

# Kỹ thuật PWM sóng mang 4 trạng thái giảm điện áp common-mode cho nghịch lưu 2 bậc

Lê Nguyễn Hồng Phong, Nguyễn Văn Nhờ\*



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

## TÓM TẮT

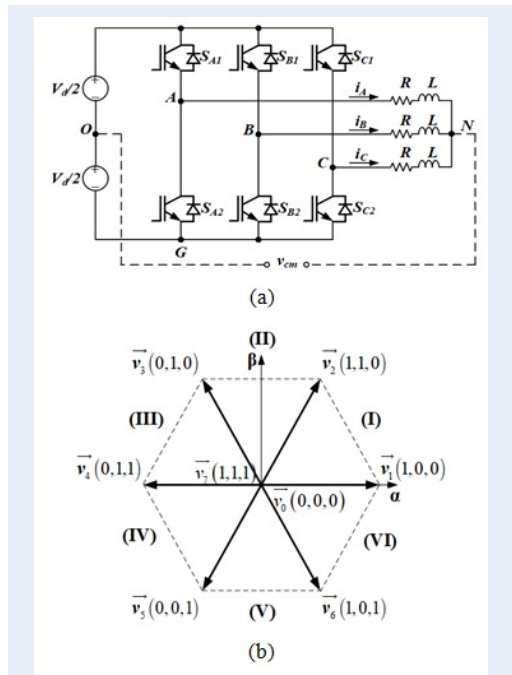
Điện áp common-mode (CMV) gây nên nhiều ảnh hưởng xấu đến các hệ thống điện tử công suất nói chung và trong mạch nghịch lưu hai bậc (2L VSI) nói riêng. Bài báo này trình bày một kỹ thuật điều chế độ rộng xung sóng mang (CBPWM), 4 trạng thái (4S) với khả năng giảm CMV (RCMV) cho mạch 2L VSI. Kỹ thuật đề xuất được đặt tên là 4S RCMV CBPWM. Nguyên lý của kỹ thuật 4S RCMV CBPWM dựa trên phương pháp điều chế vector không gian 4 trạng thái (4S SVM), trong đó loại bỏ các vector zero trong trình tự đóng ngắt, và chỉ sử dụng các vector tích cực, do đó biên độ CMV được giới hạn trong phạm vi 1/6 giá trị điện áp nguồn DC. Ngoài việc giới hạn biên độ CMV, kỹ thuật 4S RCMV CBPWM được trình bày ở đây còn xét đến mục tiêu cực tiểu hóa trị trung bình CMV trên toàn bộ vùng làm việc của giản đồ vector không gian. Để thực hiện kỹ thuật đề xuất, trước tiên hàm CMV được phân tích, từ đó xác định điều kiện cực tiểu hóa trị trung bình CMV. Điện áp điều khiển được suy ra từ điện áp tham chiếu và giá trị offset tương ứng nhằm đạt được trị trung bình CMV yêu cầu. Kỹ thuật sóng mang cho phương pháp đề xuất cũng được phân tích. Các phân tích lý thuyết được kiểm chứng bằng các mô hình trong mô phỏng và thực nghiệm. Các tiêu chí về độ méo dạng sóng hài được sử dụng để đánh giá chất lượng của phương pháp đề xuất.

**Từ khóa:** điện áp common-mode, mạch nghịch lưu 2 bậc, điều chế độ rộng xung sóng mang, điều chế vector không gian, độ méo dạng sóng hài tổng, độ méo dạng sóng hài tổng có xét đến trọng số

## GIỚI THIỆU

Mạch nghịch lưu nguồn áp hai bậc (2L VSI) đã và đang được sử dụng rộng rãi trong nhiều hệ thống năng lượng khác nhau như Hình 1. Một số ứng dụng quan trọng có thể kể đến như: hệ thống truyền động điện tốc độ thay đổi (VSD), hệ thống nghịch lưu nối lưới trong pin mặt trời (PV), hệ thống bộ nguồn liên tục.

Quá trình điều khiển các khóa đóng ngắt trong mạch làm phát sinh điện áp common-mode (CMV) xem ở Bảng 1. CMV được biết đến là một yếu tố gây nhiều tác hại khác nhau, ví dụ như: sinh ra dòng điện ổ bi tần số cao<sup>1-3</sup>, làm tăng bức xạ điện từ (EMI)<sup>4</sup>, gây nên hiện tượng quá áp trong lớp cách điện giữa các cuộn dây của động cơ<sup>5,6</sup>. Trong hệ thống VSD sử dụng mạch nghịch lưu PWM, CMV được ghi nhận là một cơ chế tạo ra điện áp đầu trục và dòng điện ổ bi, dẫn đến các sự cố và phá hủy bề mặt ổ bi, làm giảm tuổi thọ và độ tin cậy của máy điện<sup>2,3,5-7</sup>. Để đáp ứng các quy định về EMI, nhiều cần phải được hạn chế, điều này cũng dẫn đến làm tăng chi phí hệ thống. Ngoài ra, trong các hệ thống PV kết nối lưới sử dụng mạch VSI điều khiển bằng PWM và không sử dụng máy biến áp, CMC sinh bởi CMV sẽ chạy qua các điện dung tản giữa các tấm pin mặt trời và xuống đất, sinh ra các vấn đề về an toàn điện [6].



**Hình 1:** Mạch nghịch lưu nguồn áp 2 bậc (2L VSI): (a) Sơ đồ mạch; (b) Giản đồ vector không gian với 6 sector (I...VI)

Khoa Điện-Điện tử, Đại học Bách khoa-Đại học Quốc gia Thành phố Hồ Chí Minh (VNU-HCM), Việt Nam

### Liên hệ

**Nguyễn Văn Nhờ**, Khoa Điện-Điện tử, Đại học Bách khoa-Đại học Quốc gia Thành phố Hồ Chí Minh (VNU-HCM), Việt Nam

Email: nvnho@hcmut.edu.vn

### Lịch sử

- Ngày nhận: 29-4-2021
- Ngày chấp nhận: 9-9-2021
- Ngày đăng: 30-9-2021

DOI : 10.32508/stdjet.v4i3.834



### Bản quyền

© 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, Nhờ N V. **Kỹ thuật PWM sóng mang 4 trạng thái giảm điện áp common-mode cho nghịch lưu 2 bậc.** *Sci. Tech. Dev. J. - Eng. Tech.*; 4(3):1134-1147.

Nhiều giải pháp điều khiển giảm CMV (RCMV) khác nhau đã được đề xuất và có thể chia làm nhóm giải pháp phần cứng<sup>4,8-14</sup> và nhóm giải pháp phần mềm<sup>15-27</sup>. Nhược điểm của giải pháp phần cứng là cần sử dụng thêm linh kiện, do đó làm tăng kích thước và chi phí của hệ thống. Ngoài ra, các linh kiện bổ sung có thể làm tăng tổn hao, dẫn đến làm giảm hiệu suất hệ thống. Ngược lại, các giải thuật RCMV phần mềm có tính kinh tế cao hơn. Nhóm kỹ thuật phần mềm cũng được chia thành 2 nhóm nhỏ: kỹ thuật dựa trên PWM (RCMV PWM) và kỹ thuật dựa trên điều khiển dự báo mô hình (RCMV MPC). Các kỹ thuật RCMV MPC không cần sử dụng khâu điều chế, bộ điều chỉnh và có thể tạo ra dòng điện ngõ ra đáp ứng cả về độ nhấp nhô yêu cầu lẫn phản hồi quá độ nhanh<sup>1</sup>. Tuy nhiên, các kỹ thuật này có một số nhược điểm như việc lựa chọn trọng số điều khiển khá phức tạp và đòi hỏi tần số lấy mẫu cao<sup>26,27</sup>, tín hiệu đầu ra có phổ sóng hài trải rộng trên phạm vi tần số lớn<sup>1</sup> và do đó yêu cầu thêm các bộ lọc bổ sung. Do vậy, trong bài báo này sẽ chọn nghiên cứu kỹ thuật RCMV PWM.

Đặc điểm chung của phương pháp RCMV PWM là 2 vector zero  $\vec{v}_0$  và  $\vec{v}_7$  mô tả ở Hình 1b được loại bỏ trong chuỗi đóng ngắt, và chỉ những vector tích cực được chọn để tổng hợp nên vector điện áp tham chiếu  $\vec{V}_{ref}$ . Vì vậy biên độ CMV luôn được giới hạn trong phạm vi  $\pm V_d/6$ . Một số phương pháp RCMV đưa ra khái niệm vector zero tích cực (AZSPWM), sử dụng 2 vector ngược chiều nhau với thời gian tác động bằng nhau để thay thế vector zero, như được hiển thị trong Hình 2(a)<sup>28</sup>. Phương pháp này không triệt tiêu điện áp CMV trung bình và sự tồn tại thành phần bội ba CMV sẽ ảnh hưởng tiêu cực đến dòng rò phát sinh<sup>21</sup>. Một phương án RCMV khác sử dụng các trạng thái vector xa, ký hiệu RSPWM, các tổ hợp 3 vector được lựa chọn như minh họa trong Hình 2(b) và (c). Kỹ thuật PWM sử dụng vector gần (NSPWM) được minh họa trong Hình 2(d) có khả năng làm giảm CMV với điều chế gián đoạn, tuy nhiên phương pháp này chỉ có thể áp dụng đối với chỉ số điều chế lớn.

