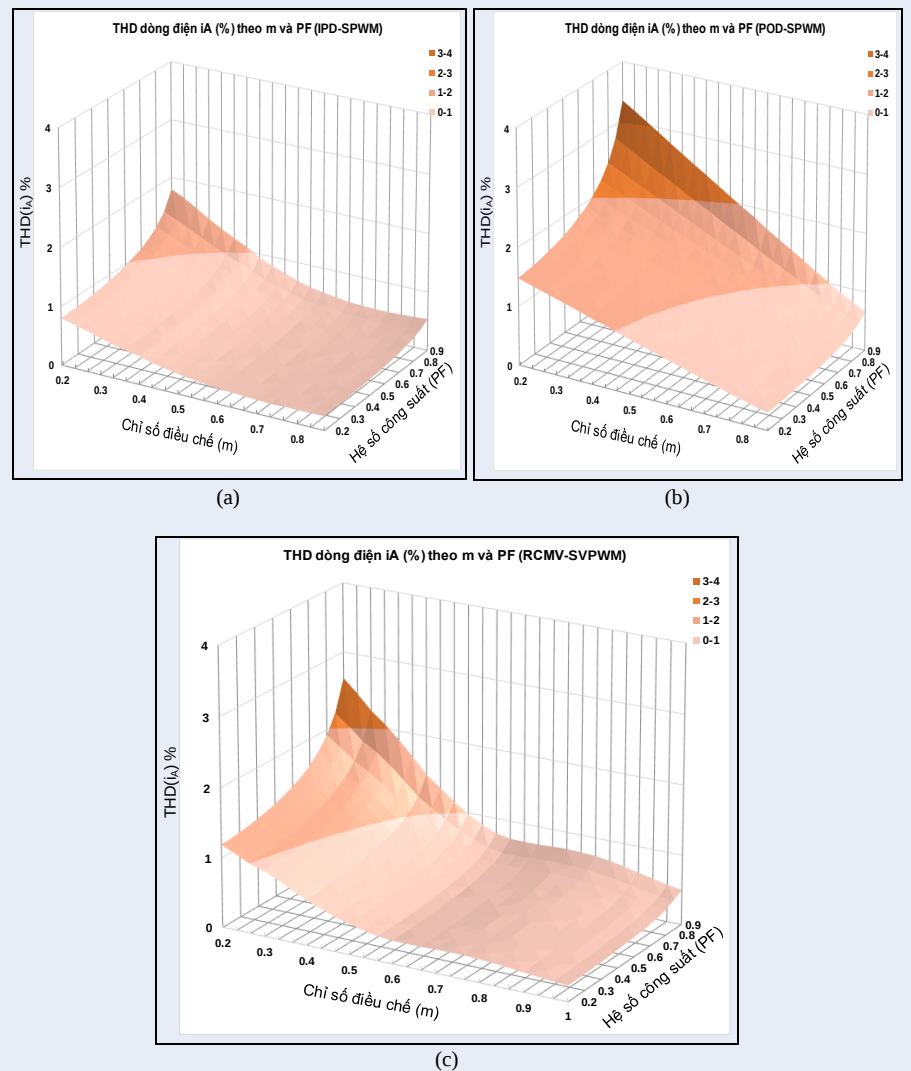
SPWM có giá trị V_{cmrms}/V_d cao nhất và đạt giá trị cực đại tại mức 0,19 ứng với $m = 0,533$, Hình 19 (a). Trong mô phỏng tại $m = 0,866$, cả 3 phương pháp đều có V_{cmrms}/V_d chênh lệch không đáng kể với giá trị lần lượt là 0,11 (POD-SPWM), 0,12 (RCMV-SVPWM) và 0,13 (IPD-SPWM). Các kết quả thực nghiệm trong Hình 19 (b) có đặc điểm phù hợp với kết quả mô phỏng.



