

## Kỹ thuật PWM đa sóng mang IPD, POD và APOD cho nghịch lưu ba pha NNPC năm bậc

### IPD, POD and APOD Multi-carrier PWM Techniques for Five-Level Nested Neutral Point Clamped Inverter

Trần Hoài Thương<sup>1</sup>, Nguyễn Văn Nhò<sup>1,\*</sup>, Phạm Đăng Khoa<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Trường Đại học Bách khoa, Đại học Quốc Gia TP. HCM

\*Corresponding author E-mail: [nvnh@hcmut.edu.vn](mailto:nvnh@hcmut.edu.vn)

#### Abstract

Recently, high-voltage and high-power devices in industrial applications and power grids in the form of Nested Neutral Point Clamped (NNPC) multi-level inverters have been proposed and developed. Control methods for these converters have received significant research attention to provide low output harmonic distortion and reduced Common Mode Voltage (CMV). Carrier-Based Pulse Width Modulation (CBPWM) is a preferred choice due to its simplicity. This paper investigates and compares the characteristics of various Sine-triangle CBPWM techniques applied to the five-level NNPC inverter, such as In-Phase-Disposition PWM (IPD-PWM), Phase-Opposition-Disposition PWM (POD-PWM), and Alternative-Phase-Opposition-Disposition PWM (APOD-PWM). The balancing of DC capacitor voltages is realized by repetitive voltage states. Both simulated and experimental results reveal that the IPD-PWM method yields the lowest harmonic distortion. The POD-PWM technique excels in limiting the Common Mode Voltage (CMV) magnitude. Meanwhile, APOD-PWM offers better harmonic waveform quality compared to POD-PWM but still exhibits higher CMV magnitude during high-voltage operation. The results also demonstrate that the capacitor voltage balancing algorithm is effective for all three techniques, including IPD-PWM, POD-PWM, and APOD-PWM.

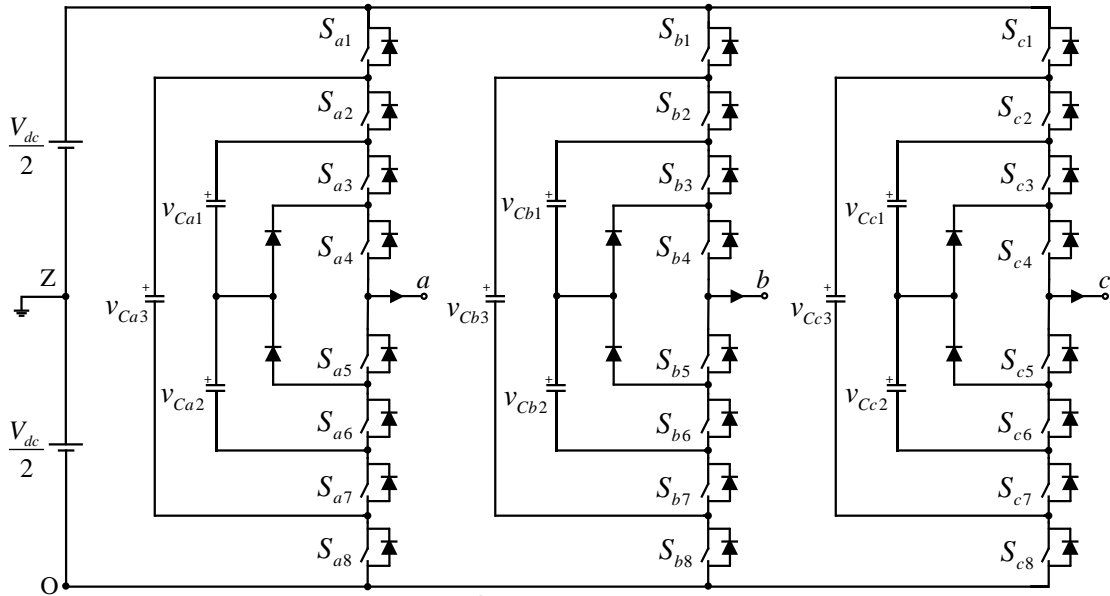
**Keywords:** NNPC inverter, Multi-carrier PWM, Phase Disposition, Phase Opposition Disposition, Alternative Phase Opposition Disposition

#### Tóm tắt

Gần đây, các thiết bị biến đổi công suất điện áp cao và công suất lớn trong công nghiệp, trong lưới điện dạng bộ nghịch lưu đa bậc NNPC (Nested Neutral Point Clamped) được đề xuất và phát triển. Các phương pháp điều khiển cho bộ biến đổi này được chú trọng đầu tư nghiên cứu nhằm cung cấp điện áp và dòng điện ngõ ra chất lượng cao như đạt độ méo dạng sóng hài thấp, giảm điện áp Common mode. Phương pháp điều chế độ rộng xung đa sóng mang (CBPWM) là một lựa chọn do nguyên lý đơn giản, dễ thực hiện. Bài báo này nghiên cứu và so sánh đặc tính các kỹ thuật Sin CBPWM áp dụng cho bộ nghịch lưu năm bậc NNPC. Các kỹ thuật CBPWM phổ biến bao gồm kỹ thuật bố trí cùng pha (IPD - In phase disposition), bố trí ngược pha (POD - Phase opposition disposition) và bố trí ngược pha luân phiên (APOD - Alternative phase opposition disposition). Kỹ thuật điều khiển cân bằng điện áp trên các tụ DC nhờ tận dụng các trạng thái điện áp trùng lặp cũng được áp dụng. Kết quả khảo sát bằng mô phỏng dùng phần mềm PLECS và kiểm chứng bởi mô hình thực nghiệm cho thấy, phương pháp IPD-PWM cho độ méo dạng sóng hài nhỏ nhất, phương pháp POD-PWM có ưu điểm vượt trội vì có thể hạn chế giá trị điện áp Common mode (CMV - Common mode voltage) ở mức thấp nhất, phương pháp điều chế APOD-PWM có chất lượng sóng hài tốt hơn so với POD-PWM nhưng vẫn còn xuất hiện các xung áp CMV cao khi làm việc ở phạm vi điện áp lớn. Kết quả nghiên cứu cho thấy, giải thuật cân bằng áp tụ áp dụng tốt cho cả 3 kỹ thuật IPD-PWM, POD-PWM và APOD-PWM.

#### 1. Giới thiệu

Bộ nghịch lưu có ứng dụng trong nhiều lĩnh vực khác nhau như thiết bị biến đổi năng lượng tái tạo kết nối lưới, bộ nguồn biến đổi nguồn điện áp tần số không đổi, bộ biến tần cho các hệ truyền động điện [1-3]. Do cấu trúc đơn giản và dễ điều khiển, giá thành rẻ, bộ nghịch lưu áp hai bậc được áp dụng phổ biến khắp các lĩnh vực của công nghiệp. Tuy nhiên, khi phát triển bộ nghịch lưu hai bậc cho các nhu cầu thực tế đòi hỏi điện áp cao và tần số đóng ngắt lớn, như các hệ thống truyền động điện công suất lớn, các bộ nguồn chất lượng có yêu cầu độ méo dạng thấp, đặc tính của bộ nghịch lưu hai bậc có nhiều bất lợi như tổn thất chuyển mạch cao, nhiễu điện từ và tổng độ méo dạng hài (THD%) lớn [4]. Bộ nghịch lưu đa bậc được phát triển để khắc phục các vấn đề nêu trên. Trong đó, một cấu hình mới được gọi là bộ nghịch lưu kẹp điểm trung tính lồng nhau (NNPC) đã được đề xuất trong những năm gần đây để sử dụng trong truyền động trung áp [5-7]. So với các cấu hình năm bậc NPC thông thường, cấu hình NNPC năm bậc chỉ cần hai diode mỗi pha thay vì 12 diode mỗi pha của cấu hình NPC [8] và bộ nghịch



Hình 1: Cấu hình nghịch lưu NNPC năm bậc.

lưu NNPC có khả năng cân bằng điện áp trên các tụ DC tốt hơn do tồn tại các trạng thái dư cho phép điều khiển nạp/xả dòng qua tụ bay. So với cấu hình nghịch lưu năm bậc tụ bay cơ bản (FLC - Flying capacitor clamped), cấu trúc nghịch lưu NNPC năm bậc sử dụng ít tụ hơn [9], do đó có thể tiết kiệm linh kiện này và độ phức tạp cho nạp tụ khi khởi động. Do ít tụ bay hơn nên giải thuật cân bằng áp trên các tụ thực hiện được thuận lợi hơn và độ tin cậy của hệ thống được cải thiện. So với các cấu hình nghịch lưu năm bậc dạng Cascade hoặc nghịch lưu cầu H-NPC cân trang bị từ ba đến sáu nguồn áp DC độc lập thì nghịch lưu NNPC chỉ cần một nguồn áp DC [10]. Khác với cấu hình ANPC năm bậc, điện áp stress của các linh kiện bộ nghịch lưu NNPC giống nhau nên thuận tiện cho việc chọn lựa linh kiện và lắp đặt thiết bị [11].

Khi thực hiện điều khiển điều chế PWM các bộ nghịch lưu, điện áp Common mode (CMV - Common mode voltage) xuất hiện có thể gây thiệt hại cho thiết bị và an toàn cho con người. CMV có dạng xung tần số cao và sự thay đổi  $dv/dt$  lớn của nó gây ra hai vấn đề chính: hiện tượng ăn mòn bề mặt của các vòng đệm ô bi qua quá trình phóng xạ điện tích trong môi trường điện môi của máy điện, biến đổi nhanh  $dv/dt$  tạo dòng rò ở tần số cao gây nhiễu điện từ EMI, có thể gây ra sự cố hoạt động không ổn định hoặc lỗi các thiết bị làm việc gần đó [12]. Do đó, khảo sát đặc tính CMV của các phương pháp PWM là cần thiết, để từ đó có thể chọn lựa phương pháp PWM và hệ thống phần cứng thích hợp.