Gần đây, nghiên cứu giảm trị trung bình CMV (ACMV) được quan tâm<sup>21</sup>, cho thấy thành phần bội ba điện áp CMV làm tăng biên độ dòng điện rò trong hệ truyền động điện động cơ. Nghiên cứu<sup>21</sup> sử dụng kỹ thuật điều chế vector không gian ảo (Virtual SVPWM) sử dụng các vector áp có độ lớn CMV bằng zero.

Các kỹ thuật SVM có ưu điểm về tính trực quan, nhưng có nhược điểm ở khối lượng tính toán lớn. Ngược lại, các kỹ thuật PWM dựa trên sóng mang (CBPWM) đơn giản và dễ thực hiện hơn. Bài báo trình bày kỹ thuật RCMV CBPWM sử dụng 4 trạng

**Bảng 1: Các vector thực hiện và biên độ CMV tương ứng**

	Vector	Biên độ CMV
Vector zero	$\vec{v}_0$ (0,0,0)	$-V_d/2$
	$\vec{v}_7$ (1,1,1)	$+V_d/2$
Vector tích cực	$\vec{v}_1$ (1,0,0)	$-V_d/6$
	$\vec{v}_2$ (1,1,0)	$+V_d/6$
	$\vec{v}_3$ (0,1,0)	$-V_d/6$
	$\vec{v}_4$ (0,1,1)	$+V_d/6$
	$\vec{v}_5$ (0,0,1)	$-V_d/6$
	$\vec{v}_6$ (1,0,1)	$+V_d/6$

thái vector và có tên là 4S RCVM CBPWM, với khả năng giảm biên độ CMV cùng với cực tiểu hóa ACMV. Khác với kỹ thuật VSPWM<sup>21</sup> có biên độ áp tải giới hạn trong chỉ số điều chế 0,866, phương pháp đề xuất có phạm vi điện áp trong toàn giới hạn của gian đồ vector không gian. Để thực hiện bài toán này, trước tiên hàm CMV được phân tích và các điều kiện cực tiểu hóa ACMV được xác định, qua đó xác định hàm offset tương ứng cho tín hiệu điều khiển trong kỹ thuật CBPWM. Cuối cùng, phương pháp điều chế sóng mang được đề xuất. Kỹ thuật đề xuất được kiểm chứng bằng mô hình mô phỏng và thực nghiệm.

## PHÂN TÍCH HÀM ĐIỆN ÁP COMMON-MODE

Giá trị CMV tức thời, ký hiệu  $v_{cm}$ , được xác định từ biểu thức:

$$v_{cm} = \frac{v_{AO} + v_{BO} + v_{CO}}{3} \quad (1)$$

Từ Hình 1(a), có thể suy ra:

$$\begin{cases} v_{AO} = v_{AG} - V_d/2 \\ v_{BO} = v_{BG} - V_d/2 \\ v_{CO} = v_{CG} - V_d/2 \end{cases} \quad (2)$$

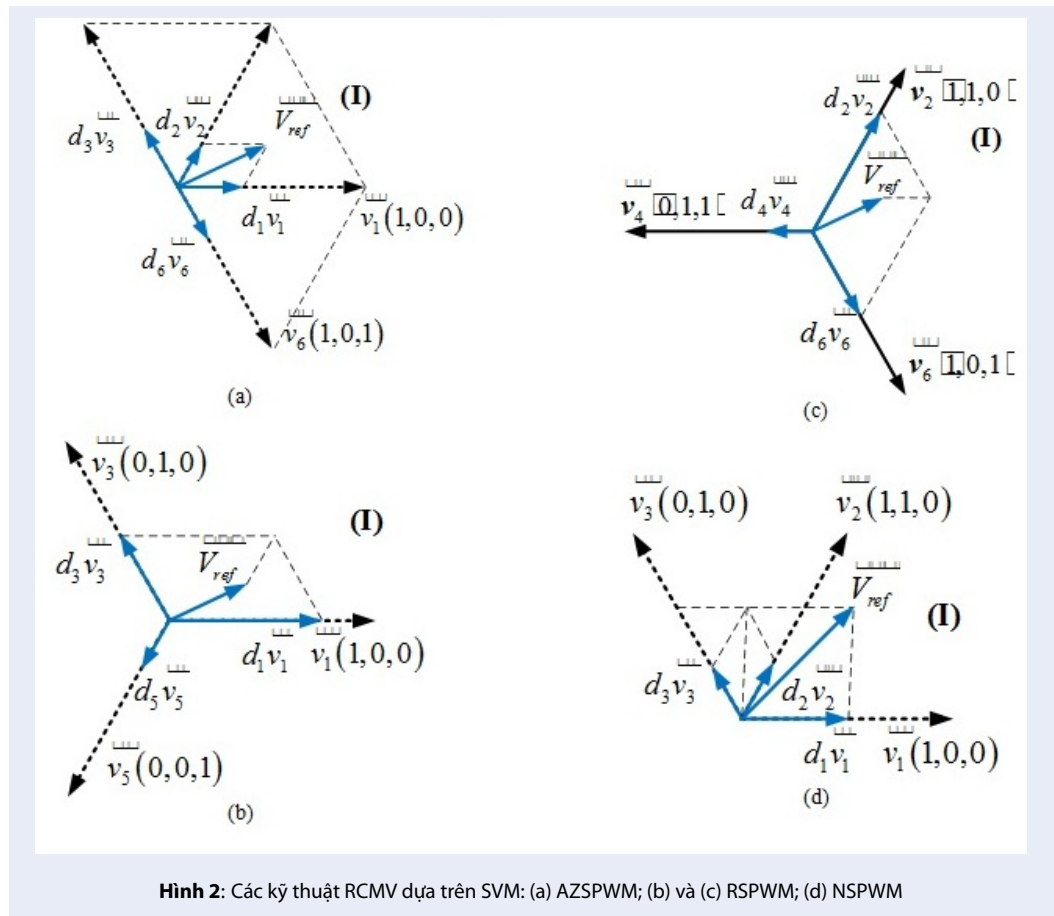
Thay (2) vào (1) thu được kết quả như sau:

$$v_{cm} = \frac{v_{AG} + v_{BG} + v_{CG}}{3} - \frac{V_d}{2} \quad (3)$$

Trong một chu kỳ sóng mang, giá trị điện áp tức thời xem như không thay đổi, do đó trị trung bình bằng với trị tức thời như sau:

$$V_{cm} = \frac{V_{AG} + V_{BG} + V_{CG}}{3} - \frac{V_d}{2} \quad (4)$$

trong đó  $V_{cm}$ ,  $V_{AG}$ ,  $V_{BG}$ , và  $V_{CG}$  lần lượt là trị trung bình của  $v_{cm}$ ,  $v_{AG}$ ,  $v_{BG}$ , và  $v_{CG}$ . Phương trình (4)



được chuẩn hóa theo  $V_d$  như sau:

$$\begin{aligned} \xi_{cm} &= \frac{V_{cm}}{V_d} \\ &= \frac{V_{AG}/V_d + V_{BG}/V_d + V_{CG}/V_d}{3} - \frac{1}{2} \\ \xi_{cm} &= \frac{\xi_A + \xi_B + \xi_C}{3} - \frac{1}{2} \end{aligned} \quad (5)$$

Trong đó  $\xi_A = V_{AG}/V_d$ ,  $\xi_B = V_{BG}/V_d$  và  $\xi_C = V_{CG}/V_d$ . Theo định nghĩa này,  $0 \leq \xi_A \leq 1$ ,  $0 \leq \xi_B \leq 1$  và  $0 \leq \xi_C \leq 1$ . Các đại lượng  $\xi_A$ ,  $\xi_B$ , và  $\xi_C$  lần lượt là các tín hiệu điều khiển ứng với mỗi pha.