Hình 19. Đặc tính V_{cmrms}/V_d theo m (PF = 0,7): (a) Mô phỏng; (b) Thực nghiệm

Để có được đánh giá chi tiết hơn về đặc tính sóng hài của các phương pháp, Hình 20 thể hiện đồ thị THD dòng điện i_A ứng với các giá trị m và PF khác nhau; khi PF tăng lên, THD dòng điện của các phương pháp cũng

tăng theo. Đồ thị THD dòng điện có đặc tính tương tự đồ thị $WTHD(V_{AB})$. Phương pháp POD-SPWM có giá trị $THD(i_A)$ cao nhất trong cả 3 phương pháp.



Hình 20. Đặc tuyến mô phỏng THD(i_A) (%) theo m và PF: (a) IPD-SPWM, (b) POD-SPWM, (c) RCMV-SVPWM.

Kết quả trong trường hợp

$$V_{C1} \neq V_{C2}$$

Đặc tuyến độ nhấp nhô điện áp tụ

Trong điều kiện $V_{C1} \neq V_{C2}$, các điện áp có sự dao động với các gợn sóng AC quanh giá trị $V_d/2$. Gọi $\Delta v_{C1}(\%) = (v_{C1_max} - v_{C1_min})/V_{C1}$ là độ nhấp nhô điện áp trên tụ C_1 quy về giá trị định mức.

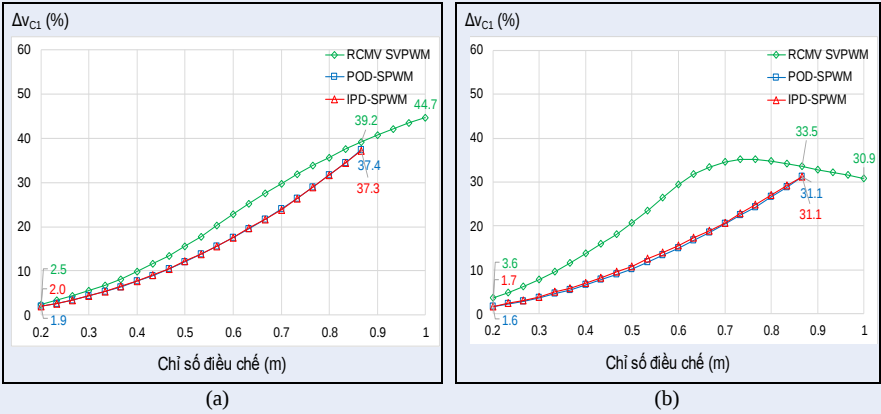
Đặc tuyến mô phỏng Δv_{C1} theo m tại PF = 0,2 và PF = 0,8 của các phương pháp được thể hiện trong

Hình 21. Hai phương pháp IPD-SPWM và POD-SPWM có dòng điện qua điểm trung tính trung bình bằng nhau nên đặc tính Δv_{C1} gần giống nhau với độ chênh lệch không đáng kể. Ví dụ, tại m = 0,866, Δv_{C1} của IPD-SPWM và POD-SPWM lần lượt là 37,3% và 37,4% với PF = 0,2; và 31,1% với PF = 0,8. Khi PF tăng lên thì Δv_{C1} của IPD-SPWM và POD-SPWM giảm xuống.

Phương pháp RCMV-SVPWM có Δv_{C1} cao hơn rõ rệt so với hai phương pháp còn lại như thể hiện trong Hình 21. Điều này có thể được lý giải do chuỗi đóng ngắt của RCMV-SVPWM

