

Phương Pháp Điều Chế Sóng Mang Cải Tiến Cho Bộ Nghịch Lưu NPC 4 Bậc

Improved Carrier-based Modulation for Four-level Neutral Point Clamped Inverters

Phạm Lê Nam^{1,2}, Nguyễn Văn Nhò^{1,2,*}

¹Khoa Điện-Điện tử - Trường Đại học Bách khoa Tp. Hồ Chí Minh

²Đại học Quốc gia Thành phố Hồ Chí Minh

*Corresponding author E-mail: nvnho@hcmut.edu.vn

Abstract

This paper proposes to implement an improved carrier modulation technique to reduce the distortion of voltage and load currents for the four-level NPC inverter. By changing the offset function compared to conventional carrier-based modulation methods, the proposed method adds a sub-offset component of the control voltage in the two-level inverter, causes the duty-time to hold the redundancy state vectors to be evenly divided in a switching sequence, which improves the harmonic characteristics. Furthermore, this paper presents a strategy for changing the offset based on the idea of reducing the common mode voltage amplitude in order to expand the working area of the inverter to reach the modulation index $m = 1$ compared to the SinPWM (SPWM) method. From there, the improved carrier modulation techniques are proposed: Improved average offset technique and Improved Extended SPWM technique. The proposed techniques to improve harmonic distortion (THD), expand the operation region of inverter, shown by simulation results for 4-level NPC inverter.

Keywords: Multilevel inverter, NPC, PWM, Carrier-based modulation.

Chữ viết tắt

NPC	Neutral Point Clamped
PWM	Pulse width modulation
SPWM	Sin PWM
THD	Total Harmonic Distortion

Tóm tắt

Bài báo này đề xuất thực hiện kỹ thuật điều chế sóng mang cải tiến để giảm độ méo dạng điện áp và dòng tải cho bộ nghịch lưu NPC 4 bậc. Bằng phương pháp thay đổi hàm offset so với các kỹ thuật điều chế sóng mang truyền thống, kỹ thuật đề xuất thêm vào thành phần offset phụ của điện áp điều khiển trong nghịch lưu 2 bậc làm cho thời gian tác động của các véc tơ trạng thái trùng lặp trong chuỗi trạng thái đóng ngắt được chia đều để cải thiện chất lượng sóng hài. Ngoài ra, bài báo còn đề xuất kỹ thuật thay đổi offset theo nguyên lý cực tiểu biên độ điện áp common mode giúp mở rộng vùng làm việc của nghịch lưu đạt đến chỉ số điều chế $m = 1$ so với phương pháp SinPWM (SPWM). Từ đó, lần lượt các kỹ thuật điều chế sóng mang cải tiến được đề xuất: kỹ thuật offset trung bình cải tiến và kỹ thuật SPWM mở rộng cải tiến. Các kỹ thuật đề xuất giúp cải thiện độ méo dạng sóng hài (THD), đồng thời mở rộng vùng làm việc của nghịch lưu, thể hiện qua các kết quả mô phỏng cho bộ nghịch lưu NPC 4 bậc.

1. Giới thiệu

Ngày nay, nghịch lưu áp (VSI) trở thành bộ biến đổi công suất thông dụng và được chuẩn hóa trong các bộ biến tần công nghiệp nhờ vào sự phát triển trong công nghệ của các khóa bán dẫn công suất. Các bộ nghịch lưu áp được sử dụng rộng rãi trong nhiều ứng dụng, kể cả trong công nghiệp lẫn dân dụng, như điều khiển động cơ, FACTS, thiết bị nâng cao chất lượng điện năng hay các bộ chuyển đổi năng lượng tái tạo.

Trong đó, cấu trúc đơn giản và được sử dụng phổ biến nhất là nghịch lưu hai bậc. Tuy nhiên, trong các ứng dụng công suất lớn, đòi hỏi điện áp cao, cũng như chất lượng điện năng, nghịch lưu hai bậc có một số hạn chế khi hoạt động ở tần số cao do tổn thất chuyển mạch và hạn chế về định mức linh kiện. Ngoài ra, biến tần hai bậc cung cấp dạng sóng ngõ ra với hai mức điện áp, làm cho điện áp và dòng ngõ ra méo dạng, THD kém, không đáp ứng các ứng dụng cần chất lượng cao.

Do đó, các bộ nghịch lưu (BNL) đa bậc đang dành được sự quan tâm nghiên cứu chuyên sâu trong những năm gần đây, như một xu hướng đầy hứa hẹn để thay thế dần các bộ nghịch lưu hai bậc truyền thống trong nhiều ứng dụng. Lý do là chúng cung cấp điện áp đầu ra cao hơn, giảm độ méo dạng sóng hài, dv/dt thấp và hiệu suất cao so với bộ nghịch lưu hai bậc truyền thống [1]-[2]. Một số cấu hình đa bậc đã được nghiên cứu như bộ nghịch lưu diode kẹp (Neutral Point Clamped - NPC) [3], bộ nghịch lưu tụ điện bay (Flying Capacitor - FC) [4], bộ nghịch lưu ghép tầng cầu H (Cascade H-Bridge - CHB) [5] hay bộ biến đổi đa bậc dạng mô-đun (MMC) [6]. Trong số các

cấu hình đa bậc kể trên, nghịch lưu NPC được sử dụng rộng rãi trong công nghiệp vì cấu trúc đơn giản, hiệu cao và dễ thực hiện [3].

Với nghịch lưu đa bậc NPC, cấu hình nghịch lưu NPC ba bậc tương đối phổ biến vì những ưu điểm kể trên so với nghịch lưu hai bậc truyền thống.

Bên cạnh sự phát triển về các cấu hình nghịch lưu đa bậc, các kỹ thuật điều khiển nghịch lưu đa bậc cũng được quan tâm nhằm cải thiện chất lượng điện năng. Trong đó, hai kỹ thuật điều khiển cho nghịch lưu đa bậc thường được quan tâm là kỹ thuật điều chế sóng mang và kỹ thuật điều chế véc tơ không gian [7]-[8]. So với kỹ thuật điều chế véc tơ không gian, kỹ thuật điều chế sóng mang được sử dụng rộng rãi vì ưu điểm dễ thực hiện. Kỹ thuật điều chế độ rộng xung SPWM là một kỹ thuật đặc trưng của kỹ thuật điều chế sóng mang. Các nghiên cứu đã chứng minh kỹ thuật SPWM cho chất lượng sóng hài tốt và THD thấp. Nhưng kỹ thuật SPWM vẫn có thể được cải thiện hơn nữa về THD để có chất lượng tốt như các phương pháp điều chế véc tơ không gian. Tuy nhiên, một nhược điểm của kỹ thuật này là phạm vi điện áp làm việc hạn chế [8]. Kỹ thuật SPWM chỉ hoạt động ở vùng làm việc có chỉ số điều chế $m < 0.866$, điều này làm hạn chế khả năng ứng dụng cho các biến tần công nghiệp hiện nay. Vì vậy, điều này đặt ra nhu cầu về việc cải tiến kỹ thuật SPWM cho nghịch lưu đa bậc nhằm cải thiện chất lượng họa tần cũng như mở rộng vùng làm việc cho bộ nghịch lưu. Để khắc phục điều này, các kỹ thuật điều chế sóng mang dựa vào hàm offset được nghiên cứu để cải thiện chất lượng sóng hài và mở rộng vùng chỉ số điều chế so với kỹ thuật SPWM cho nghịch lưu đa bậc.

Ngoài ra, với xu hướng hiện đại các nghiên cứu gần đây cho cấu hình bậc bốn cũng đã thu hút được sự chú ý lớn do nhu cầu của các ứng dụng thương mại và công nghiệp đòi hỏi sử dụng điện áp cao và chất lượng điện năng ngày càng tốt hơn [9]-[12], trong đó phải kể đến cấu hình nghịch lưu NPC 4 bậc. Do đó, bài báo này đề xuất kỹ thuật điều chế sóng mang cải tiến cho nghịch lưu 4 bậc. Kỹ thuật PWM cải tiến đề xuất có đặc điểm cải thiện độ méo dạng sóng hài (THD) so với các kỹ thuật SPWM, ngoài ra vùng làm việc của nghịch lưu được mở rộng đến chỉ số điều chế $m = 1$. Với kỹ thuật đề xuất, bằng việc khai thác hàm offset cho tín hiệu điều khiển, vùng làm việc của nghịch lưu đa bậc được mở rộng cho chỉ số điều chế $m > 0.866$. Bên cạnh đó, việc thêm vào hàm offset phụ giúp chất lượng sóng hài được cải thiện đáng kể. Kỹ thuật đề xuất sẽ được áp dụng và kiểm chứng cho bộ nghịch lưu ba pha NPC 4 bậc.