Ngày nay, đối với các bộ biến đổi công suất lớn, tổn hao và hiệu suất là các tiêu chí quan trọng đánh giá về mặt kỹ thuật. Tổn hao các linh kiện lớn sẽ làm giảm hiệu suất và hiệu quả sử dụng thiết bị. Tổn hao các khóa bán dẫn bộ biến đổi đa bậc chiếm tỉ trọng lớn trong tổn hao hệ thống thiết bị biến đổi công suất. Tổn hao các khóa bán dẫn thường gồm tổn hao của Transistor và tổn hao của Diode, bao gồm tổn hao khi linh kiện dẫn điện (Conduction loss) và tổn hao khi linh kiện đóng/ngắt (Switching loss). Ngày nay, vấn đề tính toán nhiệt khá phức tạp này đã được tích hợp trong các tiện ích của các phần mềm mô phỏng điện tử công suất với độ chính xác cao. Chương trình tính toán sử dụng các đường đặc

tuyến trong Datasheet của linh kiện bán dẫn thực tế lưu trữ trong thư viện nhiệt của phần mềm. Trong nghiên cứu khảo sát hoạt động của bộ biến đổi năm bậc NNPC, phần mềm PLECS sẽ được sử dụng.

Trong bài báo này, phân tích kỹ thuật Sin PWM đa sóng mang với giải thuật cân bằng điện áp các tụ bay bộ nghịch lưu NNPC năm bậc sẽ được nghiên cứu. Ngoài kỹ thuật IPD-PWM như một số tài liệu đã công bố, bài báo này quan tâm khảo sát các kỹ thuật CBPWM sóng mang ngược pha (POD) và kỹ thuật sóng mang ngược pha luân phiên (APOD) [13-14]. Hiệu quả của từng kỹ thuật được kiểm chứng dựa trên chất lượng điện áp và dòng điện ngõ ra (THD%), điện áp Common mode, tổn hao công suất trên các khóa và hiệu suất của bộ chuyển đổi qua mô phỏng bằng phần mềm PLECS. Kết quả thực nghiệm cũng được thực hiện để khẳng định tính đúng đắn của các giải thuật.

## 2. Phân tích mạch

Hình 1 mô tả sơ đồ bộ nghịch lưu áp NNPC năm bậc mắc vào nguồn điện áp DC không đổi  $V_{dc}$  [15]. Cấu hình nhánh nghịch lưu mỗi pha  $x$  ( $x = a, b, c$ ) gồm tám khóa bán dẫn  $S_{x1}, S_{x2}, S_{x3}, S_{x4}, S_{x5}, S_{x6}, S_{x7}$  và  $S_{x8}$ ; hai diode kẹp và ba tụ phân áp  $C_{x1}, C_{x2}, C_{x3}$ .

Gọi  $V_{xz}$  là điện áp nghịch lưu pha  $x$ ;  $V_{cx1}, V_{cx2}, V_{cx3}$  là điện áp trên các tụ DC  $C_{x1}, C_{x2}, C_{x3}$ . Gọi  $S_{x1}, S_{x2}, \dots, S_{x8}$  là trạng thái các khóa bán dẫn với giá trị trạng thái bằng 1 khi khóa dẫn và bằng 0 khi khóa ngắt. Giả sử áp trên các tụ  $C_{x1}$  và  $C_{x2}$  bằng nhau  $V_{cx1} = V_{cx2} = V_{dc}/4$  và áp tụ  $C_{x3}$  bằng  $V_{cx3} = 3V_{dc}/4$ .

Phân tích chi tiết các trạng thái mạch điện cho thấy, điện áp ngõ ra  $V_{xz}$  có thể đạt 5 mức điện áp khác nhau từ 12 tổ hợp trạng thái đóng ngắt  $S_{x1}, S_{x2}, \dots, S_{x8}$  và sự thay đổi điện áp trên mỗi tụ được thể hiện như trong Bảng 1.

Gọi  $S_x$  là hàm trạng thái nhánh pha  $x$ :

$$S_x = S_{x1} + S_{x2} + S_{x3} + S_{x4} \quad (1)$$

**Bảng 1:** Trạng thái khóa bán dẫn ứng với các mức điện áp và trạng thái nạp/xả của các tụ điện.

S <sub>x</sub>	V <sub>xz</sub>	Trường hợp	S <sub>x1</sub>	S <sub>x2</sub>	S <sub>x3</sub>	S <sub>x4</sub>	S <sub>x5</sub>	S <sub>x6</sub>	S <sub>x7</sub>	S <sub>x8</sub>	V <sub>cx1</sub>		V <sub>cx2</sub>		V <sub>cx3</sub>		
											i <sub>x</sub> > 0	i <sub>x</sub> < 0	i <sub>x</sub> > 0	i <sub>x</sub> < 0	i <sub>x</sub> > 0	i <sub>x</sub> < 0	
4	V <sub>dc</sub> /2	E	1	1	1	1	0	0	0	0	–	–	–	–	–	–	
3	V <sub>dc</sub> /4	D3	1	1	0	1	1	0	0	0	↑	↓	–	–	–	–	
		D2	0	1	1	1	0	0	0	0	1	–	–	–	–	↓	↑
		D1	1	0	1	1	0	0	0	1	0	↓	↑	↓	↑	↑	↓
2	0	C4	1	1	0	0	1	1	0	0	↑	↓	↑	↓	–	–	
		C3	1	0	0	1	1	0	1	0	–	–	↓	↑	↑	↓	
		C2	0	1	0	1	1	0	0	1	↑	↓	–	–	↓	↑	
		C1	0	0	1	1	0	0	0	1	1	↓	↑	↓	↑	–	–
1	–V <sub>dc</sub> /4	B3	0	0	0	1	1	0	1	1	–	–	↓	↑	–	–	
		B2	1	0	0	0	1	1	1	0	–	–	–	–	↑	↓	
		B1	0	1	0	0	1	1	1	0	1	↑	↓	↑	↓	↓	↑
0	–V <sub>dc</sub> /2	A	0	0	0	0	1	1	1	1	–	–	–	–	–	–	

Lưu ý rằng các khóa còn lại thực hiện kích đóng đối nghịch S<sub>x1</sub> + S<sub>x8</sub> = 1; S<sub>x2</sub> + S<sub>x7</sub> = 1; S<sub>x3</sub> + S<sub>x5</sub> = 1; S<sub>x4</sub> + S<sub>x6</sub> = 1.

Độ lớn điện áp nghịch lưu ở trạng thái S<sub>x</sub> như sau:

$$V_{xz} = S_x \frac{V_{dc}}{4} - \frac{V_{dc}}{2} \quad (2)$$

Điện áp pha tải xác định theo trạng thái đóng ngắt như sau:

$$\begin{aligned} V_a &= \left( \frac{2S_a - S_b - S_c}{3} \right) \cdot \frac{V_{dc}}{4} \\ V_b &= \left( \frac{2S_b - S_c - S_a}{3} \right) \cdot \frac{V_{dc}}{4} \\ V_c &= \left( \frac{2S_c - S_a - S_b}{3} \right) \cdot \frac{V_{dc}}{4} \end{aligned} \quad (3)$$

Điện áp dây được xác định như sau:

$$\begin{aligned} V_{ab} &= V_a - V_b \\ V_{bc} &= V_b - V_c \\ V_{ca} &= V_c - V_a \end{aligned} \quad (4)$$

Điện áp giữa các trung tính tải AC và nguồn DC:

$$V_{com} = (S_a + S_b + S_c) \frac{V_{dc}}{12} - \frac{V_{dc}}{2} \quad (5)$$

Chiều dương dòng điện tụ đi vào cực dương của tụ thì tụ nạp điện, điện áp trên tụ tăng; ngược lại dòng điện tụ âm sẽ xả điện, điện áp trên tụ giảm. Trong Bảng 1, ký hiệu “↓” điện áp trên tụ đang giảm, “↑” điện áp trên tụ đang tăng, “–” điện áp trên tụ không bị ảnh hưởng. Đối với các trường hợp S<sub>x</sub> khác nhau sẽ có các trạng thái dư để tạo ra mức điện áp nghịch lưu năm bậc (–V<sub>dc</sub>/2, –V<sub>dc</sub>/4, 0, V<sub>dc</sub>/4, V<sub>dc</sub>/2). Mỗi trạng thái dư này cung cấp dòng điện nạp và xả cho từng tụ. Dựa vào đặc điểm này, các trạng thái dư có thể được sử dụng để điều khiển cân bằng điện áp trên các tụ điện.