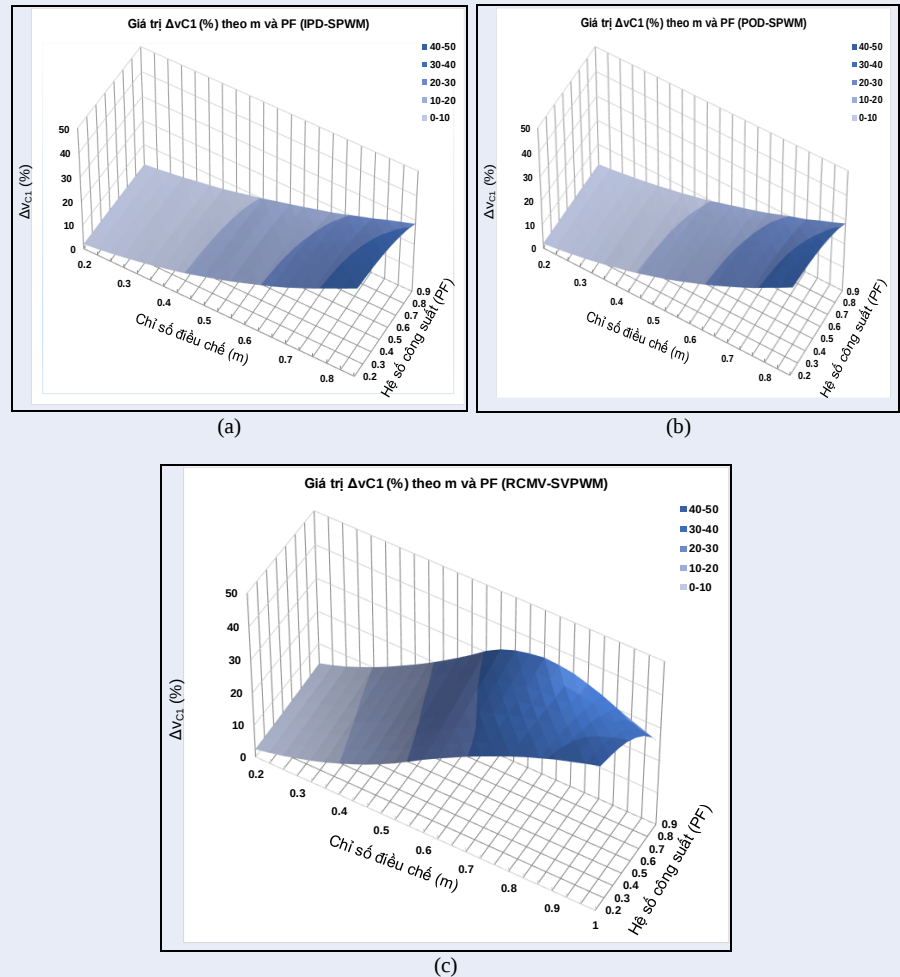
không chứa các cặp vector nhỏ trùng lặp, nên không tận dụng khả năng bù trừ dòng cân bằng. Tại PF = 0,2, Δv_{C1} của RCMV-SVPWM đạt 2,5% khi m = 0,2 và 44,7% khi m = 1. Tại PF = 0,8, Δv_{C1} đạt cực đại 35,2% khi m ~ 0,766 và 30,9% khi m = 1. Các kết quả khảo sát cho thấy, mặc

dù có độ méo dạng thấp, gần với kỹ thuật IPD-SPWM và giảm biên độ CMV nhưng phương pháp RCMV-SVPWM gây ra dao động áp các tụ với biên độ cao nhất so với các phương pháp còn lại trong toàn phạm vi chỉ số điều chế.



Hình 21. Đặc tuyến mô phỏng Δv_{C1} (%) theo m: (a) PF = 0,2, (b) PF = 0,8.

Đặc tuyến mô phỏng Δv_{C1} theo m và PF cho các phương pháp được thể hiện trong Hình 22.



Hình 22. Đặc tuyến mô phỏng Δv_{C1} (%) theo m và PF: (a) IPD-SPWM, (b) POD-SPWM, (c) RCMV-SVPWM.