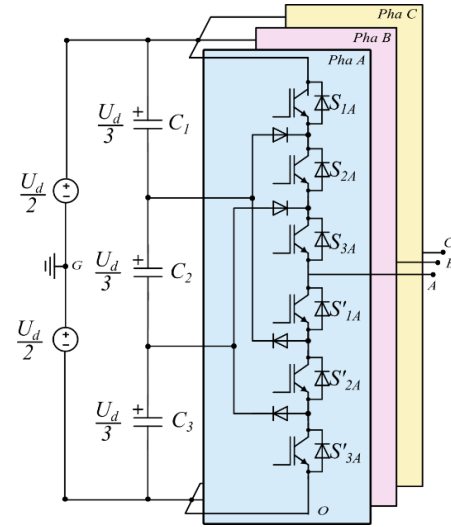
Bài báo này được cấu trúc như sau: Phần 2 sẽ nói về “Cấu trúc bộ nghịch lưu diode kẹp bốn bậc”, tại mục 3 sẽ trình bày về các “Kỹ thuật điều chế sóng mang PWM mở rộng đề xuất cho nghịch lưu NPC 4 bậc”. Từ đó, “Kỹ thuật điều chế sóng mang cải tiến cho nghịch lưu NPC 4 bậc” sẽ được trình bày trong Phần 4. Trong Phần 5, chất lượng ngõ ra của bộ nghịch lưu với các kỹ thuật nói trên sẽ được đánh giá và so sánh qua độ méo dạng sóng hài THD%, các kết quả được thực hiện trên phần mềm mô phỏng PLECS của hãng Plexim.

2. Cấu trúc bộ nghịch lưu NPC 4 bậc

Bộ nghịch lưu ba pha NPC 4 bậc (Hình 1) được cấu tạo từ ba nhánh pha. Mỗi pha bao gồm 3 cặp khóa chuyển mạch và 4 diode kẹp chia đều cho nhánh trên và nhánh dưới. Các cặp khóa này hoạt động theo nguyên tắc kích đối nghịch: $S_{1X}-S'_{1X}$,

$S_{2X}-S'_{2X}$ và $S_{3X}-S'_{3X}$ (trong đó $X = \{A, B, C\}$ lần lượt là 3 pha tương ứng). Ta có nguyên tắc kích đối nghịch cho các khóa như sau:

$$S_{iX} + S'_{iX} = 1, \quad i = (1, 2, 3) \quad (1)$$



Hình 1: Cấu trúc bộ nghịch lưu ba pha NPC 4 bậc.

Bảng 1: Bảng trạng thái của một pha trong bộ NPC 4 bậc

S_X	S_{1X}	S_{2X}	S_{3X}	V_{XO}
0	0	0	0	0
1	0	0	1	$U_d/3$
2	0	1	1	$2U_d/3$
3	1	1	1	U_d

Gọi S_X là hàm đóng cắt của pha X, S_X được định nghĩa bằng tổng trạng thái của các khóa nhánh trên như sau:

$$S_X = \sum_{i=1}^3 S_{iX} = S_{1X} + S_{2X} + S_{3X}, \quad 0 \leq S_{1X} \leq S_{2X} \leq S_{3X} \leq 1 \quad (2)$$

Điện áp nguồn U_d được chia đều cho ba tụ điện kẹp C_1, C_2, C_3 , mỗi tụ có điện áp duy trì ở mức $U_d/3$. Giả sử điện áp trên mỗi tụ được giữ cân bằng, điện áp nhánh mỗi pha được định nghĩa:

$$\begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} = \frac{U_d}{3} \begin{bmatrix} S_A \\ S_B \\ S_C \end{bmatrix} = \frac{U_d}{3} \begin{bmatrix} S_{1A} + S_{2A} + S_{3A} \\ S_{1B} + S_{2B} + S_{3B} \\ S_{1C} + S_{2C} + S_{3C} \end{bmatrix} \quad (3)$$

Điện áp nhánh mỗi pha phụ thuộc vào trạng thái đóng ngắt của các khóa được mô tả như trong Bảng 1. Điện áp ba pha tải cân bằng được tính theo điện áp nhánh như sau:

$$\begin{bmatrix} V_{IA} \\ V_{IB} \\ V_{IC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} \quad (4)$$

Thay (3) vào (4), điện áp pha tải có thể được viết theo hàm trạng thái đóng cắt của các pha như (5):

$$\begin{bmatrix} V_{IA} \\ V_{IB} \\ V_{IC} \end{bmatrix} = \frac{U_d}{3} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_A \\ S_B \\ S_C \end{bmatrix} \quad (5)$$

Nếu gọi N là điểm trung tính của tải 3 pha, thì điện áp offset V_{NO} (hay V_O) là điện áp xác định giữa N và O. Lúc đó, điện áp nhánh có thể xác định theo áp tải và áp offset như sau:

$$\begin{cases} V_{AO} = V_{IA} + V_O \\ V_{BO} = V_{IB} + V_O \\ V_{CO} = V_{IC} + V_O \end{cases} \quad (6)$$

Từ (4) và (6) suy ra:

$$V_O = \frac{V_{AO} + V_{BO} + V_{CO}}{3} \quad (7)$$

Điện áp common được định nghĩa là điện áp giữa trung tính tải và trung tính nguồn DC, liên quan đến áp offset theo công thức:

$$V_{com} = V_{NG} = V_O - \frac{U_d}{2} = \frac{V_{AO} + V_{BO} + V_{CO}}{3} - \frac{U_d}{2} \quad (8)$$

3. Kỹ thuật điều chế sóng mang PWM mở rộng đề xuất cho bộ nghịch lưu NPC 4 bậc

3.1. Nguyên lý kỹ thuật điều chế sóng mang PWM

Do tính đơn giản nên kỹ thuật điều chế sóng mang PWM được sử dụng rộng rãi trong nghịch lưu đa bậc hiện nay. Theo nguyên lý điều chế sóng mang, tín hiệu điều khiển V_{dkX} sẽ được so sánh với một sóng mang tam giác V_{Cx} . Đối với BNL 4 bậc, ba tín hiệu sóng mang C_1, C_2, C_3 lần lượt là sóng mang tương ứng cho các khóa S_{1X}, S_{2X}, S_{3X} . Nếu sóng điều khiển V_{dkX} lớn hơn sóng mang C_1 , thì khóa S_{1X} tương ứng được kích đóng, ngược lại thì khóa điều khiển được kích khóa như trên Hình 2 và Hình 3:

$$S_{iX} = \begin{cases} 1 & \text{if } V_{dkX} \geq V_{Ci} \\ 0 & \text{if } V_{dkX} < V_{Ci} \end{cases} \quad (10)$$

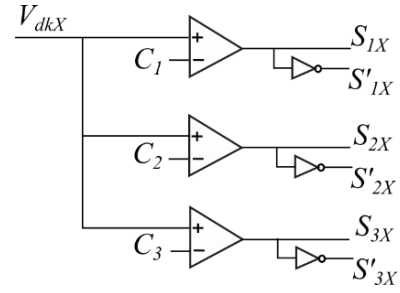
Từ phân tích điện áp nhánh ở (3) và (6), dạng sóng điều khiển được thể hiện dưới dạng chuẩn hóa bởi điện áp $U_d/3$:

$$V_{dkX} = \frac{V_{XO}}{U_d/3} = \frac{V_{IX} + V_O}{U_d/3}, \quad 0 < V_{dkX} < 3 \quad (9)$$

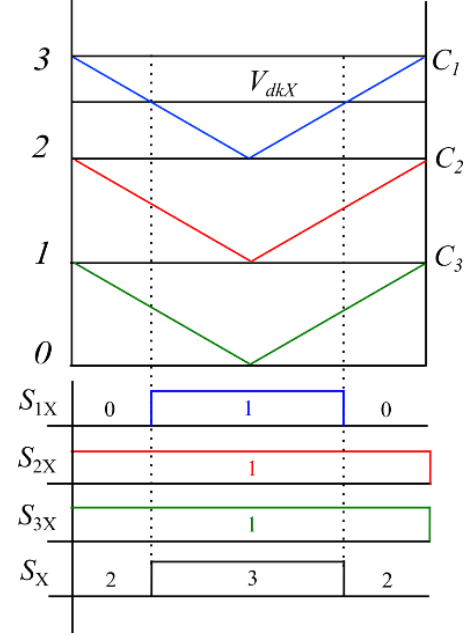
Với tải ba pha cân bằng, tức $(V_{IA}, V_{IB}, V_{IC}) = \bar{V}_r = V_m e^{j\theta}$, nên ba tín hiệu sóng điều khiển có biên độ như nhau nhưng lệch pha 120° .