### 3. Kỹ thuật PWM đa sóng mang

Điều chế bộ nghịch lưu NNPC năm bậc với kỹ thuật Sin PWM và sóng mang dịch mức (Level Shift CBPWM) sẽ cần 4 sóng mang V<sub>cr1</sub>, V<sub>cr2</sub>, V<sub>cr3</sub>, V<sub>cr4</sub> có biên độ dao động trong các giới hạn lần lượt là (3,4), (2,3), (1,2) và (0,1), xem Hình

2-4. Với 4 sóng mang mô tả ở trên, sóng điều khiển Sin 3 pha có thể biểu diễn theo chỉ số điều chế m như sau:

$$\begin{aligned} V_{aref} &= \frac{4}{\sqrt{3}} m \cos(\omega t) + 2 \\ V_{bref} &= \frac{4}{\sqrt{3}} m \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + 2 \\ V_{cref} &= \frac{4}{\sqrt{3}} m \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + 2 \end{aligned} \quad (6)$$

trong đó: m – chỉ số điều chế (modulation index):

$$m = \frac{\sqrt{3}V_{ref}}{V_{dc}}, \quad \left( 0 \leq m \leq \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \quad (7)$$

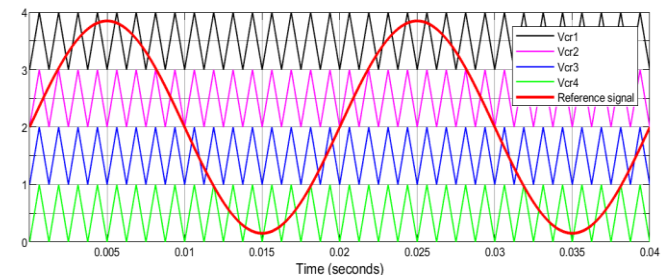
ω – tần số góc cơ bản

Từ đó, giá trị trạng thái đóng ngắt S<sub>x</sub> của pha x theo nguyên lý sóng mang sẽ được xác định như sau:

$$\begin{aligned} &\text{if } (V_{xref} \leq V_{cr4}) \rightarrow S_x = 0 \\ &\text{else if } (V_{xref} > V_{cr4} \ \&\& \ V_{xref} \leq V_{cr3}) \rightarrow S_x = 1 \\ &\text{else if } (V_{xref} > V_{cr3} \ \&\& \ V_{xref} \leq V_{cr2}) \rightarrow S_x = 2 \\ &\text{else if } (V_{xref} > V_{cr2} \ \&\& \ V_{xref} \leq V_{cr1}) \rightarrow S_x = 3 \\ &\text{else } S_x = 4 \end{aligned} \quad (8)$$

#### 3.1. Kỹ thuật IPD-PWM

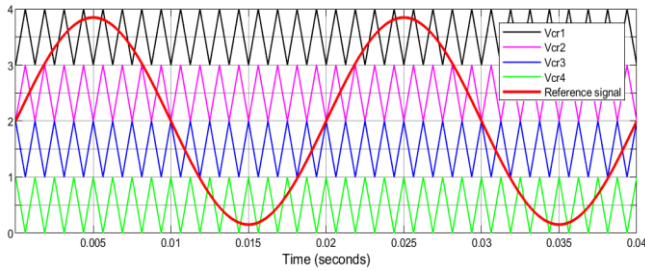
Trong kỹ thuật này, bốn sóng mang V<sub>cr1</sub>, V<sub>cr2</sub>, V<sub>cr3</sub>, V<sub>cr4</sub> cho bộ nghịch lưu NNPC năm bậc đều cùng độ lớn, cùng pha và được so sánh với một sóng Sin chuẩn như Hình 2. Đây là phương pháp được sử dụng nhiều nhất vì nó cho độ méo dạng hài thấp nhất so với hai phương pháp còn lại.



**Hình 2:** Kỹ thuật IPD-PWM

### 3.2. Kỹ thuật POD-PWM

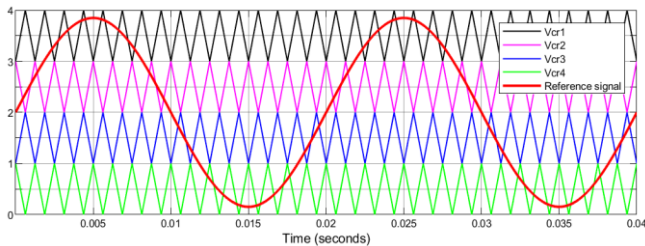
Hình 3 minh họa kỹ thuật đa sóng mang POD, nửa số sóng mang nằm phía trên ( $V_{cr1}$  và  $V_{cr2}$ ) sẽ cùng pha và nửa số sóng mang nằm phía dưới ( $V_{cr3}$  và  $V_{cr4}$ ) sẽ lệch pha  $180^\circ$ .



Hình 3: Kỹ thuật POD-PWM.

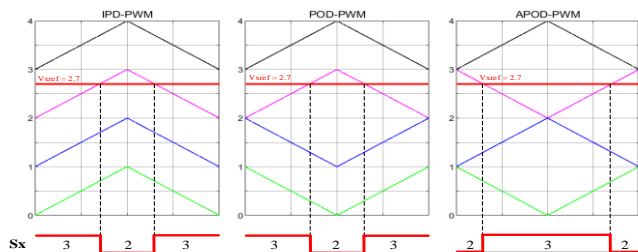
### 3.3. Kỹ thuật APOD-PWM

Phương pháp điều chế này hoàn toàn khác với hai phương pháp trên, trong đó các sóng mang lệch pha  $180^\circ$  xen kẽ nhau. Kỹ thuật APOD-PWM cho NNPC năm bậc như trong Hình 4, nhóm sóng mang  $V_{cr1}$ ,  $V_{cr3}$  cùng pha và nhóm  $V_{cr2}$ ,  $V_{cr4}$  lệch pha  $180^\circ$ .



Hình 4: Kỹ thuật APOD-PWM.

Từ nguyên lý sắp xếp các sóng mang như trên, Hình 5 minh họa cách tạo ra trạng thái đóng ngắt của pha  $S_x$  ( $x = a, b, c$ ) trong các phương pháp PWM truyền thống dùng sóng mang bằng cách so sánh sóng điều chế  $V_{xref}$  với 4 sóng mang tam giác. Do phải thực hiện cân bằng điện áp các tụ điện, từ trạng thái  $S_x$  thu được, một giải thuật dựa vào chiều dòng điện  $i_x$  và điều kiện cần nạp hoặc xả tụ sẽ chọn tổ hợp trạng thái kích các khóa bán dẫn phù hợp để thực hiện cân bằng áp tụ. Ví dụ, từ trạng thái  $S_x = 2$  thu được từ kỹ thuật CBPWM trên, giả thiết rằng dòng điện  $i_x > 0$  và giá trị điện áp trên tụ  $C_{x1}$  đang có sai lệch với giá trị đặt nhiều nhất. Trạng thái C1 theo Bảng 1 sẽ được chọn để phát xung kích cho các khóa.



Hình 5: Xác định  $S_x$  ( $x$  là pha a, b, c).

## 4. Cân bằng điện áp tụ điện

Đối với các bộ nghịch lưu đa bậc NPC, việc cân bằng điện áp trên tụ là rất quan trọng. Điện áp trên các tụ  $C_{x1}$ ,  $C_{x2}$ ,  $C_{x3}$

được duy trì giữ không đổi theo giá trị đặt nhờ kiểm soát được chiều dòng điện nạp xả tụ  $i_{cx1}$ ,  $i_{cx2}$  và  $i_{cx3}$  thích hợp. Từ Bảng trạng thái 1 cho thấy, khi ở trạng thái  $S_x = 0$  và  $S_x = 4$  sẽ không có dòng điện đi qua các tụ  $C_{x1}$ ,  $C_{x2}$ ,  $C_{x3}$ . Ngược lại, ở các trạng thái  $S_x = 1$ ,  $S_x = 2$  và  $S_x = 3$ , do có nhiều trạng thái dư nên dòng điện tải có thể dẫn qua các tụ theo cùng chiều hoặc ngược chiều dòng điện tụ bằng cách chọn trạng thái thích hợp. Để minh họa ta theo dõi Bảng 1 và xét yêu cầu chọn trạng thái đóng ngắt từ các tổ hợp kích B1, B2 và B3 để thực hiện áp ngõ ra tương ứng mức  $S_x = 1$ . Giả sử dòng điện tải dương  $i_x > 0$ . Rõ ràng, điện áp trên tụ  $C_{x2}$  có thể điều khiển tăng lên bằng cách chọn trạng thái dư B1 và giảm xuống bằng áp dụng trạng thái B3. Tương tự, điện áp trên tụ  $C_{x3}$  có thể điều chỉnh tăng lên bằng trạng thái B2 hoặc giảm xuống bằng trạng thái B1. Quan sát trạng thái dòng điện qua tụ  $C_{x1}$  ta thấy không thể điều khiển giảm điện áp  $V_{cx1}$  mà ngược lại áp  $V_{cx1}$  duy trì tăng lên. Như vậy, trong thời gian áp nghịch lưu giữ ở giá trị  $-V_{dc}/4$  tương ứng  $S_x = 1$ , điện áp trên tụ  $C_{x2}$  và  $C_{x3}$  hoàn toàn có thể điều khiển cân bằng và tụ  $C_{x1}$  có điện áp tăng liên tục. Cũng từ Bảng 1 ta thấy áp trên tụ  $C_{x1}$  có thể điều khiển cân bằng khi  $S_x = 2$  hoặc  $S_x = 3$ . Giải thuật cân bằng điện áp trên 3 tụ có thể thiết kế theo nhiều phương pháp khác nhau. Một phương pháp cân bằng áp tụ đơn giản được đề xuất trong [15] được chọn để sử dụng trong bài báo này.

Theo đó, ví dụ: khi ngõ ra  $S_a = 3$  và tụ điện  $C_{a1}$  cần được xả, nếu dòng điện  $i_a$  dương thì chọn trạng thái D1 để xả cho tụ  $C_{a1}$  như Hình 6, nếu dòng điện  $i_a$  âm thì chọn trạng thái D3 như Hình 7. Vì vậy, việc kiểm soát chiều dòng điện vào/ra để nạp/xả cho tụ điện sẽ giúp đảm bảo điện áp trên các tụ ít bị sai lệch so với các giá trị mong muốn.