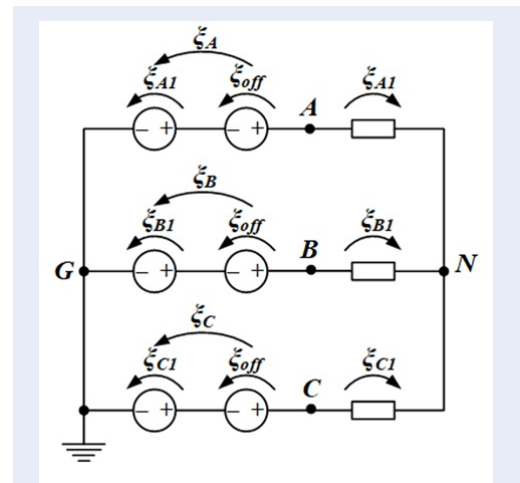
### PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU CHẾ ĐỘ RỘNG XUNG GIẢM ĐIỆN ÁP COMMON-MODE ĐỂ XUẤT

#### Kỹ thuật PWM RCMV để xuất

Xác định hàm offset và áp điều khiển

Mô hình áp trung bình được sử dụng để phân tích mạch 2L VSI, như Hình 3.

Ký hiệu vector tham chiếu  $\vec{V}_{ref} = V_{ref} e^{j\theta_{ref}}$ , các điện áp pha tải tham chiếu trong 1 chu kỳ sóng mang  $\{V_{AN},$



**Hình 3:** Mô hình áp trung bình của mạch nghịch lưu.

$V_{BN}, V_{CN}\}$ :

$$\begin{cases} V_{AN} = V_{ref} \cos \theta_{ref} \\ V_{BN} = V_{ref} \cos(\theta_{ref} - 2\pi/3) \\ V_{CN} = V_{ref} \cos(\theta_{ref} - 4\pi/3) \\ V_{AN} + V_{BN} + V_{CN} = 0 \end{cases} \quad (6)$$

Các giá trị tương ứng chuẩn hóa theo  $V_d$  lần lượt được xác định như sau:

$$\begin{cases} \xi_{A1} = V_{AN}/V_d \\ \xi_{B1} = V_{BN}/V_d \\ \xi_{C1} = V_{CN}/V_d \\ \xi_{A1} + \xi_{B1} + \xi_{C1} = 0 \end{cases} \quad (7)$$

Điện áp điều khiển được xác định bằng cách cộng thành phần offset vào điện áp tham chiếu:

$$\begin{cases} \xi_A = \xi_{A1} + \xi_{off} \\ \xi_B = \xi_{B1} + \xi_{off} \\ \xi_C = \xi_{C1} + \xi_{off} \end{cases} \quad (8)$$

Thay (8) vào (5), đồng thời kết hợp điều kiện  $\xi_{A1} + \xi_{B1} + \xi_{C1} = 0$ , thu được kết quả:

$$\begin{aligned} \xi_{cm} &= \frac{\xi_{A1} + \xi_{B1} + \xi_{C1} + 3\xi_{off}}{3} - \frac{1}{2} \\ &= \xi_{off} - \frac{1}{2} \end{aligned} \quad (9)$$

Giá trị  $\xi_{off}$  nằm trong phạm vi giữa  $\xi_{offmin}$  và  $\xi_{offmax}$ :

$$\xi_{offmin} \leq \xi_{off} \leq \xi_{offmax} \quad (10)$$

Giá trị tương ứng của  $\xi_{cm}$  được biểu diễn bởi:

$$\xi_{cmmin} \leq \xi_{cm} \leq \xi_{cmmax} \quad (11)$$

Việc thay đổi  $\xi_{off}$  trong (10) sẽ dẫn đến sự thay đổi giá trị  $\xi_{cm}$  trong (11).

Với định nghĩa tỷ số điều chế  $m = \frac{V_{refm}}{V_d/\sqrt{3}}$ , các dạng sóng của  $\xi_{cmmax}$  và  $\xi_{cmmin}$  tương ứng với các giá trị khác nhau của chỉ số điều chế được minh họa trên Hình 4. Mục đích của kỹ thuật đề xuất là cực tiểu hóa độ lớn áp common mode trung bình,  $\xi_{cm}^*$ . Từ đó, có thể thấy có thể phân chia vùng làm việc của vector điện áp tham chiếu theo quan hệ giữa  $\xi_{cmmax}$  và  $\xi_{cmmin}$ ; và ta phân biệt 3 trường hợp như được minh họa trong Hình 5.

Trong vùng làm việc thứ 1 (Area 1), khi các điện áp CMV cực đại và cực tiểu khác dấu, độ lớn  $\xi_{cm}^*$  có thể được thiết lập nhỏ nhất bằng zero như chỉ ra ở Hình 5(a). Trong vùng làm việc thứ 2 (Area 2), cả 2 điện áp CMV cùng dương như trên Hình 5b,  $\xi_{cm}$  sẽ nhỏ nhất khi thiết lập bằng giá trị  $\xi_{cm}^* = \xi_{cmmin}$ ; và trong vùng làm việc thứ 3 (Area 3), hai giá trị cực trị áp CMV cùng âm ở trên Hình 5c, thì hàm CMV cực tiểu được chọn bằng  $\xi_{cm}^* = \xi_{cmmax}$ . Dựa trên (9) và (12), hàm  $\xi_{off}$  trong kỹ thuật PWM song mang định nghĩa cho 3 vùng làm việc như sau:

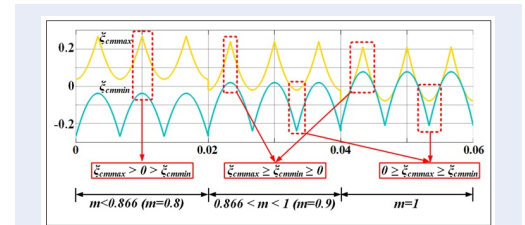
$$\begin{cases} \xi_{off} = 1/2 \text{ Area}_1 \\ \xi_{off} = 1/2 + \xi_{cmmin} \text{ Area}_2 \\ \xi_{off} = 1/2 + \xi_{cmmax} \text{ Area}_3 \end{cases} \quad (12)$$

Trong phần này, ta xác định phạm vi của các vùng làm việc trong giản đồ vector không gian. Việc dẫn giải sẽ dựa vào giản đồ trạng thái của kỹ thuật 4S-PWM. Xét trường hợp  $\vec{V}_{ref}$  nằm ở Sector I. Chuỗi trạng thái thực hiện RCMV là  $\vec{v}_6, \vec{v}_1, \vec{v}_2$  và  $\vec{v}_3$ . Biểu thức của  $\vec{V}_{ref}$ :

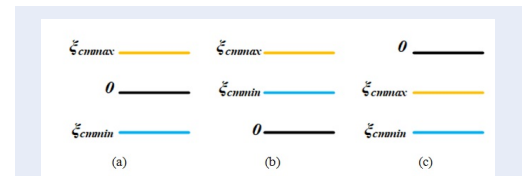
$$\begin{cases} \vec{V}_{ref} = d_1 \vec{v}_1 + d_2 \vec{v}_2 + d_3 \vec{v}_3 + d_6 \vec{v}_6 \\ d_1 + d_2 + d_3 + d_6 = 1 \\ d_3 = d_6 \\ 0 < d_1, d_2, d_3, d_6 < 1 \end{cases} \quad (13)$$

Chuỗi trạng thái được minh họa trong Hình 6, trong đó các hệ số tác động của mỗi vector được xác định:

$$\begin{cases} d_6 = \xi_C \\ d_1 = 1 - (d_6 + \xi_B) \\ d_2 = \xi_B - d_3 \\ d_3 = 1 - \xi_A \end{cases} \quad (14)$$



Hình 4: Dạng sóng CMV cực đại và cực tiểu ứng với các hệ số điều chế khác nhau.



Hình 5: Các trường hợp của mối quan hệ giữa  $\xi_{cmmax}$  và  $\xi_{cmmin}$ : (a)  $\xi_{cmmax} \geq 0 \geq \xi_{cmmin}$  (Area 1), (b)  $\xi_{cmmax} \geq \xi_{cmmin} \geq 0$  (Area 2), và (c)  $0 \geq \xi_{cmmax} \geq \xi_{cmmin}$  (Area 3)

$$\begin{cases} d_6 = \xi_{C1} + 1/2 \\ d_1 = \xi_{A1} \\ d_2 = -\xi_{C1} \\ d_3 = -\xi_{A1} + 1/2 \end{cases} \quad (15)$$

Từ (15) với điều kiện  $d_1, d_2, d_3, d_6 > 0$  suy ra:

$$\begin{cases} \xi_{C1} + 1/2 > 0 \\ \xi_{A1} > 0 \\ -\xi_{C1} > 0 \\ -\xi_{A1} + 1/2 > 0 \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} -1/2 < \xi_{C1} < 0 \\ 0 < \xi_{A1} < 1/2 \end{cases} \quad (16)$$

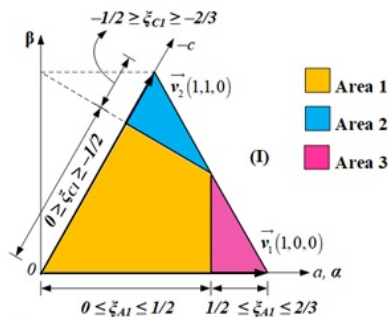
1	1	1	0	0	1	1	1	$S_A$
0	0	1	1	1	1	0	0	$S_B$
1	0	0	0	0	0	0	1	$S_C$
$d_{\theta}/2$	$d_{\theta}/2$	$d_{\theta}/2$	$d_{\theta}/2$	$d_{\theta}/2$	$d_{\theta}/2$	$d_{\theta}/2$	$d_{\theta}/2$	

Hình 6: Chuỗi xung RCMV (Sector I).