Với tín hiệu sóng mang, có nhiều cách để sắp xếp các sóng mang, trong đó kỹ thuật thường dùng cho nghịch lưu đa bậc là kỹ thuật sóng mang dịch mức – level-shifted PWM (LS-PWM). Trong kỹ thuật LS-PWM, ba tín hiệu sóng mang cùng tần số và biên độ đỉnh-đỉnh, được xếp chồng lên nhau theo thứ tự $C_3 = [0,1], C_2 = [1,2], C_1 = [2,3]$; trong đó C_1, C_2, C_3 lần lượt là sóng mang tương ứng cho các khóa S_{1X}, S_{2X}, S_{3X} như thể hiện trong Hình 3. Sóng mang được sắp xếp cùng pha như trên Hình 3 còn được gọi là kỹ thuật Phase-Disposition PWM (PD-PWM). Các sóng mang có thể được sắp xếp lệch pha nhau, nhưng các nghiên cứu đã chỉ ra rằng việc xếp các sóng mang cùng pha sẽ đạt được chất lượng sóng hài tốt nhất.

Từ (9), ta thấy rằng tín hiệu điều khiển mỗi pha phụ thuộc vào điện áp tải của pha và điện áp offset. Tùy vào việc chọn hàm điện áp offset, hình thành một số kỹ thuật điều chế sóng mang như SPWM, kỹ thuật offset trung bình. Các kỹ thuật này sẽ được trình bày dưới đây.



Hình 2: Giải thuật điều chế sóng mang cho nghịch lưu NPC 4 bậc.



Hình 3: Tín hiệu sóng mang, sóng điều khiển và trạng thái các khóa trong điều chế sóng mang cho nghịch lưu NPC 4 bậc.

3.2. Kỹ thuật SPWM

Kỹ thuật SPWM là một trong những kỹ thuật điều chế sóng mang phổ biến. Kỹ thuật này được chứng minh đạt được chất lượng họa tần tốt.

Cơ sở chọn hàm offset của kỹ thuật SPWM là để điện áp common mode bằng không. Từ (8), điều này tương đương với:

$$V_O = \frac{U_d}{2} \quad (11)$$

Lúc này, tín hiệu điều khiển ở (9) được viết lại dưới dạng chuẩn hóa thành:

$$V_{dkX} = \frac{V_{IX} + V_O}{U_d/3} = \frac{V_m \cos\theta + U_d/2}{U_d/3} = \frac{V_m \cos\theta}{U_d/3} + \frac{3}{2} \quad (12)$$

Kỹ thuật điều khiển SPWM tuyến tính khi biên độ áp ngõ ra không vượt quá giới hạn:

$$V_m = \frac{U_d}{2} \quad (13)$$

tương ứng với chỉ số điều chế cực đại là $m = \frac{U_d/2}{U_d/\sqrt{3}} = 0.866$.

3.3. Kỹ thuật PWM offset trung bình

Kỹ thuật PWM với offset trung bình là một trong những phương pháp điều chế sóng mang đạt được biên độ điện áp pha tải cực đại ở vùng tuyến tính bằng $U_d/\sqrt{3}$. Kỹ thuật offset trung bình có độ lớn điện áp offset cho bởi công thức:

$$V_o = \frac{V_{Omax} + V_{Omin}}{2} \quad (14)$$

Trong đó, V_{Omax} , V_{Omin} là các điện áp offset cực đại và cực tiểu, được xác định như sau:

$$V_{Omax} = U_d - \text{Max}(V_{iA}, V_{iB}, V_{iC}) \quad (15)$$

$$V_{Omin} = -\text{Min}(V_{iA}, V_{iB}, V_{iC})$$

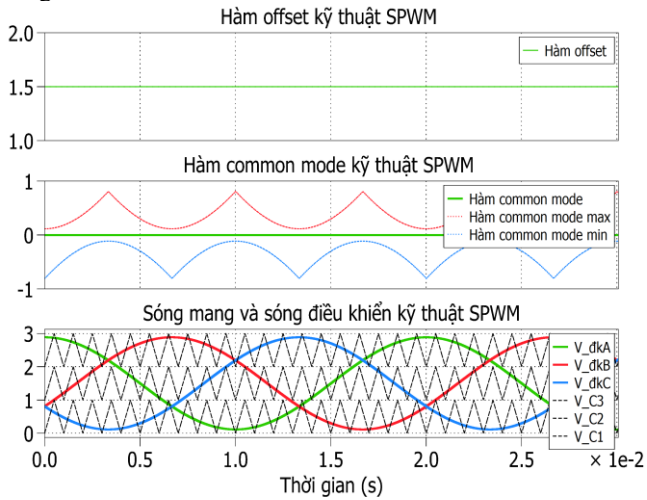
Trong đó, Max và Min là hàm giá trị lớn nhất và nhỏ nhất của các biến.

Từ (14) và (15), hàm offset trung bình được viết lại:

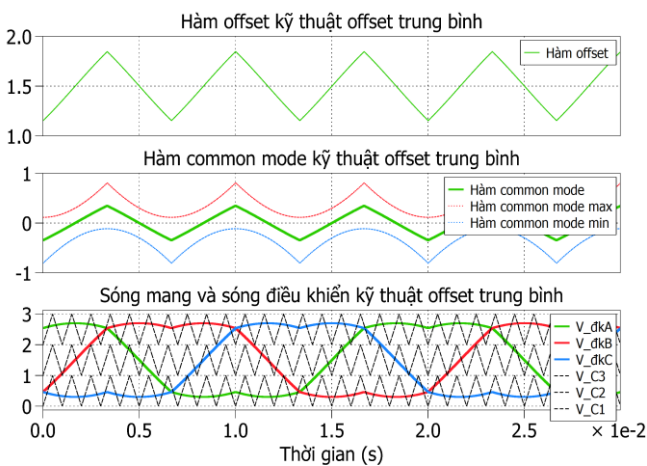
$$V_o = \frac{U_d - \text{Max}(V_{iA}, V_{iB}, V_{iC}) - \text{Min}(V_{iA}, V_{iB}, V_{iC})}{2} \quad (16)$$

Tín hiệu điều khiển dạng chuẩn hóa lúc này sẽ được cập nhật hàm offset trung bình theo công thức (9) và so sánh với sóng mang để tạo ra tín hiệu đóng cắt.

Đồ thị hàm offset, áp common mode, tín hiệu sóng mang và sóng điều khiển của hai kỹ thuật SPWM và kỹ thuật offset trung bình lần lượt được thể hiện ở Hình 4 và Hình 5.



Hình 4: Hàm offset, hàm common mode chuẩn hóa, sóng mang và sóng điều khiển của kỹ thuật SPWM với $m = 0.8$.



Hình 5: Hàm offset, hàm common mode chuẩn hóa, sóng mang và sóng điều khiển của kỹ thuật offset trung bình với $m = 0.8$.

Bằng việc phân tích hai kỹ thuật điều chế sóng mang truyền thống cho nghịch lưu NPC 4 bậc, các hàm offset, sóng mang, sóng điều khiển cho các kỹ thuật truyền thống được trình bày như trên. Có thể thấy rằng kỹ thuật SPWM lựa chọn hàm offset sao cho điện áp common mode (v_{com}) bằng không. Việc chọn hàm offset có $v_{com} = 0$ không thể thực hiện được ở ngoài vùng làm việc tuyến tính $m > 0.866$. Do đó, kỹ thuật SPWM

có nhược điểm hạn chế vùng làm việc ở chỉ số điều chế $m < 0.866$. Trong khi đó kỹ thuật offset trung bình thêm thành phần thứ tự không của điện áp pha tải vào hàm offset nhằm cải thiện đặc tính sóng hài so với kỹ thuật SPWM.

3.4. Kỹ thuật SPWM mở rộng đề xuất

Như đã trình bày, kỹ thuật SPWM chỉ thực hiện được ở vùng chỉ số điều chế $m < 0.866$, khi điều kiện điện áp common mode bằng không thỏa mãn.