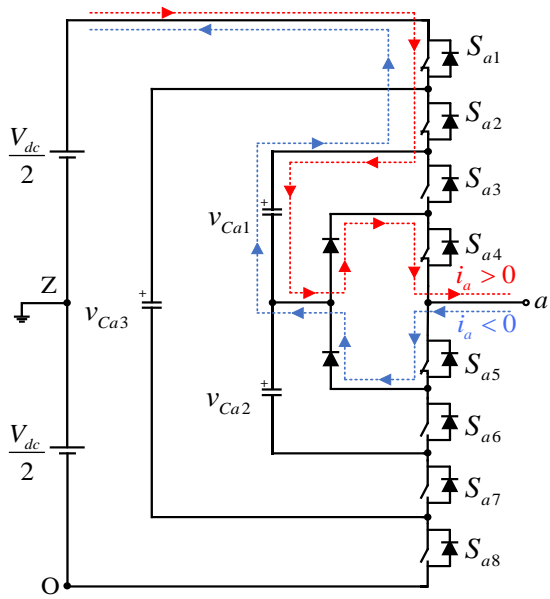
## 5. Kết quả mô phỏng và thực nghiệm

### 5.1. Kết quả mô phỏng

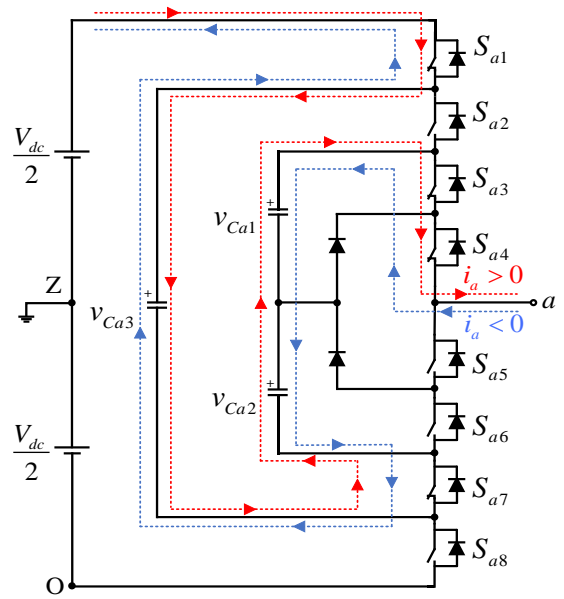
Bộ nghịch lưu NNPC năm bậc dùng kỹ thuật IPD-PWM, POD-PWM và APOD-PWM được mô phỏng bằng phần mềm PLECS với các thông số như Bảng 2.

Thông số	Giá trị
Điện áp DC	1000 V
Tần số cơ bản	50 Hz
Tần số sóng mang	5 kHz
Tụ điện C1, C2, C3	1000 $\mu$ F
Điện trở	30 $\Omega$
Cuộn cảm	2.7 mH
Khóa bán dẫn	IGBT20N60H3

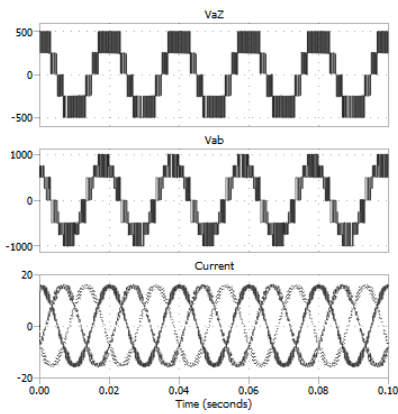
Hình 8 mô tả kết quả mô phỏng điện áp nghịch lưu  $V_{az}$ , điện áp dây  $V_{ab}$  và dòng điện ba pha  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ . Kỹ thuật IPD-PWM, POD-PWM và APOD-PWM đều cho kết quả điện áp nghịch lưu năm bậc và điện áp dây chín bậc phù hợp với bộ nghịch lưu NNPC là nghịch lưu năm bậc khi  $m = 0.8$ . Độ méo dạng điện áp THDU(IPD) = 17.17%, THDU(POD) = 28.06%, THDU(APOD) = 28.16%. Dòng điện ba pha có dạng hình Sin với độ méo dạng THDI (IPD) = 3.07%, THDI (POD) = 8.04%, THDI (APOD) = 7.97%.



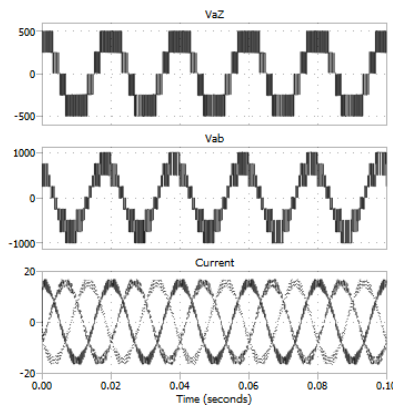
Hình 6: Trường hợp D1.



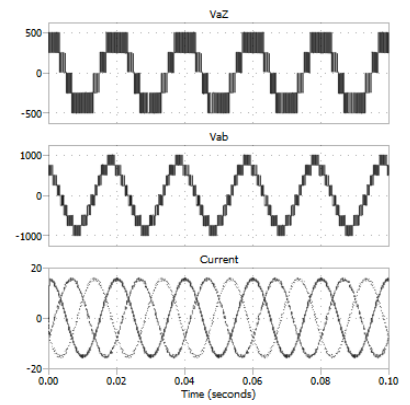
Hình 7: Trường hợp D3



(a)

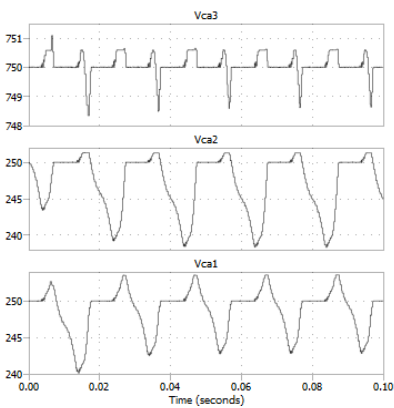


(b)

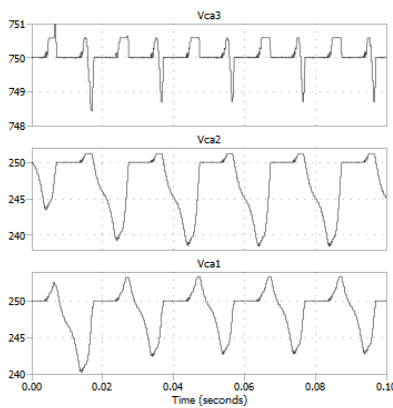


(c)

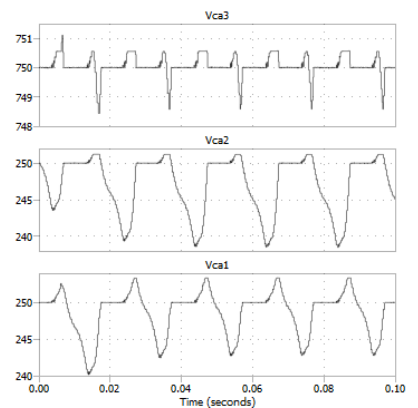
Hình 8: Đồ thị mô phỏng điện áp nghịch lưu  $V_{aZ}$ , điện áp dây  $V_{ab}$ , dòng pha  $i_a, i_b, i_c$  khi  $m = 0.8$  cho (a) IPD-PWM (b) POD-PWM (c) APOD-PWM



(a)

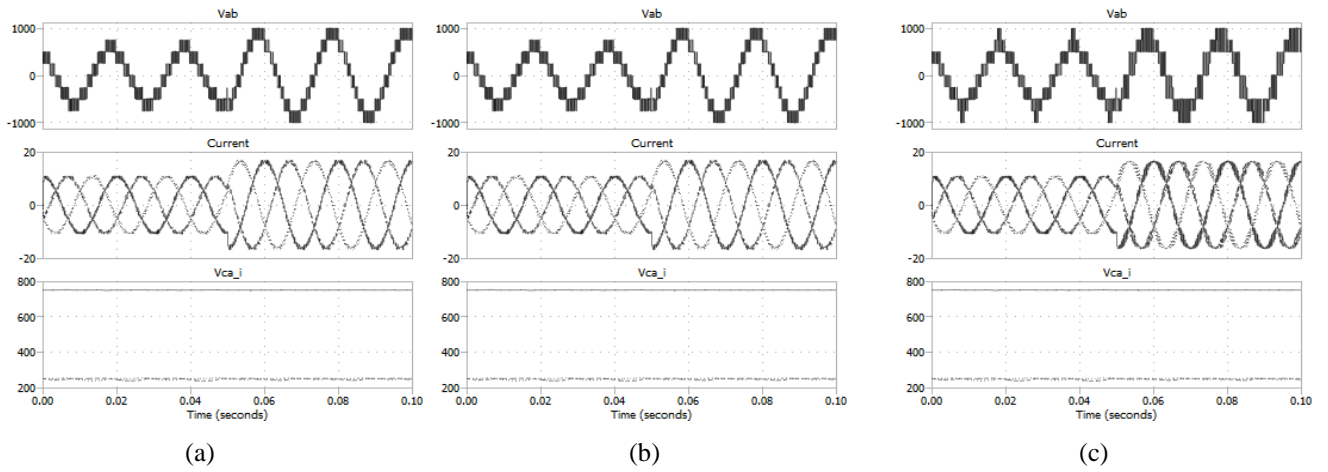


(b)