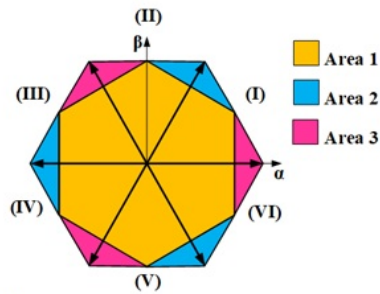
Từ (16), có thể xác định vị trí vector  $\vec{V}_{ref}$  nằm trong các Area 1, 2, 3 theo điều kiện như sau (17):

$$\begin{cases} \text{Area 1: } 0 < \xi_{A1} < 1/2 \\ \quad \quad \quad -1/2 < \xi_{C1} < 0 \\ \text{Area 2: } -2/3 < \xi_{C1} < -1/2 \\ \text{Area 3: } 1/2 < \xi_{A1} < 2/3 \end{cases} \quad (17)$$

Đối với các sector còn lại (II...VI), nguyên lý tính toán là tương tự. Các vùng điều khiển cực tiểu ACMV trên toàn bộ giản đồ vector được thể hiện trong Hình 7(b).



(a)

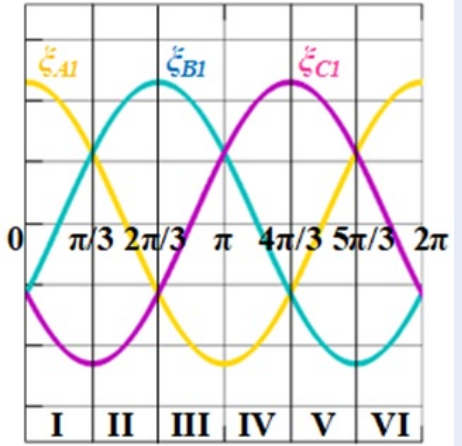


(b)

Hình 7: Phân vùng điều khiển cực tiểu hóa ACMV: (a) Sector I; (b) Toàn bộ giản đồ vector không gian.

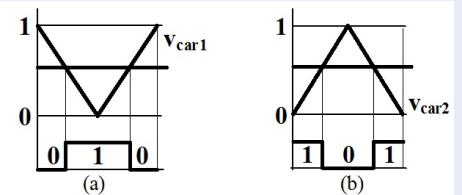
**Thực hiện kỹ thuật sóng mang**

Nguyên lý kỹ thuật sóng mang dựa trên sự so sánh giữa tín hiệu điều khiển  $\{\xi_A, \xi_B, \xi_C\}$  với tín hiệu sóng mang tam giác. Việc lựa chọn kiểu sóng mang cho từng pha phụ thuộc vào mối quan hệ tương đối giữa các giá trị  $\xi_{A1}, \xi_{B1}$  và  $\xi_{C1}$ , như thể hiện trong Hình 8.



Hình 8: Đồ thị các tín hiệu  $\xi_{A1}, \xi_{B1}$  và  $\xi_{C1}$  trong 1 chu kỳ của điện áp tham chiếu.

Xét Sector I ta có  $\xi_{A1} > \xi_{B1} > \xi_{C1}$ . Kết hợp với (8), suy ra  $\xi_A > \xi_B > \xi_C$ , tức là  $\xi_{max} = \xi_A$  và  $\xi_{min} = \xi_C$ . Kỹ thuật đề xuất sử dụng 2 sóng mang lệch pha nhau  $180^\circ$ , được ký hiệu lần lượt là sóng mang kiểu P và sóng mang kiểu N, như thể hiện trong Hình 9. Từ Hình 6, sóng mang ứng với pha A và pha C là sóng mang kiểu N, còn sóng mang ứng với pha B là sóng mang kiểu P. Từ đó xác định được tổ hợp sóng mang cho Sector I là NPN. Tổ hợp sóng mang này được sử dụng để triển khai kỹ thuật 4S RCMV CBPWM, như được thể hiện trong Hình 10 (b), (c) và (d), lần lượt cho các vùng làm việc Area 1, Area 2 và Area 3. Bảng 2 trình bày cách bố trí tổ hợp sóng mang và chuỗi trạng thái đóng ngắt cho toàn bộ 6 sector.

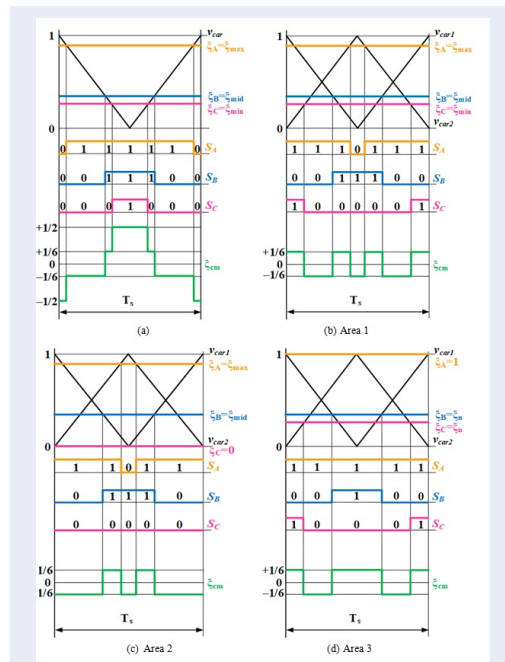


Hình 9: Hai loại sóng mang: (a) Sóng mang loại P; (b) Sóng mang loại N

Hình 11 minh họa giải thuật 4S RCMV CBPWM. Từ vector điện áp tham chiếu và điện áp nguồn DC, các điện áp tham chiếu  $\xi_{A1}, \xi_{B1}, \xi_{C1}$  được xác định. Từ (17), có thể xác định vùng làm việc (Area 1, Area 2, Area 3) của điện áp tham chiếu; từ đó suy ra điện áp  $\xi_{off}$ , và tổ hợp sóng mang xác định từ Bảng 2. Từ đó, khối tạo xung kích dùng sóng mang sẽ được thực hiện.

**Bảng 2: Chuỗi trạng thái đóng ngắt trong kỹ thuật 4s rcmv cbpwm**

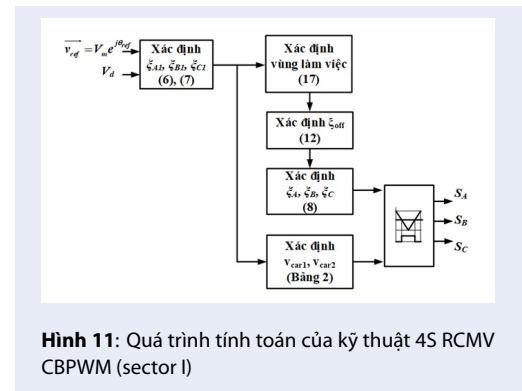
Sector	Tổ hợp sóng mang	Chuỗi xung		
		Area 1	Area 2	Area 3
I	NPN	101-100-110-010-110-100-101	100-110-010-110-100 ( $\xi_C=0$ )	101-100-110-100-101 ( $\xi_A=1$ )
II	NPP	100-110-010-011-010-110-100	100-110-010-110-100 ( $\xi_C=0$ )	100-010-011-010-100 ( $\xi_B=1$ )
III	NNP	110-010-011-001-011-010-100	010-011-001-011-010 ( $\xi_A=0$ )	100-010-011-010-100 ( $\xi_B=1$ )
IV	PNP	010-011-001-101-001-011-010	010-011-001-011-010 ( $\xi_A=0$ )	011-001-101-001-011 ( $\xi_C=1$ )
V	PNN	011-001-101-100-101-001-011	001-101-100-101-001 ( $\xi_B=0$ )	011-001-101-001-011 ( $\xi_C=1$ )
VI	PPN	001-101-100-110-100-101-001	001-101-100-101-001 ( $\xi_B=0$ )	101-100-110-100-101 ( $\xi_A=1$ )



**Hình 10:** Chuỗi trạng thái đóng ngắt trong Sector I: (a) Kỹ thuật SPWM; (b)-(d) Kỹ thuật 4S RCMV CBPWM

**Tiêu chí đánh giá**

Bên cạnh biên độ và trị trung bình của CMV, kỹ thuật đề xuất còn được đánh giá qua các hệ số méo dạng sóng hài, bao gồm độ méo dạng sóng hài tổng (THD) và độ méo dạng sóng hài tổng có xét đến trọng số (WTHD) của điện áp ngõ ra. Các chỉ số này được



**Hình 11:** Quá trình tính toán của kỹ thuật 4S RCMV CBPWM (sector I)

định nghĩa lần lượt như sau:

$$THD(v_{AB}) = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} (V_{ABrms}(n))^2} / V_{ABrms(1)} \quad (18)$$

$$WTHD(v_{AB}) = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} (V_{ABrms}(n)/n)^2} / V_{ABrms(1)} \quad (19)$$

Trong đó n là số bậc của sóng hài và  $V_{ABrms}(n)$  là trị hiệu dụng thành phần hài bậc n của điện áp dây.