Để mở rộng phạm vi áp dụng cho $m > 0.866$, điều kiện $v_{com} = 0$ có thể được thay thế bằng giá trị độ lớn điện áp common mode $|v_{com}|$ cực tiểu. Kỹ thuật SPWM mở rộng đề xuất được hình thành sẽ bao gồm vùng áp dụng $v_{com} = 0$ và vùng mở rộng với $|v_{com}|$ cực tiểu.

Với các hàm offset cực đại và offset cực tiểu được định nghĩa ở (15) và (16), giá trị điện áp common mode cực đại và cực tiểu lúc này là:

$$\begin{cases} V_{commax} = V_{Omax} - \frac{U_d}{2} \\ V_{commin} = V_{Omin} - \frac{U_d}{2} \end{cases} \quad (17)$$

Vì: $V_{Omin} \leq V_o \leq V_{Omax}$, nên:

$$\begin{cases} V_{commax} = V_{Omax} - \frac{U_d}{2} \geq V_o - \frac{U_d}{2} \\ V_{commin} = V_{Omin} - \frac{U_d}{2} \leq V_o - \frac{U_d}{2} \end{cases} \quad (18)$$

Hay:

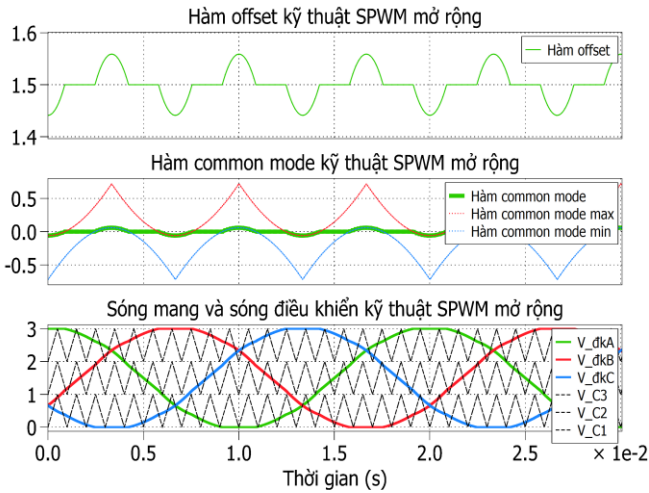
$$\frac{U_d}{2} + V_{commin} \leq V_o \leq \frac{U_d}{2} + V_{commax} \quad (19)$$

Trong kỹ thuật SPWM mở rộng, hàm offset sẽ được thiết kế sao cho $|v_{com}|$ đạt cực tiểu khi điều kiện $v_{com} = 0$ không thỏa mãn. Từ đó, hàm offset của phương pháp SPWM mở rộng sẽ là:

$$V_o = \begin{cases} U_d / 2, & V_{commin} < 0 < V_{commax} \\ V_{Omax}, & V_{commax} \leq 0 \\ V_{Omin}, & V_{commin} \geq 0 \end{cases} \quad (20)$$

Từ biểu thức (20), ta thấy kỹ thuật SPWM mở rộng tương đương kỹ thuật SPWM truyền thống ở vùng $m < 0.866$ vì hàm offset lúc này bằng $U_d/2$. Ở vùng mở rộng, hàm offset được chọn sao cho biên độ áp common mode cực tiểu. Do đó, kỹ thuật SPWM mở rộng còn được gọi là kỹ thuật độ lớn common mode cực tiểu. Khoảng điều khiển tuyến tính của phương pháp này được cải thiện đến chỉ số điều chế $m = 1$.

Hàm offset, tín hiệu sóng mang, sóng điều khiển của kỹ thuật SPWM mở rộng ở được thể hiện như trong Hình 6 ở vùng mở rộng $m > 0.866$. Từ hình 6, ta thấy đồ thị hàm v_{com} có phần thỏa mãn $v_{com} = 0$ và phần còn lại đạt giá trị $v_{com} \neq 0$. Khi đó, v_{com} sẽ lấy bằng giá trị v_{commin} nếu $v_{commin} > 0$ và bằng giá trị v_{commax} nếu $v_{commax} < 0$ để độ lớn v_{com} luôn đạt giá trị nhỏ nhất. Khi ở vùng $m < 0.866$, giá trị các hàm này được thể hiện tương tự như trong Hình 4 của kỹ thuật SPWM.



Hình 6: Hàm offset, hàm common mode chuẩn hóa, sóng mang, sóng điều khiển của kỹ thuật SPWM mở rộng với $m = 0.9$.

4. Kỹ thuật điều chế sóng mang PWM cải tiến đề xuất cho nghịch lưu NPC 4 bậc

Trong phần này, kỹ thuật điều chế sóng mang PWM cải tiến cho nghịch lưu NPC 4 bậc được đề xuất bằng cách bổ sung thêm thành phần offset phụ của kỹ thuật điều chế của BNL 2 bậc. Từ đó, điều chỉnh góc đóng ngắt BNL 2 bậc và làm cải thiện THD so với các kỹ thuật PWM truyền thống.

Để thiết kế hàm offset phụ, trước hết áp điều khiển chuẩn hóa của bộ nghịch lưu 4 bậc được đưa về thành phần áp của nghịch lưu 2 bậc như sau:

$$V_{dkX} = L_X + e_X \quad (21)$$

Trong đó L_X là thành phần áp điều khiển nền, e_X là thành phần áp điều khiển trong nghịch lưu 2 bậc. Các thành phần này được tính như sau:

$$L_X = \begin{cases} \text{floor}(V_{dkX}), & V_{dkX} < 3 \\ 2, & V_{dkX} = 3 \end{cases} \quad (22)$$

$$e_X = V_{dkX} - L_X \quad (23)$$

Trong gian đồ véc tơ không gian của nghịch lưu 2 bậc, có 2 trạng thái trùng lặp có thể tạo ra cùng mức điện áp là trạng thái (000) và (111). Trong kỹ thuật SPWM cho nghịch lưu 2 bậc thực hiện bằng áp e_X , thời gian tác động của trạng thái (000) và (111) là không bằng nhau như trên Hình 7a, trong đó:

$$D_{000} \neq D_{111} \quad (24)$$

Nguyên lý kỹ thuật điều chế sóng mang cải tiến đề xuất dựa vào thiết kế thành phần offset phụ (e_O) để cải thiện độ méo dạng sóng hài. Cụ thể, thành phần offset phụ e_O này thêm vào áp e_X giúp cho thời gian tác động của hai trạng thái trùng lặp (000) và (111) bằng nhau trong chuỗi trạng thái đóng ngắt. Khi đó, như trên Hình 7b, thành phần offset phụ e_O được thiết kế sao cho:

$$D'_{000} = D'_{111} \quad (25)$$

Thành phần offset phụ này được thiết kế thỏa (25) sẽ là:

$$e_O = \frac{e_{Omax} + e_{Omin}}{2} \quad (26)$$

Trong đó, e_{Omax} , e_{Omin} được định nghĩa như sau:

$$e_{Omax} = 1 - \text{Max}(e_A, e_B, e_C) \quad (27)$$

$$e_{Omin} = -\text{Min}(e_A, e_B, e_C)$$

Áp điều khiển mới e_X' của điều chế BNL 2 bậc trên Hình 7b sẽ là:

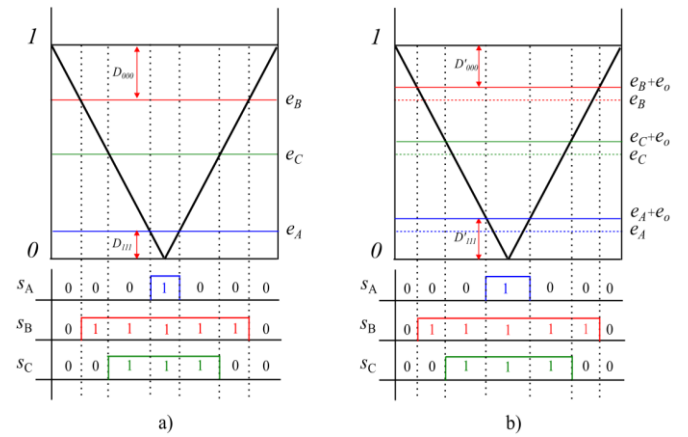
$$e_X' = e_X + e_O \quad (28)$$

Độ lớn của e_O ảnh hưởng đến khả năng cải tiến của kỹ thuật PWM. Nếu e_O bằng không, thành phần áp điều khiển sẽ không đổi ($e_X = e_X'$), nên tính méo dạng sẽ không cải tiến trong chu kỳ sóng mang được xét. Ngược lại, e_O càng lớn sẽ tác động cải thiện méo dạng trong chu kỳ sóng mang càng mạnh, do đó THD của kỹ thuật PWM cải tiến sẽ được cải thiện rõ rệt.