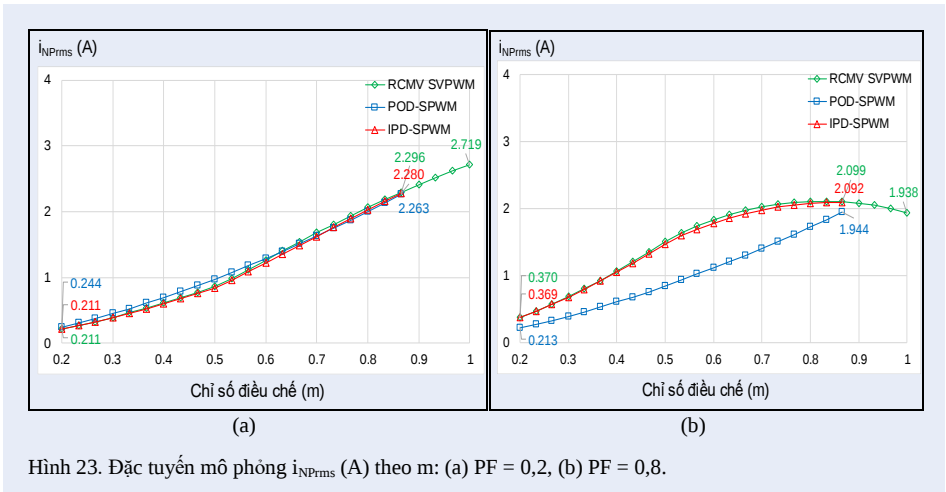
Sự biến thiên của Δv_{C1} theo m và PF của IPD-SPWM và POD-SPWM trong Hình 22 cho thấy với cùng PF, Δv_{C1} tăng lên theo m và với cùng m, Δv_{C1} giảm khi PF tăng. Phương pháp RCMV-SVPWM có Δv_{C1} cao hơn so với IPD-SPWM và POD-SPWM.

Đặc tuyến dòng điện điểm trung tính

Đặc tuyến trị hiệu dụng dòng điện điểm trung tính, ký hiệu i_{NPrms} , ứng với PF = 0,2 và PF = 0,8 được thể hiện trong Hình 23. Có thể thấy tại PF = 0,2, cả ba phương pháp đều có giá trị

i_{NPrms} gần giống nhau. Ví dụ, tại PF = 0,2 và $m = 0,866$, i_{NPrms} của IPD-SPWM, POD-SPWM và RCMV-SVPWM lần lượt là 2,280 A, 2,263 A và 2,296 A.

Dòng điện i_{NPrms} tăng khi chỉ số điều chế tăng, tương tự như biên độ điện áp dao động trên tụ. Đối với PF = 0,8, POD-SPWM có i_{NPrms} thấp nhất, còn RCMV-SVPWM có giá trị i_{NPrms} lớn nhất.



Hình 23. Đặc tuyến mô phỏng i_{NPrms} (A) theo m : (a) PF = 0,2, (b) PF = 0,8.

So sánh các phương pháp IPD-SPWM, POD-SPWM và RCMV-SVPWM

Bảng VI thể hiện tóm tắt so sánh giữa các phương pháp đã khảo sát. Trong điều kiện hoạt động với điện áp DC-link cân bằng, phương pháp RCMV-SVPWM có tổn hao chuyển mạch thấp hơn (nhờ nguyên lý DPWM), trong khi có mức THD, WTHD và V_{cmrms} ở phạm vi trung bình. Trong điều kiện xét điện áp hai tụ DC-link không cân bằng, RCMV-SVPWM có nhược điểm so với hai phương pháp còn lại là có ΔV_{C1} cao nhất và độ lớn i_{NPrms} cũng cao nhất. Ngoài ra, do là phương pháp SVPWM

nhên RCMV-SVPWM có thời gian tính toán lâu hơn so với hai phương pháp CBPWM.

Phương pháp POD-SPWM nổi bật ở khả năng RCMV và có V_{cmrms} thấp. Trong điều kiện điện áp trên mỗi tụ DC-link không cân bằng, phương pháp POD-SPWM độ lớn i_{NPrms} thấp hơn so với IPD-SPWM. Phương pháp IPD-SPWM có độ méo dạng sóng hài ngõ ra (THD, WTHD) thấp trong điều kiện điện áp điểm trung tính mạch DC-link cân bằng cũng như trong điều kiện xuất hiện dao động.