**KẾT QUẢ VÀ THẢO LUẬN**

Để kiểm chứng giải thuật đề xuất, một mô hình mô phỏng MATLAB/Simulink đã được xây dựng. Bên cạnh đó, mô hình thực nghiệm cũng được triển khai. Các thông số dùng cho mô phỏng và thực nghiệm được liệt kê trong Bảng 3.

**Bảng 3: Thông số mô phỏng và thực nghiệm**

Ký hiệu	Tên đại lượng	Giá trị
$V_d$	điện áp nguồn dc	100 V
R	điện trở tải	16 $\Omega$
L	điện cảm tải	60 mH
$f_{car}$	Tần số sóng mang	5 kHz

**Kết quả mô phỏng**

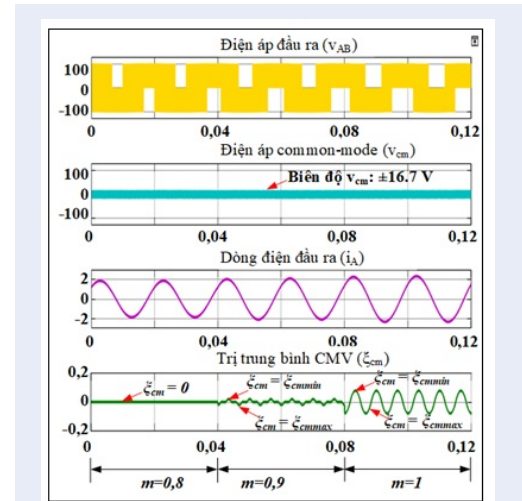
Hình 12 hiển thị kết quả mô phỏng các tín hiệu điện áp dây ( $v_{AB}$ ), CMV ( $v_{cm}$ ), dòng điện pha A ( $i_A$ ), và CMV được chuẩn hóa theo  $V_d$  ( $\xi_{cm}$ ). Hiệu quả của kỹ thuật đề xuất trong việc giảm biên độ CMV được thể hiện với kết quả biên độ CMV được giữ trong phạm vi  $\pm 16,7$  V ứng với  $V_d = 100$  V, tức là bằng  $\pm V_d/6$ . Dạng sóng  $\xi_{cm} = 0$  khi  $m=0,8$  ( $m \leq 0,866$ ), đạt giá trị  $\xi_{cmmin}$  (Area 2) và  $\xi_{cmmax}$  (Area 3) với  $m > 0,866$ , cụ thể là  $m=0,9$  và  $m=1$  như trong Hình 12.

Phổ sóng hài của  $v_{AB}$  và  $v_{cm}$  được hiển thị lần lượt trong Hình 13 và Hình 14. Từ Hình 13(a),  $THD(v_{AB})=88,8\%$  và  $WTHD(v_{AB})=0,85\%$  ứng với  $m=0,8$ . Các giá trị tương ứng cho  $m=1$  lần lượt là 47% và 0,46% (Hình 13 (c)). Xét thành phần hài bậc 3 của CMV, ký hiệu  $V_{cmm(3)}$ , (a) cho thấy  $V_{cmm(3)}=0$  với  $m=0,8$  ( $m \leq 0,866$ ) và giá trị này là 8% ứng với  $m=1$ , như hiển thị trong Hình 14(c).

Bảng 4 và Bảng 5 trình bày các giá trị THD và WTHD thu được từ mô phỏng. Các đặc tuyến  $THD(v_{AB})$ ,  $WTHD(v_{AB})$ , và  $V_{cmm(3)}$  được biểu diễn lần lượt trong Hình 15 (a), (b), và (c). Mặc dù ở các hệ số điều chế thấp, kỹ thuật đề xuất có méo dạng sóng hài cao hơn đáng kể so với các kỹ thuật truyền thống, tuy nhiên tại các giá trị m lớn, độ chênh lệch giữa các kỹ thuật được rút ngắn đáng kể. Ví dụ tại  $m=0,866$ ,  $THD(v_{AB})$  của các kỹ thuật 4S RCMV CBPWM, MO CBPWM, và SPWM lần lượt là 75%, 42%, và 49%, trong khi các giá trị  $WTHD(v_{AB})$  tương ứng lần lượt là 0,73%, 0,36%, và 0,46%. Kỹ thuật MO CBPWM có các giá trị méo dạng sóng hài thấp nhất. Tại  $m=1$ ,  $THD(v_{AB})$  của kỹ thuật 4S RCMV CBPWM là 47% và của MO CBPWM là 40%.  $WTHD(v_{AB})$  của các kỹ thuật lần lượt là 0,46% và 0,38%.

Trong cùng điều kiện, có sự khác biệt nhỏ giữa kỹ thuật đề xuất với các kỹ thuật truyền thống, xét theo các hệ số méo dạng sóng hài. Tuy nhiên, ưu điểm của kỹ thuật 4S RCMV CBPWM được thể hiện rõ trong Hình 15 (c). Kỹ thuật đề xuất mang lại ZACMV trong phạm vi  $m \leq 0,866$  giống như SPWM, trong khi kỹ thuật MO CBPWM có giá trị  $V_{cmm(3)}$  cao nhất, giá trị này tăng tuyến tính từ 0,02 pu (tại  $m=0,2$ ) đến 0,1 pu ( $m=0,866$ ). Mặc dù trong phạm vi  $0,866 < m < 1$ , kỹ

thuật đề xuất có  $V_{cmm(3)} > 0$ , tuy nhiên giá trị này vẫn nhỏ hơn so với kỹ thuật MO CBPWM. Ví dụ, giá trị lớn nhất của  $V_{cmm(3)}$  trong 4S RCMV CBPWM là 0,08 pu tại  $m=1$ , trong khi giá trị này của MO CBPWM là 0,12 pu, tức là cao hơn 1,5 lần.



**Hình 12:** Dạng sóng đầu ra trong mô phỏng của kỹ thuật 4S RCMV CBPWM.

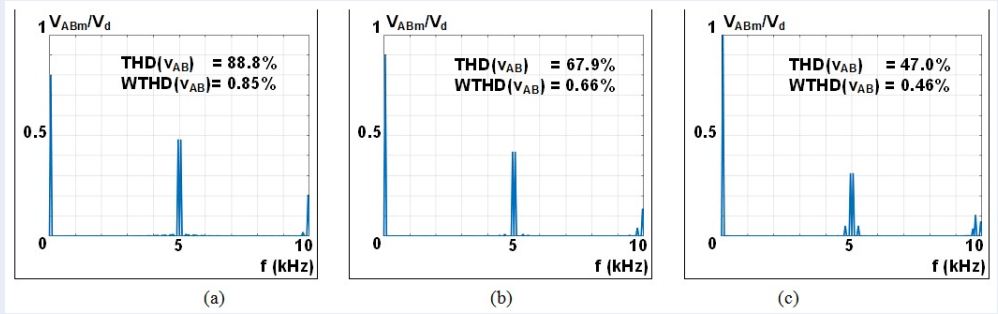
**Kết quả thực nghiệm**

Hình 16 mô tả mạch thực nghiệm. Bộ xử lý tín hiệu số (DSP) TI TMS320 F28377D được sử dụng làm bộ điều khiển. Giá trị dead-time được đặt bằng 2  $\mu s$ . Các dạng sóng thực nghiệm được hiển thị trong Hình 17, các kết quả phân tích phổ tương ứng được thể hiện lần lượt trong Hình 18 và Hình 19.

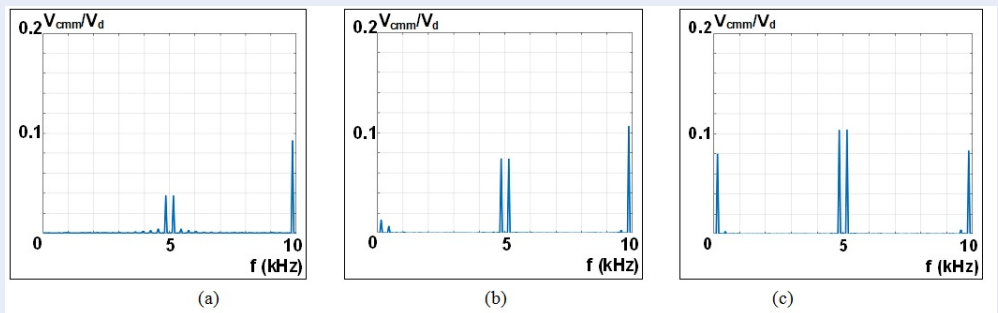
Dạng sóng thực nghiệm cho thấy biên độ CMV của giải thuật đề xuất giảm và bằng  $V_d/6$ . Xét kết quả trên Hình 18 (a),  $THD(v_{AB})=95,2\%$  và  $WTHD(v_{AB})=1,38\%$  tại  $m=0,8$  trong khi tại  $m=1$ , các giá trị này lần lượt là 57,3% và 1,26%. Phổ CMV trong Hình 19 cho biết tại  $m=0,8$ ,  $V_{cmm(3)}=0,035$  pu và tại  $m=1$ , giá trị này là 0,08 pu.