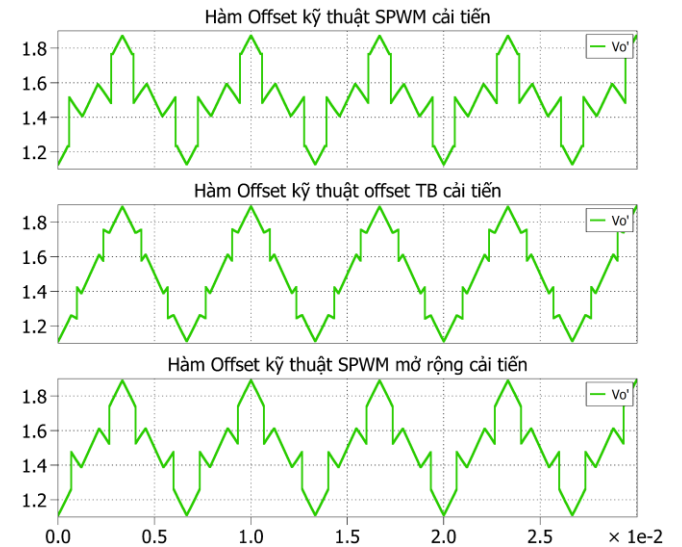
Để sử dụng nguyên lý cải thiện méo dạng bằng hàm e_O cho kỹ thuật PWM nhiều sóng mang thì hàm v_O trong (9) được thay thế bằng v_O' như sau:

$$v_O' = v_O + e_O, \quad v_O = \frac{V_O}{U_d/3} \quad (29)$$

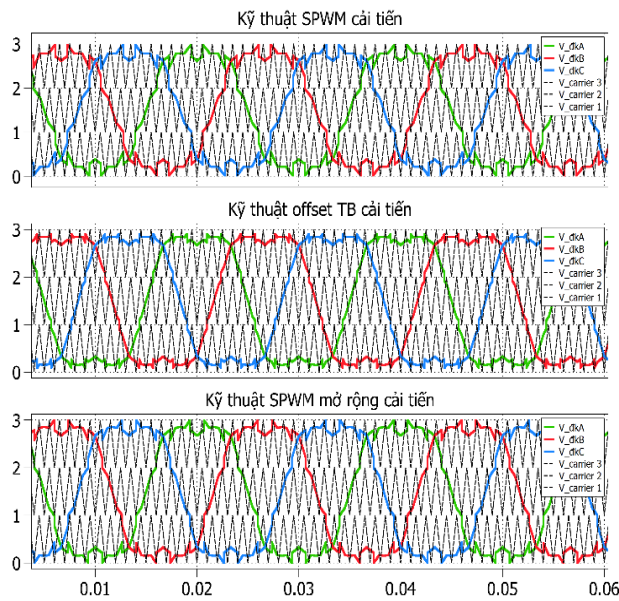
Trong đó v_O là hàm offset chính được chuẩn hóa và e_O là hàm offset phụ. Sóng điều khiển hiệu chỉnh được cập nhật và so sánh với sóng mang để tạo xung đóng cắt cho các khóa như đã trình bày trong phần 3. Hàm offset, dạng sóng điều khiển hiệu chỉnh bằng phương pháp đề xuất được thể hiện ở Hình 8 và Hình 9.



Hình 7: Đồ thị chuyển mạch trong nghịch lưu 2 bậc với kỹ thuật a) SPWM, b) khi thêm hàm offset phụ.



Hình 8: Hàm offset của các kỹ thuật PWM cải tiến đề xuất với $m = 0.8$.



Hình 9: Kỹ thuật điều chế sóng mang cải tiến đề xuất với $m = 0.8$.

5. Kết quả mô phỏng

Bộ nghịch lưu NPC 4 bậc được mô phỏng bằng phần mềm PLECS. Thông số mô phỏng được thể hiện ở Bảng 2.

Bảng 2: Bảng trạng thái của một pha trong bộ NPC 4 bậc

Thông số	Giá trị
Điện áp U_d	300V
Tần số cơ bản	50Hz
Tần số sóng mang	5kHz
Điện trở	33.3 Ω
Cuộn cảm	2.7 mH

Đồ thị e_o và độ méo dạng THD của kỹ thuật SPWM mở rộng và kỹ thuật SPWM mở rộng cải tiến cho bộ NPC 4 bậc được thể hiện ở Hình 10 và Hình 11.

Các đồ thị trên Hình 10 biểu diễn quá trình hàm e_o trong một chu kỳ của điện áp ngõ ra tương ứng với các chỉ số điều chế khác nhau. Ví dụ khi $m = 0.1$ và $m = 0.6$, e_o có giá trị nhỏ trong cả chu kỳ nên ít có khả năng cải thiện độ méo dạng. Đồ thị độ méo dạng THD_i tương ứng thu được trên Hình 11 xác nhận kết quả cải thiện không đáng kể của phương pháp SPWM mở rộng cải tiến. Khi $m = 0.3$ và $m = 1$, hàm e_o có giá trị lớn trong chu kỳ áp tải mô tả ở Hình 10, đã dẫn đến cải thiện THD rõ ràng hơn như mô tả trên Hình 11. Một cách tương đối, có thể đánh giá tác dụng cải thiện THD theo chỉ số điều chế m của hàm e_o thông qua trị hiệu dụng e_{Orms} trên Hình 11. Kết quả cho thấy rõ rệt ảnh hưởng của e_{Orms} đến sự cải thiện độ méo dạng. Đặc biệt, kết quả THD của phương pháp SPWM mở rộng cải tiến được cải thiện rõ rệt ở vùng $0.2 < m < 0.5$, cụ thể THD có thể giảm từ 17% xuống còn 14% (tại $m = 0.3$). THD cũng được cải thiện ở chỉ số điều chế $m > 0.866$. Ở vùng mở rộng, THD được cải thiện nhiều nhất đến 73% tại $m = 0.95$ (lúc này giá trị hàm offset phụ cũng là lớn nhất) so với phương pháp SPWM mở rộng chưa cải tiến. Vì vậy có thể nhận thấy độ lớn của hàm offset ảnh hưởng sự cải thiện THD của kỹ thuật SPWM cải tiến mở rộng so với kỹ thuật SPWM mở rộng không cải tiến.

Tương tự, có thể theo dõi quá trình hàm $e_o(\theta)$ và e_{Orms} , THD_i của phương pháp PWM offset trung bình cải tiến trên các Hình 12 và Hình 13. Với $0 < m < 0.4$, hàm $e_o = 0$ nên không có sự thay đổi THD khi áp dụng phương pháp PWM offset

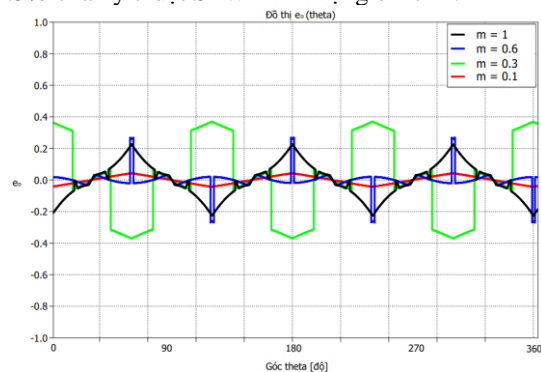
trung bình cải tiến. Với $m > 0.8$, e_o có giá trị nhỏ và sự cải tiến THD không đáng kể. Do đó, kỹ thuật offset trung bình cải tiến có THD tương đương như kỹ thuật truyền thống trong hai khoảng này. Trong khoảng $0.4 < m < 0.8$, hàm e_o và giá trị e_{Orms} tăng lên dẫn đến sự cải thiện THD diễn ra trong vùng này. Cụ thể, e_{Orms} tại $m = 0.7$ đạt cực đại và lúc này THD được cải thiện lên đến 78%. Từ các kết quả trên, có thể kết luận rằng các kỹ thuật điều chế sóng mang cải tiến đề xuất cho nghịch lưu NPC 4 bậc cải thiện được THD so với các kỹ thuật trước cải tiến khi áp dụng hàm e_o .