BẢNG VI

SO SÁNH CÁC KỸ THUẬT IPD-SPWM, POD-SPWM VÀ RCMV-SVPWM

Tiêu chí	IPD-SPWM	POD-SPWM	RCMV-SVPWM
Khả năng điều khiển RCMV	Không	Có	Có
Phạm vi điều chế tuyến tính	$(0 < m \leq 0,866)$	$(0 < m \leq 0,866)$	$(0 < m \leq 1)$
Số chuyển mạch trong 1 chu kỳ	6	6	4
Độ méo dạng sóng hài ngõ ra (THD(v_{AB}), WTHD(v_{AB}), THD(i_A))	Thấp	Cao	Trung bình
Biên độ hài CMV tại f_{sw}	Cao	Thấp	Thấp
Đặc điểm phân bố phổ CMV	Tập trung tại f_{sw} và bội số f_{sw}	Tập trung tại f_{sw} và bội số f_{sw}	Phân tán rải rác, chủ yếu trong phạm vi $(0, 2f_{sw})$
Trị hiệu dụng CMV	Cao	Thấp	Trung bình
Giá trị ΔV_{C1} khi $V_{C1} \neq V_{C2}$	Thấp	Thấp	Cao

Giá trị i_{NPms} khi	Cao	Thấp	Cao
$V_{C1} \neq V_{C2}$			

ΔV_{C1} : độ nhấp nhô điện áp trên tụ điện C_1 .

i_{NPms} : trị hiệu dụng dòng điện qua điểm trung tính.

Dữ liệu được đo và phân tích, tổng hợp từ phần mềm MATLAB/Simulink và Excel [Nguồn: Nhóm tác giả].

KẾT LUẬN

Bài báo đã đưa ra một phân tích so sánh giữa ba kỹ thuật điều khiển phổ biến cho mạch 3L T-NPC (IPD-SPWM, POD-SPWM và RCMV-SVPWM) trong các điều kiện điện áp tụ điện DC-link khác nhau. Các phương pháp được phân tích lý thuyết và kiểm chứng bằng cả mô phỏng lẫn thực nghiệm.

Kết quả mô phỏng và thực nghiệm cho thấy mỗi phương pháp có ưu nhược điểm riêng, xét theo từng tiêu chí. Ở trạng thái điện áp các tụ DC-link cân bằng, phương pháp RCMV-SVPWM có ưu điểm giảm CMV, phạm vi áp tải lớn nhất, và giảm thiểu tổn hao chuyển mạch. Khi xét điều kiện điện áp tụ DC-link dao động, phương pháp POD-SPWM thể hiện ưu điểm hơn hai phương pháp còn lại ở đáp ứng về độ nhấp nhô điện áp trên tụ điện và dòng điện điểm trung tính.

LỜI CẢM ƠN

Nghiên cứu này được tài trợ bởi Đại học Quốc gia Thành phố Hồ Chí Minh (VNU-HCM) trong đề tài mã số DN2022-20-03.

DANH MỤC TỪ VIẾT TẮT

2L: Hai bậc - Two-level
 3L: Ba bậc - Three-level
 CBPWM: Điều chế độ rộng xung sóng mang - Carrier-based pulse-width modulation
 CHB: Cầu H ghép tầng - Cascaded H-bridge
 CMC: Dòng điện common-mode - Common-mode current
 CMV: Điện áp common-mode - Common-mode voltage

DPWM: Điều chế độ rộng xung gián đoạn - Discontinuous pulse-width modulation

EMI: Nhiễu điện từ - Electromagnetic interference

FC: Tụ điện kẹp - Flying capacitor

IPD: (Sóng mang) dịch mức cùng pha - In-phase disposition

MLI: Mạch nghịch lưu đa bậc - Multi-level inverter

NPC: (Mạch nghịch lưu) Kẹp điểm trung tính - Neutral-point-clamped

NTV: Ba vector gần nhất - Nearest-three-vector

PF: Hệ số công suất - Power factor

POD: (Sóng mang) dịch mức ngược pha - Phase opposition disposition

PV: Pin mặt trời - Photovoltaic

PWM: Điều chế độ rộng xung - Pulse-width modulation

RCMV: Giảm điện áp common-mode - Reduced common-mode voltage

SPWM: Điều chế độ rộng xung dạng sin - Sinusoidal pulse-width modulation

SVD: Giản đồ vector không gian - Space vector diagram

SVPWM: Điều chế độ rộng xung sử dụng vector không gian - Space vector pulse-width modulation