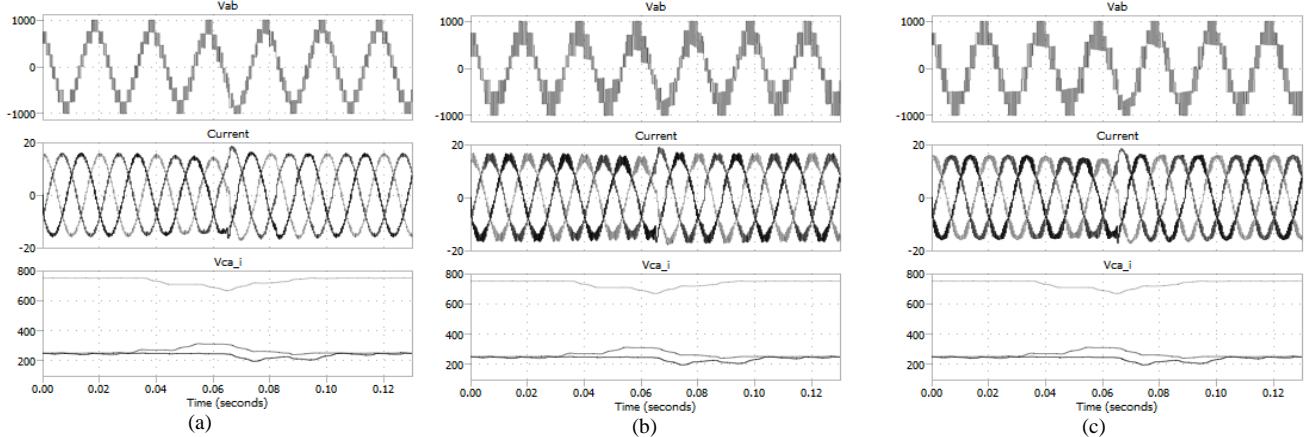


(c)

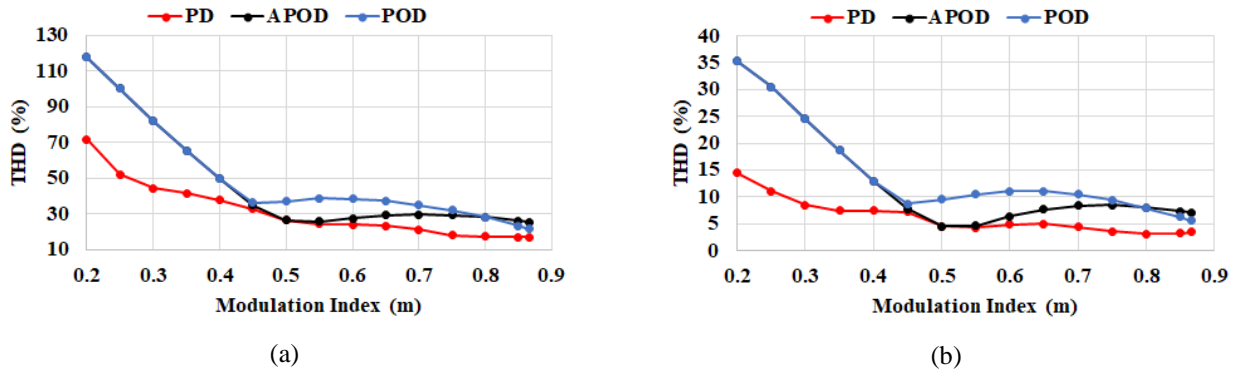
Hình 9: Đồ thị mô phỏng điện áp trên các tụ pha a:  $V_{Ca1}, V_{Ca2}, V_{Ca3}$  khi  $m = 0.8$  cho (a) IPD-PWM (b) POD-PWM (c) APOD-PWM



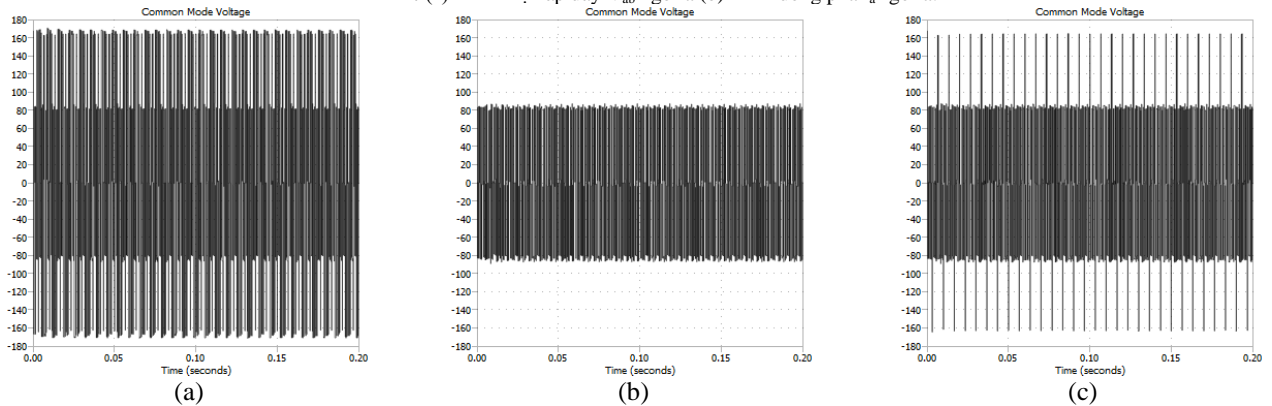
**Hình 10:** Đồ thị mô phỏng quá trình quá độ điện áp dây  $V_{ab}$ , dòng điện tải 3 pha và điện áp các tụ  $V_{ca1}$ ,  $V_{ca2}$ ,  $V_{ca3}$  khi thay đổi chỉ số điều chế từ  $m=0.55$  ( $t<0.05s$ ) đến  $m = 0.85$  ( $t>0.05s$ ) cho (a) IPD-PWM (b) POD-PWM (c) APOD-PWM.



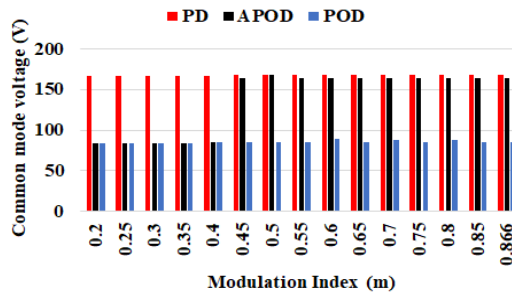
**Hình 11:** Đồ thị mô phỏng quá trình quá độ điện áp dây  $V_{ab}$ , dòng điện tải 3 pha và điện áp các tụ  $V_{ca1}$ ,  $V_{ca2}$ ,  $V_{ca3}$  khi có và không có áp dụng giải thuật cân bằng áp tụ khi  $m = 0.8$  cho (a) IPD-PWM (b) POD-PWM (c) APOD-PWM.



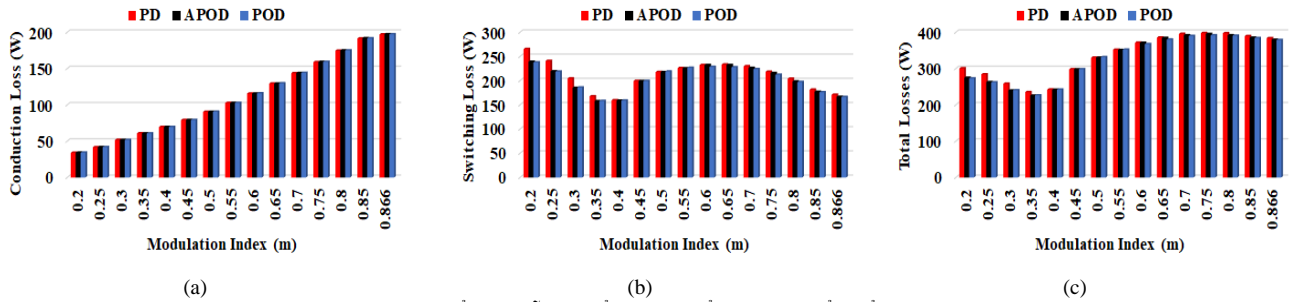
**Hình 12:** (a) THD điện áp dây  $V_{ab}$  ngõ ra (b) THD dòng pha  $i_a$  ngõ ra.



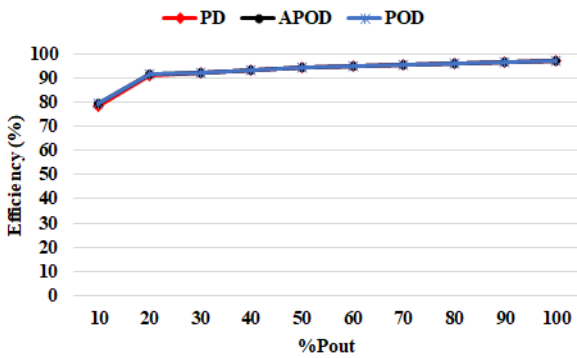
**Hình 13:** Đồ thị mô phỏng CMV tại  $m = 0.8$ ,  $f_o = 50\text{Hz}$ ,  $f_{carrier} = 5\text{kHz}$  cho (a) IPD-PWM (b) POD-PWM (c) APOD-PWM.



Hình 14: Biên độ điện áp Common mode theo chỉ số điều chế.



Hình 15: (a) Tổn hao dẫn (b) Tổn hao chuyển mạch (c) Tổng tổn hao.



Hình 16: Hiệu suất của bộ chuyển đổi

Điện áp trên ba tụ điện pha a tại  $m = 0.8$  thể hiện trong Hình 9.  $V_{ca1}$  và  $V_{ca2}$  dao động quanh giá trị  $250V (V_{dc}/4)$ ,  $V_{ca3}$  dao động quanh giá trị  $750V (3V_{dc}/4)$  với sai số lớn nhất ở tụ  $C_{a2}$  lần lượt là  $11.69V, 11.54V, 11.51V$ , tương ứng  $4.67\%, 4.61\%, 4.60\%$  của cả ba phương pháp.