Chất lượng sóng hài THD của hai phương pháp SPWM mở rộng cải tiến và offset trung bình cải tiến được so sánh trên Hình 14. Ở vùng $m < 0.4$, kỹ thuật SPWM mở rộng cải tiến có độ méo dạng thấp hơn. Ở vùng còn lại thì PWM offset trung bình cải tiến có THD thấp hơn, đặc biệt ở vùng chỉ số điều chế lớn.

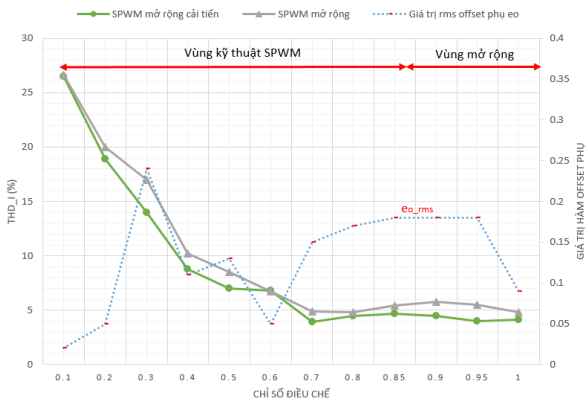
Hình 15 - Hình 20 lần lượt mô tả kết quả mô phỏng điện áp dây, dòng pha tải và phân tích FFT dòng điện của bộ NPC 4 bậc với lần lượt các phương pháp SPWM mở rộng cải tiến và phương pháp offset trung bình cải tiến ở các chỉ số điều chế lần lượt là $m = 0.3$, $m = 0.6$ và $m = 0.9$.

Với $m = 0.3$, điện áp dây và dòng pha tải bộ NPC 4 bậc được thể hiện ở Hình 15 với kỹ thuật a) SPWM mở rộng cải tiến, b) Offset trung bình cải tiến. Kết quả phân tích FFT dòng điện ở Hình 16 cho thấy chỉ số THD dòng điện của 2 kỹ thuật lần lượt là 14% và 14.5% cho thấy kỹ thuật SPWM mở rộng cải tiến có THD tốt hơn so với kỹ thuật offset trung bình cải tiến. Tiếp theo, điện áp dây và dòng pha tải được thể hiện ở Hình 17 với kỹ thuật a) SPWM mở rộng cải tiến, b) Offset trung bình cải tiến. Phân tích FFT dòng điện ở Hình 18 cho thấy chỉ số THD dòng điện của kỹ thuật SPWM mở rộng cải tiến là 6.8% trong khi giá trị này của kỹ thuật offset trung bình cải tiến chỉ là 5.7%.

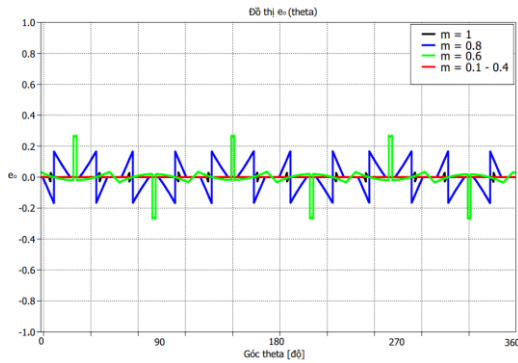
Tại $m = 0.9$, điện áp dây và dòng pha tải được thể hiện ở Hình 19 với kỹ thuật a) SPWM mở rộng cải tiến và b) Offset trung bình cải tiến với phân tích FFT thể hiện ở Hình 20. THD dòng của kỹ thuật offset trung bình cải tiến là 4.05%, thấp hơn so với 4.5% của kỹ thuật SPWM mở rộng cải tiến.



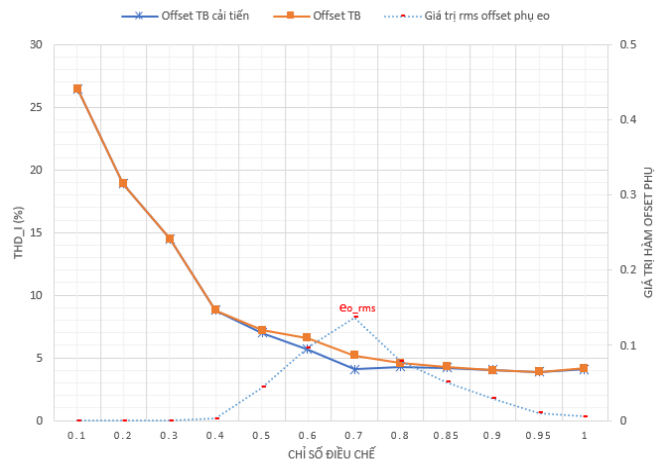
Hình 10: Đồ thị $e_o(\theta)$ tại các chỉ số điều chế $m = 1$, $m = 0.6$, $m = 0.3$ và $m = 0.1$ khi áp dụng kỹ thuật SPWM mở rộng cải tiến.



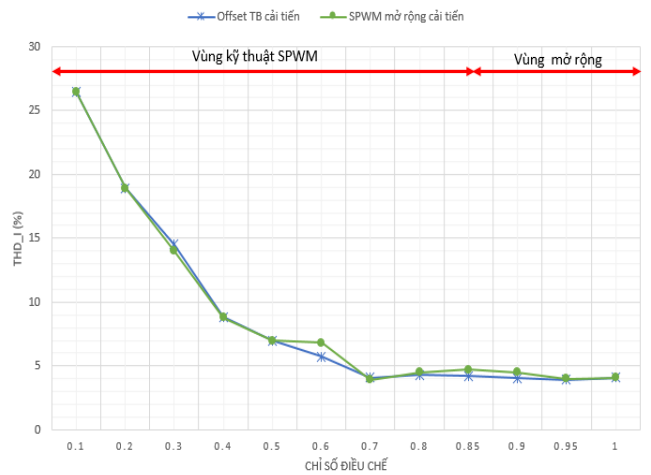
Hình 11: Đồ thị $e_{O_{rms}}(m)$ và $THD_j(m)$ của kỹ thuật SPWM mở rộng và SPWM mở rộng cải tiến theo chỉ số điều chế.



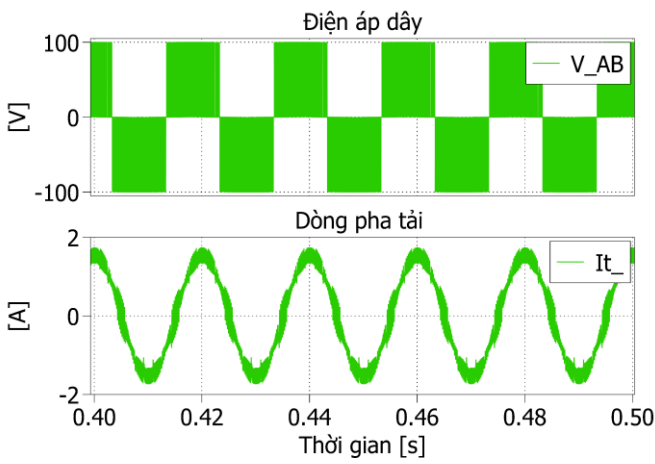
Hình 12: Đồ thị $e_o(\theta)$ tại các chỉ số điều chế $m = 1, m = 0.8, m = 0.6$ và $m = 0.1 - 0.4$ khi áp dụng kỹ thuật PWM offset trung bình cải tiến.



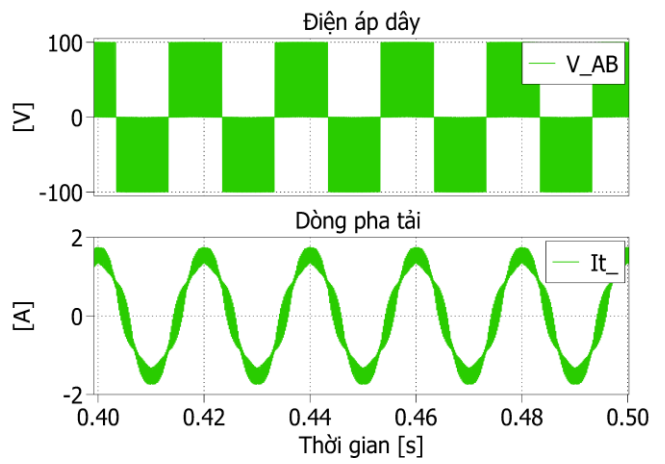
Hình 13: Đồ thị $e_{O_{rms}}(m)$ và $THD_j(m)$ của kỹ thuật PWM offset trung bình và PWM offset trung bình cải tiến theo chỉ số điều chế.