THD: Độ méo dạng sóng hài tổng - Total harmonic distortion

T-NPC: (Mạch nghịch lưu) diode kẹp điểm trung tính kiểu T - T-type neutral-point-clamped

VSD: Truyền động điện tốc độ thay đổi - Variable speed drives

VSI: Mạch nghịch lưu nguồn áp - Voltage source inverter

WTHD: Độ méo dạng sóng hài tổng có tính đến trọng số - Weighted total harmonic distortion

XUNG ĐỘT LỢI ÍCH

Nhóm tác giả cam đoan rằng không có

bất kỳ xung đột lợi ích nào trong công bố bài báo.

ĐÓNG GÓP CỦA TÁC GIẢ

Lê Nguyễn Hồng Phong thực hiện phân tích lý thuyết, xây dựng mô hình mô phỏng, xây dựng mô hình thực nghiệm, thu thập dữ liệu, phân tích dữ liệu và viết bản thảo.

Văn Tấn Lượng và Nguyễn Trọng Tài góp ý về lập trình thực nghiệm.

Nguyễn Văn Nhờ đưa ra ý tưởng nghiên cứu và hiệu đính bài viết.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] J. Rodriguez *et al.*, "Multilevel Converters: An Enabling Technology for High-Power Applications," in *Proceedings of the IEEE*, vol. 97, no. 11, pp. 1786-1817, Nov. 2009, doi: 10.1109/JPROC.2009.2030235
- [2] J. I. Leon, S. Vazquez and L. G. Franquelo, "Multilevel Converters: Control and Modulation Techniques for Their Operation and Industrial Applications," in *Proceedings of the IEEE*, vol. 105, no. 11, pp. 2066-2081, Nov. 2017, doi: 10.1109/JPROC.2017.2726583.
- [3] M. Schweizer, I. Lizama, T. Friedli and J. W. Kolar, "Comparison of the chip area usage of 2-level and 3-level voltage source converter topologies," *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Glendale, AZ, USA, 2010, pp. 391-396, doi: 10.1109/IECON.2010.5674994.
- [4] 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," in *IEEE Access*, vol. 10, pp. 2117-2139, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3137892.
- [5] U. -M. Choi, K. -B. Lee and F. Blaabjerg, "Diagnosis and Tolerant Strategy of an Open-Switch Fault for T-Type Three-Level Inverter Systems," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 1, pp. 495-508, Jan.-Feb. 2014, doi: 10.1109/TIA.2013.2269531.
- [6] S. Cailhol, P. -E. Vidal and F. Rotella, "A Generic Method of Pulsewidth Modulation Applied to Three-Phase Three-Level T-Type NPC Inverter," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, no. 5, pp. 4515-4522, Sept.-Oct. 2018, doi: 10.1109/TIA.2018.2829468.
- [7] X. Wu, G. Tan, Z. Ye, Y. Liu and S. Xu, "Optimized Common-Mode Voltage Reduction PWM for Three-Phase Voltage-Source Inverters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 4, pp. 2959-2969, April 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2451673.
- [8] C. T. Morris, D. Han and B. Sarlioglu, "Reduction of Common Mode Voltage and Conducted EMI Through Three-Phase Inverter Topology," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 3, pp. 1720-1724, March 2017, doi: 10.1109/TPEL.2016.2608388.
- [9] W. Zhu, D. De Gaetano, X. Chen, G. W. Jewell and Y. Hu, "A Review of Modeling and Mitigation Techniques for Bearing Currents in Electrical Machines With Variable-Frequency Drives," in *IEEE Access*, vol. 10, pp. 125279-125297, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3225119.
- [10] C. -C. Hou, C. -C. Shih, P. -T. Cheng and A. M. Hava, "Common-Mode Voltage Reduction Pulsewidth Modulation Techniques for Three-Phase Grid-Connected Converters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 4, pp. 1971-1979, April 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2196712.
- [11] X. Pang, A. Chen, X. Li, Z. Zhong and X. Liu, "Carrier-Based Fault Tolerant Control Strategies for Three-Level T-Type Inverter With Unbalanced Neutral-Point Voltage," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, doi: 10.1109/JESTPE.2024.3408268.
- [12] P. Khoa-Dang and N. Nho-Van, "Pulse-width modulation strategy for common mode voltage elimination with reduced common mode voltage spikes in multilevel inverters with extension to over-modulation mode," *J. Power Electron.*, vol. 19, no. 3, pp. 727-743, May 2019, doi: 10.6113/JPE.2019.19.3.727
- [13] Bin Wu; Mehdi Narimani, "Diode-Clamped Multilevel Inverters," in *High-Power Converters and AC Drives*, IEEE, 2017, pp.143-183, doi: 10.1002/9781119156079.ch8.
- [14] D. Grahame Holmes; Thomas A. Lipo, "Harmonic Distortion," in *Pulse-width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*, IEEE, 2003, pp.57-94, doi: 10.1109/9780470546284.ch2.