Quá trình quá độ của điện áp dây  $V_{ab}$ , dòng điện tải 3 pha và điện áp trên các tụ  $V_{ca1}, V_{ca2}, V_{ca3}$  khi thay đổi chỉ số điều chế từ  $0.55$  lên  $0.8$  được mô tả trên Hình 10. Cả ba phương pháp đều cho dòng pha hình Sin có biên độ thay đổi khi thay đổi  $m$ . Điện áp trên các tụ điện pha a vẫn duy trì cân bằng ở  $V_{dc}/4$  và  $3V_{dc}/4$  với sai số không đáng kể.

Hình 11 mô tả đáp ứng quá độ khi thực hiện các kỹ thuật CBPWM có áp dụng và không áp dụng giải thuật cân bằng điện áp các tụ DC lấy ví dụ  $m = 0.8$ . Ở cả ba kỹ thuật PWM, khi không được cân bằng ( $0.03s < t < 0.065s$ ), độ lệch điện áp trên tụ lớn dần dẫn đến điện áp dây  $V_{ab}$  méo dạng và dòng điện ba pha ngõ ra không Sin; khi áp dụng chương trình điều khiển cân bằng áp tụ, các tụ dao động nhỏ xung quanh  $V_{ca1-ref} = V_{ca2-ref} = 250V$  và  $V_{ca3-ref} = 750V (V_{dc} = 1000V)$ .

THD% điện áp dây  $V_{ab}$  và dòng điện pha  $i_a$  biến thiên theo chỉ số điều chế  $m$  được thể hiện trong Hình 12. IPD-PWM có đặc tính THDU và THDI tốt nhất so với hai phương pháp còn lại, với hệ số  $THDU = 17.02\%$  và  $THDI = 3.45\%$  khi  $m$

$= 0.866$ . APOD-PWM thể hiện chất lượng méo dạng sóng hài khá tốt khi các giá trị THDU và THDI của nó nằm giữa các giới hạn cho bởi hai phương pháp IPD và POD. Ở trong vùng chỉ số điều chế  $0.45 < m < 0.55$ , APOD-PWM đạt chỉ số méo dạng gần bằng IPD-PWM.

Hình 13 mô tả kết quả mô phỏng CMV của các phương pháp CBPWM khi  $m = 0.8$ . Kết quả cho thấy IPD-PWM ở Hình 13a chịu tác dụng CMV lớn trong từng chu kỳ sóng mang, và đạt các giá trị  $\pm 168.6V$ . POD-PWM có ưu điểm loại bỏ các xung áp CMV lớn và duy trì áp CMV không vượt quá  $87.35V$  như trên Hình 13b. Đồ thị áp CMV của phương pháp APOD trên Hình 13c cho thấy xung áp CMV giảm rõ rệt so với phương pháp IPD, tuy nhiên xung áp CMV lớn bằng  $164.34V$  vẫn xuất hiện ở một số vị trí trong chu kỳ áp tải.

Kết quả khảo sát chi tiết CMV trong toàn vùng chỉ số điều chế mô tả trên Hình 14 cho thấy biên độ áp CMV của phương pháp POD trong toàn phạm vi làm việc ở mức thấp là  $83.58V$ , trong khi phương pháp APOD xuất hiện một số xung áp CMV lớn  $164.61V$  khi chỉ số điều chế lớn hơn  $m > 0.45$ . Từ nguyên lý các phương pháp sóng mang mô tả trên các Hình 2-4 có thể giải thích được đáp ứng điện áp tải, áp CMV và dòng điện giống nhau của 2 phương pháp POD và APOD khi  $m < 0.433$ .

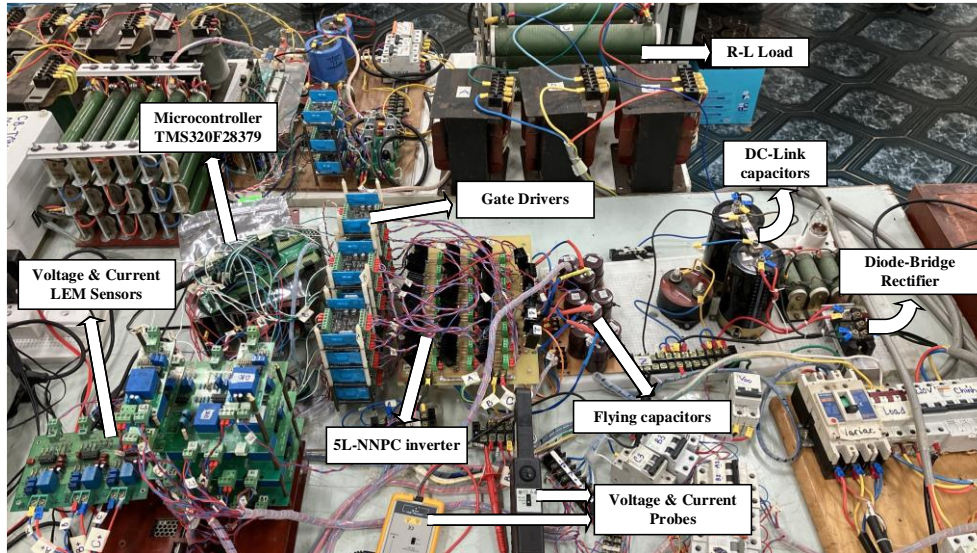
Biểu đồ Hình 15 mô tả tổn hao dẫn, tổn hao chuyển mạch và tổng tổn hao trong mạch (W). Hiệu suất của bộ nghịch lưu theo  $\%P_{out}$  sẽ thay đổi như trong Hình 16, tổn hao trong mạch và hiệu suất của bộ chuyển đổi ở ba kỹ thuật PWM gần như nhau, hiệu suất khoảng  $97\%$  khi hoạt động ở  $100\%P_{out}$  và giảm nhanh khi hoạt động ở  $\%P_{out}$  càng thấp. Khi hoạt động ở  $10\%P_{out}$  thì hiệu suất chỉ còn khoảng  $78\%$ .

5.2. Kết quả thực nghiệm

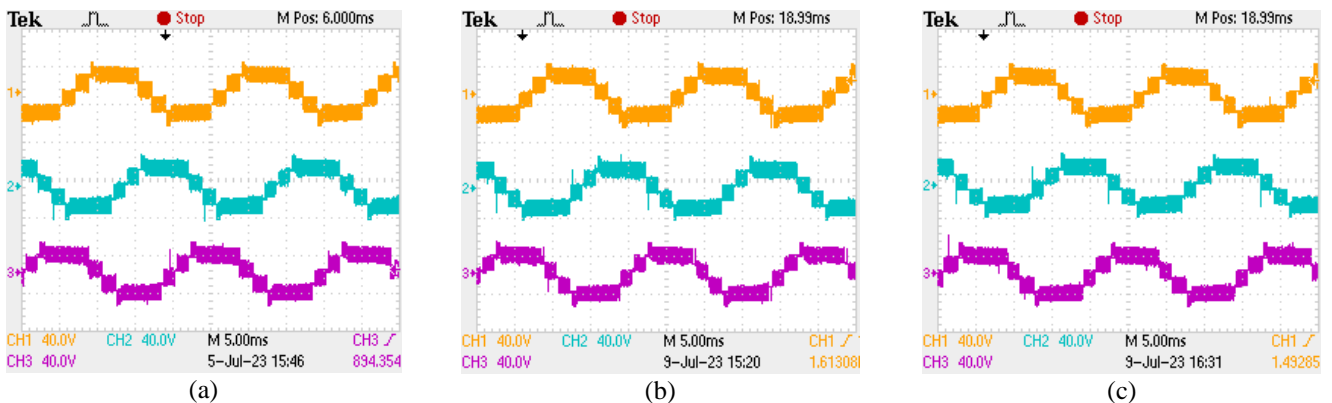
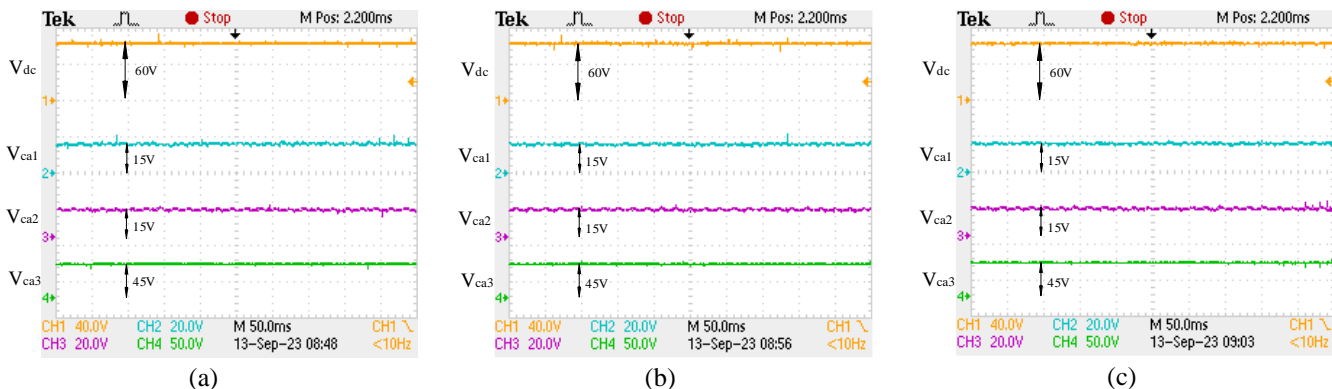
Bộ nghịch lưu NNPC ba pha năm bậc được quả kiểm chứng trên mô hình thực nghiệm công suất nhỏ như Hình 17 với các thông số như Bảng 3.