Bảng 6 và Bảng 7 lần lượt trình bày kết quả THD và WTHD từ thực nghiệm. Các đặc tính của phương pháp đề xuất thể hiện trong Hình 20. Kỹ thuật MO CBPWM có độ méo dạng sóng hài tốt hơn 2 kỹ thuật còn lại. Ví dụ tại  $m=0,866$ ,  $THD(v_{AB})$  của các kỹ thuật 4S RCMV CBPWM, MO CBPWM, và SPWM được hiển thị trong Hình 20(a) lần lượt là 86%, 46% và 55%. Các giá trị  $WTHD(v_{AB})$  tương ứng với 3 kỹ thuật trên, như Hình 20(b) lần lượt là 1,36%, 0,98% và 1,35%.

Kết quả phân tích sóng hài bội 3 CMV  $V_{cmm(3)}$  cho thấy, phương pháp 4S RCMV CBPWM đề xuất có chất lượng tốt nhất, như thể hiện trong Hình 20(c),



Hình 13: Kết quả mô phỏng phổ điện áp ngõ ra: (a)  $m=0,8$ , (b)  $m=0,9$ , và (c)  $m=1$  ( $f_{maxFFT}=10$  kHz).



Hình 14: Kết quả mô phỏng phổ CMV: (a)  $m=0,8$ , (b)  $m=0,9$ , và (c)  $m=1$  ( $f_{maxFFT}=10$  kHz).

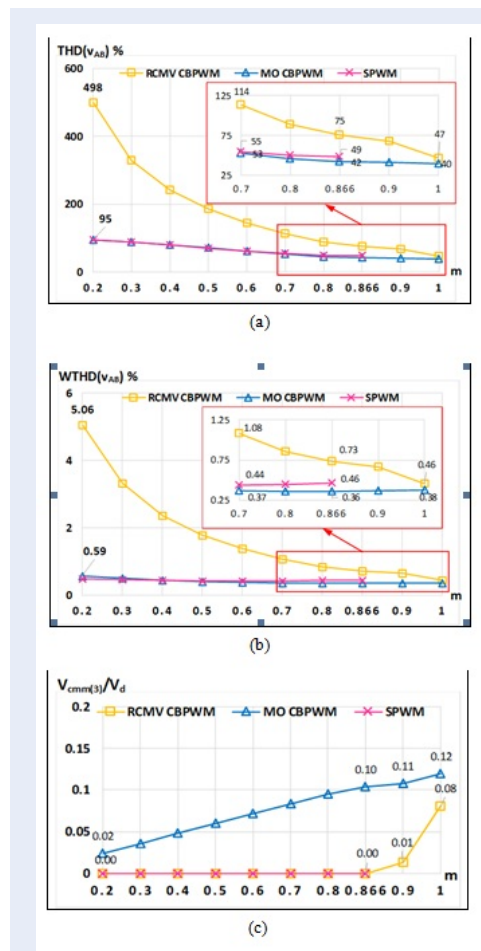
Bảng 4: Giá trị  $Thd(V_{ab})$  mô phỏng

m	THD( $v_{AB}$ ) (%)		
	RCMV CBPWM	SPWM	MO CBPWM
0,2	498	95	95
0,3	330	88	89
0,4	243	80	81
0,5	186	71	72
0,6	145	62	62
0,7	114	55	53
0,8	89	50	46
0,866	75	49	42
0,9	68	–	41
1	47	–	40



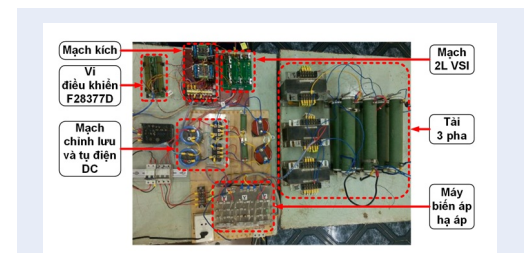
**Bảng 5: Giá trị Wthd ( $V_{ab}$ ) mô phỏng**

m	WTHD( $v_{AB}$ ) (%)		
	RCMV CBPWM	SPWM	MO CBPWM
0,2	5,06	0,50	0,59
0,3	3,32	0,48	0,51
0,4	2,38	0,46	0,46
0,5	1,79	0,44	0,42
0,6	1,39	0,43	0,39
0,7	1,08	0,44	0,37
0,8	0,85	0,45	0,36
0,866	0,73	0,46	0,36
0,9	0,66	–	0,36
1	0,46	–	0,38



**Hình 15:** Các đặc tuyến mô phỏng: (a) THD( $v_{AB}$ ); (b) WTHD( $v_{AB}$ ); (c)  $V_{cmm(3)}/V_d$

$V_{cmm(3)}$  giảm không vượt quá 0,03 pu trong phạm vi  $m \leq 0,866$ , không chênh lệch bao nhiêu so với kỹ thuật SPWM. Với  $m > 0,866$ ,  $V_{cmm(3)}$  của kỹ thuật đề xuất tăng lần lượt đến 0,04 pu ( $m=0,9$ ) và 0,08 pu ( $m=1$ ). Trái lại,  $V_{cmm(3)}$  của MO CBPWM tăng gần như tuyến tính từ 0,03 pu ( $m=0,2$ ) đến 0,12 pu ( $m=0,866$ ). Kỹ thuật SPWM không thể mở rộng phạm vi điều chế lớn hơn 0,866 như đối với MO CBPWM và 4S RCMV CBPWM. Tại  $m=1$ ,  $V_{cmm(3)}$  bằng 0.14 pu, cao hơn 75% so với giá trị tương ứng của kỹ thuật đề xuất. BẢNG 8 trình bày sự so sánh giữa các kỹ thuật SPWM, MO CBPWM, và 4S RCMV CBPWM. Từ BẢNG 8 có thể thấy, kỹ thuật đề xuất có cùng phạm vi điều chế với MO CBPWM, và mở rộng phạm vi điều chế tuyến tính thêm 15,5% so với SPWM. Tuy nhiên, biên độ của CMV trong phương pháp 4S RCMV CBPWM thấp hơn 3 lần so với biên độ trong các kỹ thuật SPWM và MO CBPWM. Thêm vào đó, kỹ thuật đề xuất đạt cực tiểu zero CMV trong phạm vi  $0 \leq m \leq 0,866$  giống như SPWM, trong khi trị trung bình CMV của MO CBPWM cao hơn so với SPWM và 4S RCMV CBPWM.



**Hình 16:** Mạch điện thực nghiệm

**Bảng 6: Giá trị Thd ( $V_{ab}$ ) thực nghiệm**

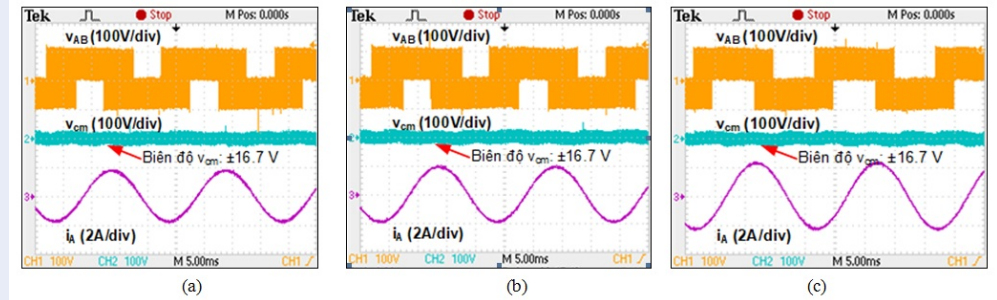
m	THD( $v_{AB}$ ) (%)		
	RCMV CBPWM	SPWM	MO CBPWM
0,2	536	141	127
0,3	317	100	94
0,4	272	93	92
0,5	198	86	92
0,6	164	71	68
0,7	120	65	66
0,8	95	56	53
0,866	86	55	46
0,9	73	–	44
1	57	–	46