Comparison of PWM Techniques Controlling Three-Level T-NPC Inverter under Different DC-link Capacitor Voltage Conditions

Le Nguyen Hong Phong¹, Van Tan Luong², Nguyen Trong Tai¹, Nguyen Van Nho^{1,*}



Use your smartphone to scan this QR code and download this article

ABSTRACT

This paper presents a comparative study of the performance of popular PWM control techniques for a 3-level T-NPC inverter. The investigated methods include: sinusoidal carrier-based PWM techniques (including IPD-SPWM and POD-SPWM) and reduced-common-mode voltage space vector PWM technique (RCMV-SVPWM). The techniques are firstly analyzed theoretically and then implemented in MATLAB/Simulink simulation model and on experimental hardware which utilizes a TMS320F28377 DSP card. Under fully balanced DC-link voltage condition, the methods are compared according to the following criteria: the harmonic distortion factors (THD, WTHD) of output voltages and currents, the amplitude, frequency spectrum distribution, and RMS value of common-mode voltage. Under the free oscillation of the voltage on DC-link capacitors, the comparison criteria include the voltage ripple on the capacitor and the RMS value of neutral point current. The simulation and experimental results under normal operating conditions show that the RCMV-SVPWM technique has more advantages than the other two techniques in terms of DC voltage utilization, CMV reduction, and switching loss minimization. For the condition of DC-link capacitor voltage fluctuation, the simulation results show that the POD-SPWM method provides better response through lower DC-link capacitor voltage ripple and smaller RMS values of neutral point current.

Key words: Three-level T-NPC inverter, common-mode voltage, carrier-based pulse-width modulation, space vector pulse-width modulation, nearest-three-vector, discontinuous modulation, voltage ripple, total harmonic distortion

¹Faculty of Electrical and Electronics Engineering - Ho Chi Minh City University of Technology - Vietnam National University Ho Chi Minh City (HCMUT-VNU HCM)

²Faculty of Electrical and Electronics - Ho Chi Minh City University of Industry and Trade

Correspondence

Nguyen Van Nho, Faculty of Electrical and Electronics Engineering - Ho Chi Minh City University of Technology - Vietnam National University Ho Chi Minh City (HCMUT-VNU HCM)

Email: nvkho@hcmut.edu.vn

History

- Received: 08-06-2025
- Revised: 09-01-2026
- Accepted: 03-07-2026
- Published Online: 23-09-2026

DOI :

<https://doi.org/10.32508/vnuhcmj-et.v9i3.1526>



Check for updates

Copyright

© VNUHCM Journal. This is an open-access article distributed under the terms of the Creative Commons Attribution 4.0 International license.

Cite this article : Phong L N H, Luong V T, Tai N T, N V N. Comparison of PWM Techniques Controlling Three-Level T-NPC Inverter under Different DC-link Capacitor Voltage Conditions. VNUHCM J. Eng. Technol. 2026; 9(3): 3339-3358.