Bảng 3: Thông số thực nghiệm

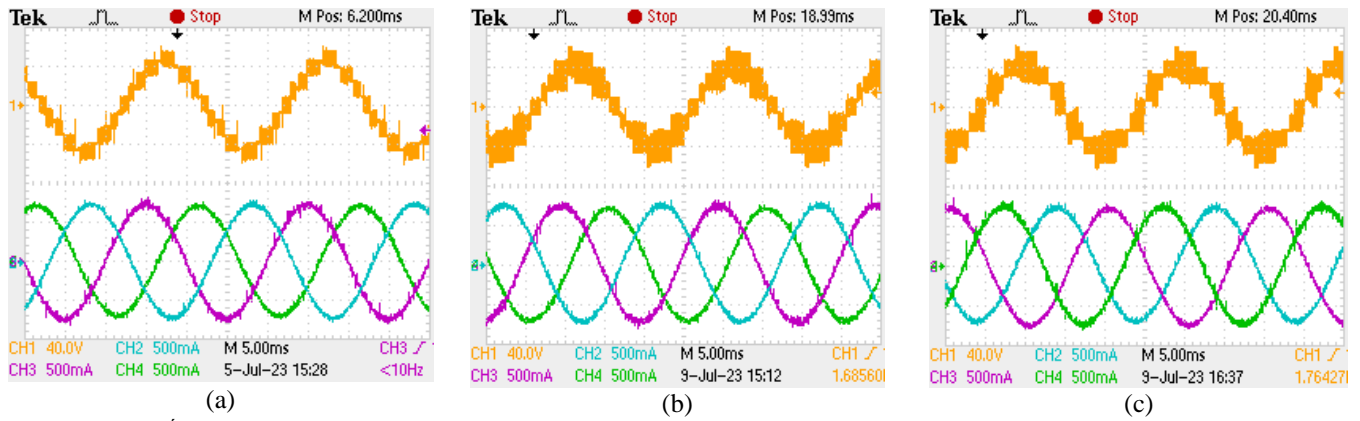
Thông số	Giá trị
Điện áp DC	60 V
Tần số cơ bản	50 Hz
Tần số sóng mang	5 kHz
Tụ điện C1, C2, C3	1000 $\mu$ F
Điện trở	16.6 $\Omega$
Cuộn cảm	120 mH
Khóa bán dẫn	FGA25N120



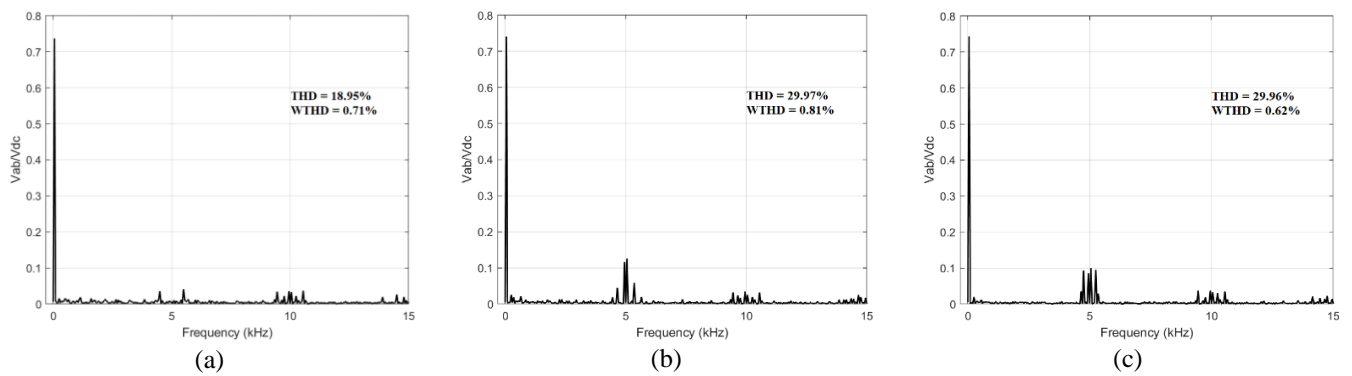
Hình 17: Mô hình thực nghiệm cho bộ nghịch lưu NNPC ba pha năm bậc.

Hình 18: Kết quả thực nghiệm  $V_{az}$ ,  $V_{bz}$ ,  $V_{cz}$  khi  $m = 0.8$  cho (a) IPD-PWM (b) POD-PWM (c) APOD-PWM (Y-axis: 40V/div, X-axis: 5ms/div).Hình 19: Kết quả thực nghiệm điện áp các tụ pha a khi  $m = 0.8$  cho (a) IPD-PWM (b) POD-PWM (c) APOD-PWM (X-axis: 50ms/div)

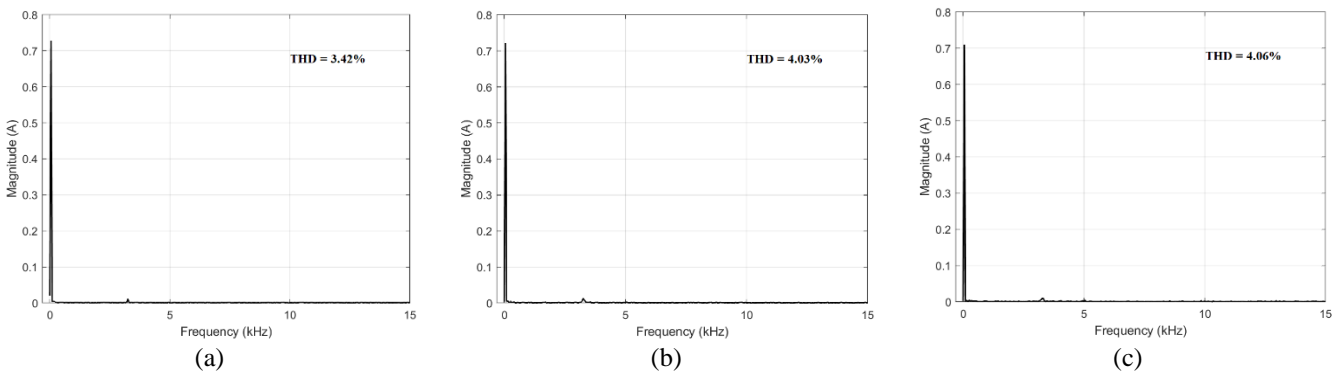




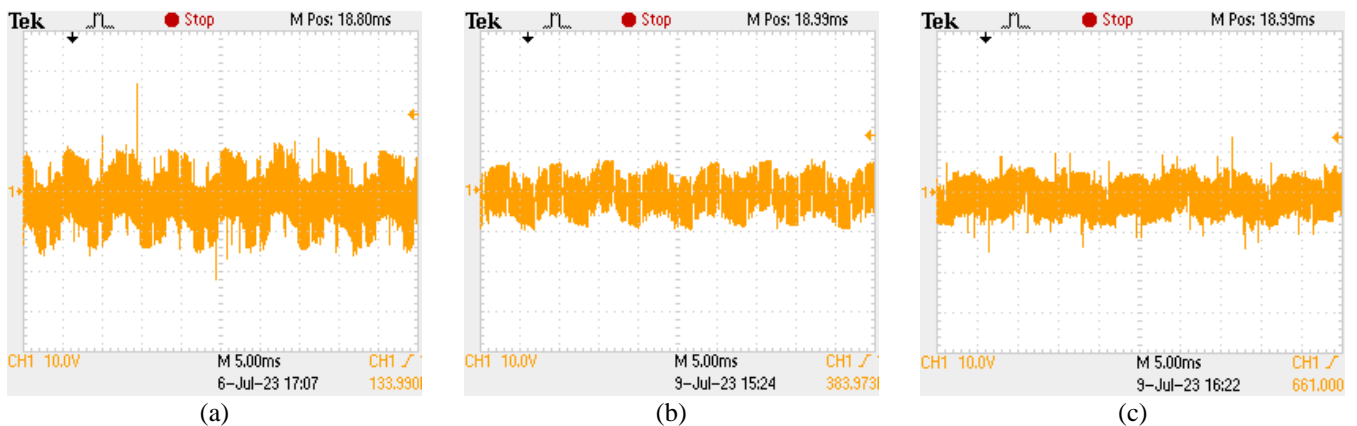
**Hình 20:** Kết quả thực nghiệm  $V_{ab}$ ,  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$  khi  $m = 0.8$  cho (a) IPD-PWM (b) POD-PWM (c) APOD-PWM (Y-axis: 40V/div, X-axis: 5ms/div).



**Hình 21:** Kết quả phân tích phổ FFT điện áp dây  $V_{ab}$  thực nghiệm khi  $m = 0.8$  cho (a) IPD-PWM (b) POD-PWM (c) APOD-PWM.



**Hình 22:** Kết quả phân tích phổ FFT dòng điện pha  $i_a$  thực nghiệm khi  $m = 0.8$  cho (a) IPD-PWM (b) POD-PWM (c) APOD-PWM.



**Hình 23:** Kết quả thực nghiệm CMV khi  $m = 0.8$  cho (a) IPD-PWM (b) POD-PWM (c) APOD-PWM (Y-axis: 10V/div, X-axis: 5ms/div)

**Bảng 4:** Kết quả so sánh của các kỹ thuật PID, POD, APOD tại  $m = 0.8$  theo thông số Bảng 3 khi (a) Mô phỏng (b) Thực nghiệm.