**Bảng 7: Giá trị Wthd ( $V_{ab}$ ) thực nghiệm**

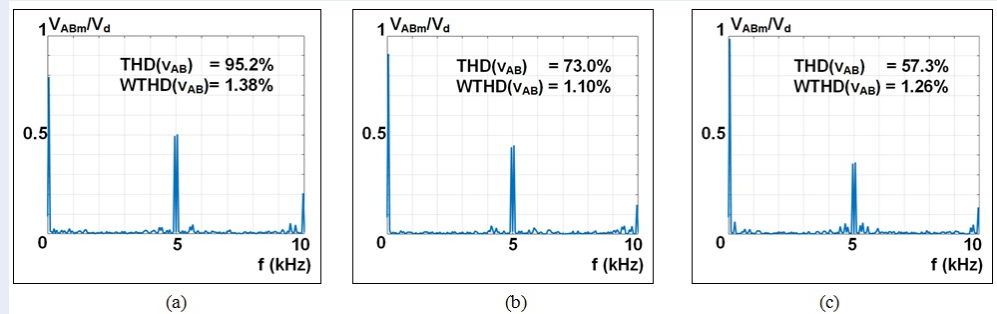
m	WTHD( $v_{AB}$ ) (%)		
	RCMV CBPWM	SPWM	MO CBPWM
0,2	5,62	3,75	2,86
0,3	4,78	3,54	2,34
0,4	4,06	3,17	1,42
0,5	2,65	2,32	1,55
0,6	2,16	1,70	1,48
0,7	1,62	1,46	1,20
0,8	1,38	1,22	1,18
0,866	1,36	1,35	0,98
0,9	1,09	–	1,07
1	1,26	–	0,91

**Bảng 8: So sánh các kỹ thuật cbpwm cho mạch 2l vs1**

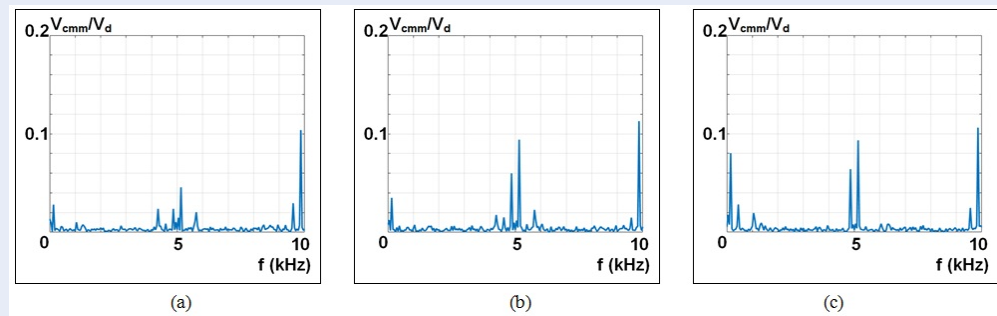
Đại lượng	SPWM	MO CBPWM	4S RCMV CBPWM
Giá trị $\xi_{off}$	1/2	$\frac{\xi_{offmax} + \xi_{offmin}}{2}$	$\begin{cases} 1/2 (\xi_{cmmax} > 0 > \xi_{cmmin}) \\ 1/2 + \xi_{cmmin} (\xi_{cmmax} > \xi_{cmmin} > 0) \\ 1/2 + \xi_{cmmax} (0 > \xi_{cmmax} > \xi_{cmmin}) \end{cases}$
Phạm vi điều chế tuyến tính	$0 \leq m \leq 0,866$	$0 \leq m \leq 1$	$0 \leq m \leq 1$
Biên độ CMV	CAO ( $\pm V_d/2$ )	CAO ( $\pm V_d/2$ )	THẤP ( $\pm V_d/6$ )
Biên độ hài bậc 3 trong CMV	0	CAO	0 ( $0 \leq m \leq 0,866$ ) THẤP ( $0,866 \leq m \leq 1$ )



Hình 17: Dạng sóng thực nghiệm của kỹ thuật 4S RCMV CBPWM: (a)  $m=0,8$ ; (b)  $m=0,9$ ; (c)  $m=1$



Hình 18: Phổ thực nghiệm của điện áp  $v_{AB}$  của kỹ thuật 4S RCMV CBPWM ( $f_{maxFFT} = 10$  kHz): (a)  $m=0,8$ ; (b)  $m=0,9$ ; (c)  $m=1$

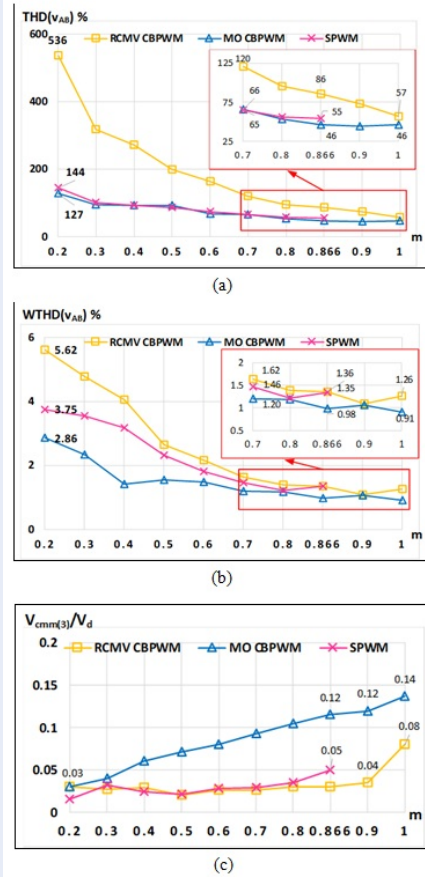


Hình 19: Phổ thực nghiệm CMV trong kỹ thuật 4S RCMV CBPWM ( $f_{maxFFT} = 10$  kHz): (a)  $m=0,8$ ; (b)  $m=0,9$ ; (c)  $m=1$

## KẾT LUẬN

Bài báo đã trình bày kỹ thuật giảm CMV cho mạch nghịch lưu 2 bậc với trị trung bình CMV cực tiểu. Phương pháp đề xuất RCM CBPWM có một số ưu điểm như: đơn giản, dễ thực hiện, yêu cầu tính toán ít và có thể dễ dàng mở rộng cho mạch nghịch lưu đa bậc. Kết quả mô phỏng và thực nghiệm cho thấy kỹ thuật được đề xuất có khả năng giới hạn biên độ CMV trong phạm vi  $\pm V_d/6$ , tức là giảm 66,7% so với các kỹ thuật thông thường như SPWM hay SVM. Bên cạnh

đó, trị trung bình CMV được cực tiểu hóa. Phạm vi cực tiểu điện áp CMV được mở rộng đến toàn diện tích giản đồ vector không gian điện áp, điều này có ý nghĩa trong việc tận dụng khả năng làm việc tối đa của biến tần với yêu cầu hạn chế dòng rò do hài bậc thấp của CMV gây ra, đặc biệt là hài bậc 3. Kết quả mô phỏng và thực nghiệm đều xác minh tính đúng đắn của giải thuật đề xuất.



Hình 20: Các đặc tuyến thực nghiệm: (a) THD(v<sub>AB</sub>); (b) WTHD(v<sub>AB</sub>); (c) V<sub>cm(3)</sub>/V<sub>d</sub>

### LỜI CẢM ƠN

Nghiên cứu được tài trợ bởi Đại học Quốc gia Thành phố Hồ Chí Minh (ĐHQG-HCM) trong khuôn khổ Đề tài mã số C2021-20-12

### DANH MỤC CÁC TỪ VIẾT TẮT

- 2L VSI: Mạch nghịch lưu nguồn áp 2 bậc - Two level voltage source inverter
- CBPWM: Điều chế độ rộng xung sóng mang - Carrier-based pulse-width modulation
- SVM: Điều chế vector không gian - Space vector modulation
- CMV: Điện áp common-mode - Common-mode voltage
- SPWM: Điều chế độ rộng xung sin-Sinusoidal pulse-width modulation
- THD: Độ méo dạng sóng hài tổng-Total harmonic distortion
- WTHD: Độ méo dạng sóng hài tổng có xét đến trọng số-Weighted-total harmonic distortion

RCMV: Giảm điện áp common-mode-Reduced Common-mode Voltage

ACMV: Trị trung bình điện áp common-mode-Average Common-mode Voltage

MACMV: Trị trung bình điện áp common-mode được cực tiểu hóa-Minimized Average Common-mode Voltage

ZACMV: Trị trung bình điện áp common-mode bằng không-Zero Average Common-mode Voltage

AZSPWM: Điều chế độ rộng xung sử dụng trạng thái zero tích cực-Active Zero State Pulse-width Modulation

NSPWM: Điều chế độ rộng xung sử dụng trạng thái gần-Near State Pulse-width Modulation

RSPWM: Điều chế độ rộng xung sử dụng trạng thái xa-Remote State Pulse-width Modulation

MAZSPWM: Điều chế độ rộng xung sử dụng trạng thái zero tích cực cải tiến-Modified Active Zero State Pulse-width Modulation

### XUNG ĐỘT LỢI ÍCH

Nhóm tác giả xin cam đoan rằng không có bất kỳ xung đột lợi ích nào trong công bố bài báo.