Hình 14: Đồ thị so sánh THD dòng điện giữa kỹ thuật SPWM mở rộng cải tiến và PWM offset trung bình cải tiến.

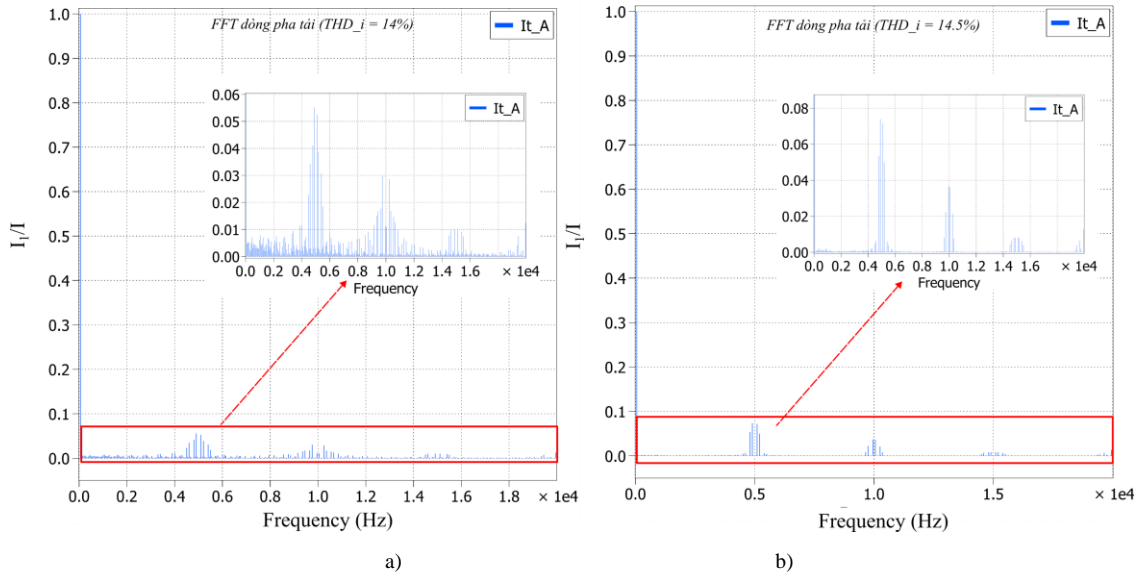


a)

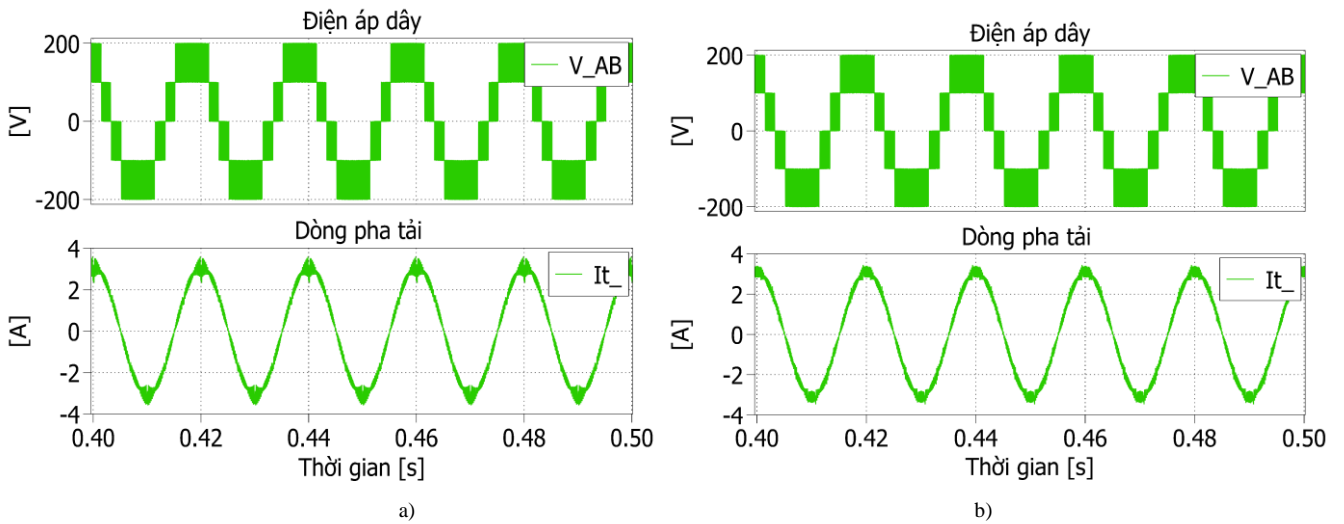


b)

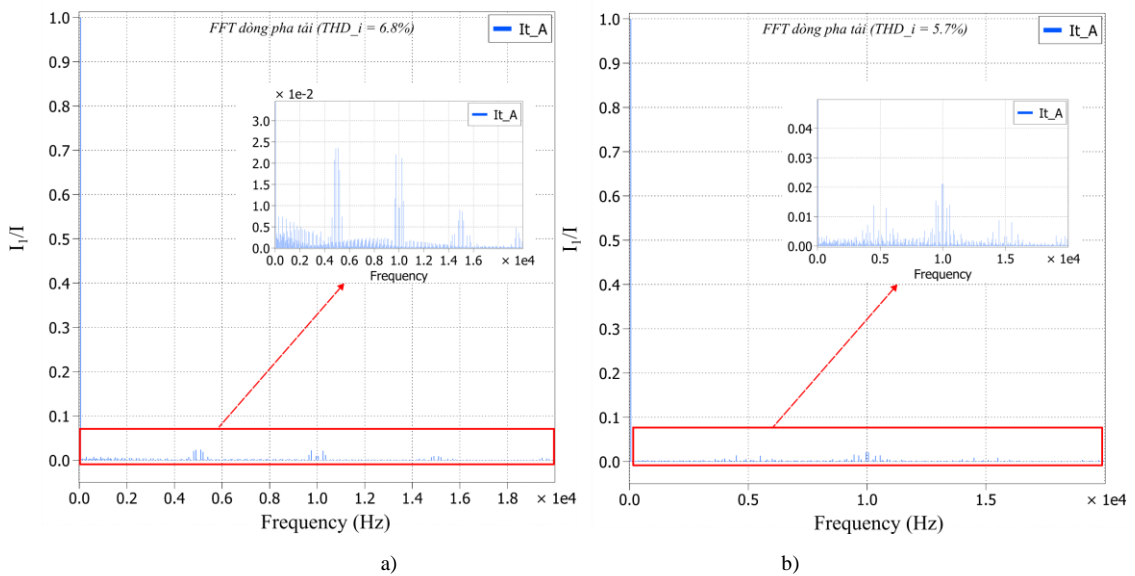
Hình 15: Điện áp dây và dòng pha tải bộ NPC 4 bậc với kỹ thuật a) SPWM mở rộng cải tiến, b) Offset trung bình cải tiến tại $m = 0.3$



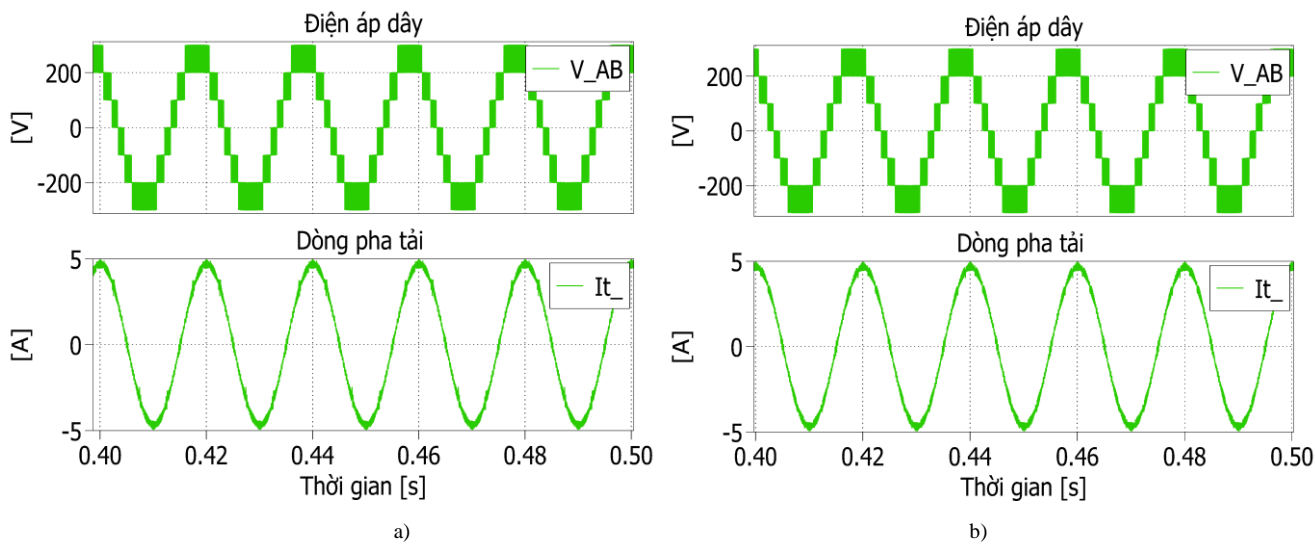
Hình 16: Phân tích FFT dòng tải với kỹ thuật a) SPWM mở rộng cải tiến, b) Offset trung bình cải tiến tại $m = 0.3$