	(a) Mô phỏng			(b) Thực nghiệm		
	IPD-PWM	POD-PWM	APOD-PWM	IPD-PWM	POD-PWM	APOD-PWM
<b>THD Vab</b>	17.44%	28.59%	28.48%	18.95%	29.97%	29.96%
<b>THD ia</b>	1.44%	3.22%	3.25%	3.42%	4.03%	4.06%
<b>Biên độ CMV</b>	10V	5V	10V	10V	5V	10V

Hình 18 là kết quả trên mô hình thực nghiệm điện áp nghịch lưu  $V_{aZ}$ ,  $V_{bZ}$ ,  $V_{cZ}$  có năm bậc. Hình 19 thể hiện kết quả thực nghiệm điện áp các tụ pha a là  $V_{ca1}$ ,  $V_{ca2}$  và  $V_{ca3}$  khi có áp dụng giải thuật cân bằng áp tụ được trình bày trong tài liệu [15], điện áp trên tụ  $C_{a1}$  và  $C_{a2}$  dao động xung quanh giá trị 15V, áp tụ  $C_{a3}$  dao động xung quanh giá trị 45V (tương ứng  $V_{dc} = 60V$ ). Hình 20 mô tả điện áp dây  $V_{ab}$  có chín bậc, dòng điện ba pha có hình Sin lệch pha nhau  $120^\circ$  ở chỉ số điều chế  $m = 0.8$  của ba phương pháp PD-PWM, POD-PWM, APOD-PWM. Các kết quả thực nghiệm hoàn toàn phù hợp với kết quả mô phỏng mặc dù có chút dao động ở điện áp và dòng điện do sự nhấp nhô điện áp khi tụ điện nạp xả.

Hình 21 và Hình 22 là phân tích phổ FFT điện áp dây  $V_{ab}$  và dòng điện pha  $i_a$  của kết quả thực nghiệm khi  $m = 0.8$ . Theo như mô phỏng, phương pháp bố trí các sóng mang đa bậc cùng pha PD-PWM cho độ méo dạng áp dây và dòng pha nhỏ nhất với THDU = 18.95%, THDI = 3.42%; hai phương pháp còn lại cho kết quả gần bằng nhau tương ứng với THDU = 29.97%, THDI = 4.03% của POD-PWM và THDU = 29.96%, THDI = 4.06% của APOD-PWM.

Hình 23 là kết quả thực nghiệm CMV khi  $m = 0.8$ , có thể thấy PD-PWM như Hình 23a có CMV lớn nhất và đạt đỉnh tại các giá trị  $\pm V_{dc}/6 = 10V$ . Phương pháp POD có ưu điểm loại bỏ các xung CMV lớn và duy trì CMV không vượt quá  $V_{dc}/12 = 5V$  như trên Hình 23b. CMV của phương pháp APOD trên Hình 23c đã giảm so với IPD, nhưng vẫn còn một số xung CMV lớn bằng  $V_{dc}/6 = 10V$  xuất hiện. Do cấu hình có nhiều tụ nên sự dao động điện áp trên các tụ cũng gây ra CMV lớn bất thường ở một số vị trí trong chu kỳ áp tải của cả ba phương pháp.

Bảng 4 so sánh kết quả mô phỏng và thực nghiệm theo thông số Bảng 3 của các kỹ thuật IPD-PWM, POD-PWM và APOD-PWM về độ méo dạng điện áp dây, độ méo dạng dòng pha và biên độ điện áp Common mode ở  $m = 0.8$ . Các kết quả gần như nhau ở mô phỏng và thực nghiệm.

## 6. Kết luận

Bài báo này trình bày các phương pháp điều chế độ rộng xung PWM đa sóng mang dựa trên sóng Sin bao gồm IPD-PWM, POD-PWM và APOD-PWM cho bộ nghịch lưu ba pha NNPC năm bậc, được kiểm chứng thông qua mô phỏng bằng phần mềm PLECS và đo đạc trên mô hình thực nghiệm. Thuật toán cân bằng áp tụ cho từng kỹ thuật điều

chế giúp giảm chênh lệch điện áp trên các tụ được thiết kế dựa vào các trạng thái đóng ngắt dư của điện áp nhánh. Kết quả cho thấy trong ba phương pháp bố trí sóng mang, phương pháp IPD-PWM phù hợp cho các yêu cầu đòi hỏi điện áp ngõ ra và dòng điện ngõ ra có độ méo dạng thấp trong vùng chỉ số điều chế  $m < 0.866$ , nếu ứng dụng thực tế có yêu cầu giảm THD% nhưng không quan trọng điện áp Common mode và dòng rò thì có thể sử dụng phương pháp này kèm các thiết bị như máy biến áp cách ly, bộ lọc,...; POD-PWM có ưu điểm làm giảm CMV tốt nhất trong vùng chỉ số điều chế  $m < 0.866$ , từ đó giúp bảo vệ thiết bị và tăng tuổi thọ, giảm nhiễu điện từ (EMI) và đảm bảo an toàn cho con người, phương pháp này phù hợp cho các hệ thống không yêu cầu độ méo dạng điện áp và dòng điện nhỏ, phù hợp cho các ứng dụng điều khiển động cơ, năng lượng mặt trời kết nối lưới,...; phương pháp APOD-PWM làm giảm một số xung CMV lớn khi chỉ số điều chế nhỏ hơn  $m < 0.433$ , trong vùng  $0.45 < m < 0.55$ , APOD-PWM cho méo dạng điện áp và dòng điện gần bằng IPD-PWM. Tồn hao dẫn, tồn hao chuyển mạch và hiệu suất của bộ chuyển đổi gần như nhau ở cả ba phương pháp điều chế.

## Lời cảm ơn

Nghiên cứu này được tài trợ bởi Quỹ Phát triển khoa học và công nghệ Quốc gia (NAFOSTED) trong đề tài mã số 103.99-2019.369.

## Tài liệu tham khảo

- [1] S. Mariethoz, "Systematic Design of High-Performance Hybrid Cascaded Multilevel Inverters With Active Voltage Balance and Minimum Switching Losses," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, no. 7, pp. 3100-3113, 2013.
- [2] K. Kim, H. Cha, and H. Kim, "A New Single-Phase Switched-Coupled-Inductor DC-AC Inverter for Photovoltaic Systems," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 32, no. 7, pp. 5016-5022, 2017.
- [3] Mustafa İNCİ, "Performance Evaluation of Multi-carrier PWM Techniques: IPD, POD and APOD," International Journal of Applied Mathematics Electronics and Computers (IJAMEC), vol. 7, no. 2, pp. 38-43, 2019.
- [4] D. R. Joca, L. H. S. C. Barreto, D. d. S. Oliveira, P. P. Praça, R. N. A. L. Silva, and G. A. L. Henn, "THD analysis of a modulation technique applied for THD reduction," Brazilian Power Electronics Conference, Gramado, Brazil 2013, pp. 177-182.
- [5] M. Narimani, B. Wu, G. Cheng, and N. Zargari, "A New Nested Neutral Point-Clamped (NNPC) Converter for Medium-Voltage (MV) Power Conversion," IEEE Trans. Power Electron, vol. 29, no. 12, pp. 6375-6382, 2014.

- [6] A. Dekka and M. Narimani, "Model predictive control of a five-level nested neutral point clamped converter," in 2018 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), Feb 2018, pp. 759–763.
- [7] Kai Tian, Bin Wu, Mehdi Narimani, Dewei Xu, Zhongyuan Cheng, Navid Reza Zargari, "A Capacitor Voltage-Balancing Method for Nested Neutral Point Clamped (NNPC) Inverter", IEEE Trans. Power Electron., vol. 31, no. 3, pp. 2575–2583, 2016.
- [8] M. Saedifard, R. Iravani, and J. Pou, "Analysis and Control of DC-Capacitor-Voltage-Drift Phenomenon of a Passive Front-End Five-Level Converter," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 54, no. 6, pp. 3255–3266, 2007.
- [9] A. Shukla, A. Ghosh, and A. Joshi, "Improved Multilevel Hysteresis Current Regulation and Capacitor Voltage Balancing Schemes for Flying Capacitor Multilevel Inverter," IEEE Trans. Power Electron., vol. 23, no. 2, pp. 518–528, 2008.
- [10] Z. Lan, C. Li, Y. Li, G. Ge, C. Wang, W. Duan, and Q. Yang, "Investigation on IGCT-based five-level NPC/H-bridge high power converter," 2013 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), pp. 1666–1669, 2013.
- [11] B. Wu and M. Narimani, High-power converters and AC drives. John Wiley & Sons, 2017.
- [12] H. Prashad, "Theoretical analysis of capacitive effect of roller bearings on repeated starts and stops of a machine under influence of shaft voltages," J. Tribology, Jan. 1991.
- [13] Y. Babkrani, A. Naddami, S. Hayani, M. Hilal, and A. Fahli, "Simulation of Cascaded H - Bridge Multilevel Inverter with Several Multicarrier Waveforms and Implemented with IPD, POD and APOD Techniques," International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC), Tangier, Morocco, 2017, pp. 1-6.
- [14] S. B. Student, D. Joshi, M. Singh, and R. Sharma, "Evaluation of modulation strategies for PV fed DCMLIs and its application to dynamic load," International Conference on Power, Control and Embedded Systems (ICPCES), Allahabad, India, 2014, pp. 1-6.
- [15] M. Narimani, B. Wu, and N. R. Zargari, "A novel five-level voltage source inverter with sinusoidal pulse width modulator for medium-voltage applications," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, no. 3, pp. 1959–1967, Mar. 2016