### ĐÓNG GÓP CỦA CÁC TÁC GIẢ

Lê Nguyễn Hồng Phong thực hiện phân tích lý thuyết, xây dựng mô hình mô phỏng, mô hình thực nghiệm, thu thập và phân tích số liệu, viết bản thảo ban đầu. Nguyễn Văn Nhờ đưa ra ý tưởng nghiên cứu, phân tích mạch, hướng dẫn thực hiện, đánh giá kết quả và hiệu đính bài viết.

### TÀI LIỆU THAM KHẢO

1. Wu X, et al. Optimized common-mode voltage reduction PWM for three-phase voltage-source inverters. IEEE Transactions on Power Electronics. 2016;31(4):2959–2969. Available from: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2015.2451673>.
2. Erdman JM, et al. Effect of PWM inverters on AC motor bearing currents and shaft voltages. IEEE Transactions on Industry Applications. 1996;32(2):250–259. Available from: <https://doi.org/10.1109/28.491472>.
3. Busse D, et al. Bearing currents and their relationship to PWM drives. IEEE Transactions on Power Electronics. 1997;12(2):243–252. Available from: <https://doi.org/10.1109/63.558735>.
4. Akagi H, Shimizu T. Attenuation of conducted EMI emissions from an inverter-driven motor. IEEE Transactions on Power Electronics. 2008;23(1):282–290. Available from: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2007.911878>.
5. Chen S, et al. Source of induction motor bearing currents caused by PWM inverters. IEEE Transactions on Energy Conversion. 1996;11(1):25–32. Available from: <https://doi.org/10.1109/60.486572>.
6. Hou C, et al. Common-mode voltage reduction pulse-width modulation techniques for three-phase grid-connected converters. IEEE Transactions on Power Electronics. 2013;28(4):1971–1979. Available from: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2012.2196712>.

7. Wang F, et al. Motor shaft voltages and bearing currents and their reduction in multilevel medium-voltage PWM voltage-source-inverter drive applications," IEEE Transactions on Industry Applications. 2000;36(5):1336–1341. Available from: <https://doi.org/10.1109/28.871282>.
8. Morris CT, et al. Reduction of common-mode voltage and conducted EMI through three-phase inverter topology. IEEE Transactions on Power Electronics. 2017;32(3):1720–1724. Available from: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2016.2608388>.
9. Tallam RM, et al. Common-mode voltage reduction PWM algorithm for AC drives. IEEE Transactions on Industry Applications. 2010;46(5):1959–1969.
10. Swamy MM, et al. Common mode current attenuation techniques for use with PWM drives. IEEE Transactions on Power Electronics. 2001;16(2):248–255. Available from: <https://doi.org/10.1109/63.911149>.
11. Son Y, Sul SK. A new active common-mode EMI filter for PWM inverter. IEEE Transactions on Power Electronics. 2003;18(6):1309–1314. Available from: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2003.818829>.
12. Baiju MR, et al. A dual two-level inverter scheme with common mode voltage elimination for an induction motor drive. IEEE Transactions on Power Electronics. 2004;19(3):794–805. Available from: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2004.826514>.
13. Rendusara DA, Enjeti PN. An improved inverter output filter configuration reduces common and differential modes dv/dt at the motor terminals in PWM drive systems. IEEE Transactions on Power Electronics. 1998;13(6):1135–1143. Available from: <https://doi.org/10.1109/63.728340>.
14. Jayaraman K, Kumar M. Design of passive common-mode attenuation methods for inverter-fed induction motor drive with reduced common-mode voltage PWM technique. IEEE Transactions on Power Electronics. 2020;35(3):2861–2870. Available from: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2019.2930825>.
15. Lai YS, Shyu FS. Optimal common-mode Voltage reduction PWM technique for inverter control with consideration of the dead-time effects-part I: basic development. IEEE Transactions on Industry Applications. 2004;40(6):1605–1612. Available from: <https://doi.org/10.1109/TIA.2004.836149>.
16. Un E, Hava AM. A near-state PWM method with reduced switching losses and reduced common-mode voltage for three-phase voltage source inverters. IEEE Transactions on Industry Applications. 2009;45(2):782–793. Available from: <https://doi.org/10.1109/TIA.2009.2013580>.
17. Hava AM, Ün E. A high-performance PWM algorithm for common-mode voltage reduction in three-phase voltage source inverters. IEEE Transactions on Power Electronics. 2011;26(7):1998–2008. Available from: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2010.2100100>.
18. Tan G, et al. A generalized algorithm to eliminate spikes of common-mode voltages for CMVRPWM. IEEE Transactions on Power Electronics. 2016;31(9):6698–6709. Available from: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2015.2501548>.
19. Janabi A, Wang B. Hybrid SVPWM scheme to minimize the common-mode voltage frequency and amplitude in voltage source inverter drives. IEEE Transactions on Power Electronics. 2019;34(2):1595–1610. Available from: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2018.2834409>.
20. Liu Z, et al. Reduction of common-mode voltage in multiphase two-level inverters using SPWM with phase-shifted carriers. IEEE Transactions on Power Electronics. 2016;31(9):6631–6645. Available from: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2015.2499380>.
21. Tian K, et al. A virtual space vector modulation technique for the reduction of common-mode voltages in both magnitude and third-order component. IEEE Transactions on Power Electronics. 2016;31(1):839–848. Available from: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2015.2408812>.
22. Chen H, Zhao H. Review on pulse-width modulation strategies for common-mode voltage reduction in three-phase voltage-source inverters. IET Power Electronics. 2016;9(14):2611–2620. Available from: <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2015.1019>.
23. Huang J, et al. Suppression of common-mode voltage spectral peaks by using rotation reverse carriers in sinusoidal pulse width modulation three-phase inverters with CFM. IET Power Electronics. 2020;13(6):1246–1256. Available from: <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2019.0923>.
24. Hoseini SK, et al. Predictive modulation schemes to reduce common-mode voltage in three-phase inverters-fed AC drive systems. IET Power Electronics. 2014;7(4):840–849. Available from: <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2013.0182>.
25. Mun S, Kwak S. Reducing common-mode voltage of three-phase VSIs using the predictive current control method based on reference voltage. Journal of Power Electronics. 2015;15(3):712–720. Available from: <https://doi.org/10.6113/JPE.2015.15.3.712>.
26. Guo L, et al. An improved model predictive control strategy to reduce common-mode voltage for two-level voltage source inverters considering dead-time effects. IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2019;66(5):3561–3572.
27. Guo L, et al. Hybrid voltage vector preselection-based model predictive control for two-level voltage source inverters to reduce the common-mode voltage. IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2020;67(6):4680–4691. Available from: <https://doi.org/10.1109/TIE.2019.2931257>.
28. Duong TD, et al. Modulation Techniques for a Modified Three-Phase Quasi-Switched Boost Inverter With Common-Mode Voltage Reduction. IEEE Access. 2020;8:160670 – 160683. Available from: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3020635>.

# A four-state CBPWM technique for common-mode voltage reduction in two-level inverter

Phong Nguyen-Hong Le, Nho-Van Nguyen \*



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

## ABSTRACT

Common-mode voltage (CMV) leads to a large number of failures in power electronics systems, for example, in two level voltage source inverter (2L VSI)-based circuits. This paper presents a four-state (4S) carrier-based pulse-width modulation (CBPWM) technique which yields the reduced CMV (RCMV) for a 2L VSI. The proposed algorithm is called as 4S RCMV CBPWM. The principle of 4S RCMV CBPWM technique is based on the four-state space vector modulation (4S SVM), which removes the zero vectors in the switching sequence and utilizes the active vectors so that the magnitude of CMV is limited to one-sixth of DC source voltage. In addition, the proposed technique also considers the target of minimizing average CMV values on the whole operation area of the space vector diagram. To implement the proposed algorithm, the CMV function is firstly analyzed so that the requirements for minimized average CMV values are achieved. Control voltages for 2L VSI is deduced from the reference voltages and offset function, thus the required average CMV is achieved. Carrier implementation for proposed algorithm is also analyzed. The theory study is verified by simulation and experiment models the quality of proposed method is evaluated in terms of harmonics distortion factors.

**Key words:** common-mode voltage, two-level voltage source inverter, carrier-based pulse-width modulation, space vector modulation, total harmonic distortion, weighted-total harmonic distortion

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

## Correspondence

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

Email: nvnho@hcmut.edu.vn

## History

- Received: 29-4-2021
- Accepted: 9-9-2021
- Published: 30-9-2021

DOI : 10.32508/stdjet.v4i3.834



## Copyright

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



**Cite this article :** Le P N, Nguyen N. **A four-state CBPWM technique for common-mode voltage reduction in two-level inverter.** *Sci. Tech. Dev. J. – Engineering and Technology*; 4(3):1134-1147.