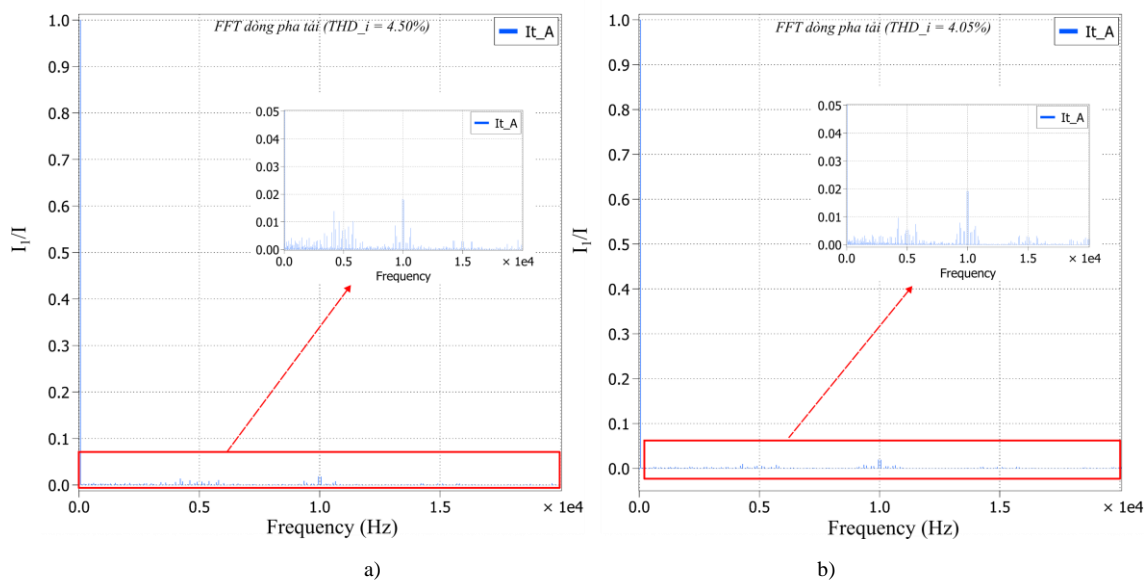
Hình 17: Điện áp dây và dòng pha tải bộ NPC 4 bậc với kỹ thuật a) SPWM mở rộng cải tiến, b) Offset trung bình cải tiến tại $m = 0.6$



Hình 18: Phân tích FFT dòng tải với kỹ thuật a) SPWM mở rộng cải tiến, b) Offset trung bình cải tiến tại $m = 0.6$



Hình 19: Điện áp dây và dòng pha tải bộ NPC 4 bậc với kỹ thuật a) SPWM cải tiến (vùng mở rộng), b) Offset trung bình cải tiến tại $m = 0.9$



Hình 20: Phân tích FFT dòng tải với kỹ thuật a) SPWM cải tiến (vùng mở rộng), b) Offset trung bình cải tiến tại $m = 0.9$

6. Kết luận

Bài báo này trình bày cách tiếp cận một BBĐ bậc 4 giúp tăng công suất và cải thiện đặc tính sóng hài cho các ứng dụng yêu cầu cao hơn so với các BBĐ bậc 3. Với đối tượng là bộ nghịch lưu NPC 4 bậc, bài báo đã thực hiện kỹ thuật điều chế sóng mang cải tiến bằng phương pháp thay đổi hàm offset. Trước tiên, đề xuất mở rộng phạm vi áp ra của phương pháp SPWM bằng phương pháp SPWM mở rộng bằng nguyên lý biên độ điện áp common mode cực tiểu. Do đó, mở rộng vùng làm việc đến chỉ số điều chế $m = 1$ cho bộ nghịch lưu. Sau đó, các kỹ thuật điều chế sóng mang cải tiến được đề xuất bằng cách thêm vào thành phần offset phụ của điện áp điều khiển trong nghịch lưu 2 bậc để cải thiện độ méo dạng sóng hài. Kết quả mô phỏng cho thấy kỹ thuật điều chế sóng mang cải tiến đề xuất cho nghịch lưu NPC 4 bậc cải thiện được THD đáng kể so với các kỹ thuật truyền thống, trong đó kỹ thuật offset trung bình cải tiến có THD thấp nhất trong phần lớn vùng chỉ số điều chế giữa các kỹ thuật.

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 DN2022-20-03. Chúng tôi xin cảm ơn Trường Đại học Bách khoa, ĐHQG-HCM đã hỗ trợ cho nghiên cứu này.

Tài liệu tham khảo

- [1] J. Rodriguez, Jih-Sheng Lai and Fang Zheng Peng, "Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, pp. 724-738, Aug. 2002, doi: 10.1109/TIE.2002.801052.
- [2] S. Kouro *et al.*, "Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 8, pp. 2553-2580, Aug. 2010, doi: 10.1109/TIE.2010.2049719.
- [3] J. Rodriguez, S. Bernet, P. K. Steimer and I. E. Lizama, "A Survey on Neutral-Point-Clamped Inverters," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 7, pp. 2219-2230, July 2010, doi: 10.1109/TIE.2009.2032430.

- [4] M. Khazraei, H. Sepahvand, K. A. Corzine and M. Ferdowsi, "Active Capacitor Voltage Balancing in Single-Phase Flying-Capacitor Multilevel Power Converters," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 2, pp. 769-778, Feb. 2012, doi: 10.1109/TIE.2011.2157290.
- [5] Y. Zhang, X. Wu and X. Yuan, "A Simplified Branch and Bound Approach for Model Predictive Control of Multilevel Cascaded H-Bridge STATCOM," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 10, pp. 7634-7644, Oct. 2017, doi: 10.1109/TIE.2017.2698360.
- [6] M. A. Perez, S. Ceballos, G. Konstantinou, J. Pou and R. P. Aguilera, "Modular Multilevel Converters: Recent Achievements and Challenges," in *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society*, vol. 2, pp. 224-239, 2021, doi: 10.1109/OJIES.2021.3060791.
- [7] B. P. McGrath and D. G. Holmes, "Multicarrier PWM strategies for multilevel inverters," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, pp. 858-867, Aug. 2002, doi: 10.1109/TIE.2002.801073.
- [8] Sanmin Wei, Bin Wu, Fahai Li and Congwei Liu, "A general space vector PWM control algorithm for multilevel inverters," *Eighteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC '03.*, Miami Beach, FL, USA, 2003, pp. 562-568 vol.1, doi: 10.1109/APEC.2003.1179268.
- [9] V. Yaramasu, B. Wu and J. Chen, "Model-Predictive Control of Grid-Tied Four-Level Diode-Clamped Inverters for High-Power Wind Energy Conversion Systems," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 6, pp. 2861-2873, June 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2276120.
- [10] K. Wang, Z. Zheng and Y. Li, "Topology and Control of a Four-Level ANPC Inverter," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 3, pp. 2342-2352, March 2020, doi: 10.1109/TPEL.2019.2927500.
- [11] J. Wang, X. Yuan and B. Jin, "Carrier-based Closed-loop DC-link Voltage Balancing Algorithm for Four Level NPC Converters Based on Redundant Level Modulation," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 12, pp. 11707-11718, Dec. 2021, doi: 10.1109/TIE.2020.3039225.
- [12] M. Wu, H. Tian, K. Wang, G. Konstantinou and Y. W. Li, "Generalized Low Switching Frequency Modulation for Neutral-Point-Clamped and Flying-Capacitor Four-Level Converters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 7, pp. 8087-8103, July 2022, doi: 10.1109/TPEL.2022.3147258.