

# ĐỀ XUẤT KỸ THUẬT ĐIỀU CHẾ TRIỆT TIÊU ĐIỆN ÁP COMMON MODE CHO NGHỊCH LƯU CASCADE 3 PHA 5 BẬC

NEW CARRIER PWM TECHNIQUE TO REDUCE COMMONMODE VOLTAGE IN THREE PHASE FIVE LEVEL CASCADE INVERTER

Quách Thanh Hải<sup>1</sup>,  
Lê Thị Lý<sup>2</sup>, Trương Việt Anh<sup>1,\*</sup>

## TÓM TẮT

Trong bài báo này, một giải thuật mới áp dụng kỹ thuật điều chế PWM cho nghịch lưu cascade 3 pha 5 bậc được áp dụng để triệt tiêu điện áp common mode. Phương pháp này được thực hiện trên cơ sở lựa chọn các vector đóng cắt không sinh ra điện áp common mode để biểu diễn vector điện áp mong muốn. Các phân tích được thực hiện nhằm lựa chọn các vector đóng cắt các khóa công suất phù hợp. Các mô phỏng và thực nghiệm nhằm làm rõ các kết quả phân tích và góp phần xác thực những phân tích lý thuyết.

**Từ khóa:** Biến đổi DC-AC, điện áp common mode(CMM), nghịch lưu đa bậc, nghịch lưu cascade, điều chế độ rộng xung (PWM), sóng mang.

## ABSTRACT

In this paper, the new PWM algorithm for reducing the common mode voltage apply in the cascade 3-phase 5 level inverter is presented. This proposed algorithm is implemented on the the representing the reference voltage vector by the vectors that do not generate the common mode voltage. The analysis was done to select the appropriate component vectors. Simulations and experiments to clarify the analytical results and contribute to validate the theoretical analysis.

**Keywords:** DC-AC inverter, common mode voltage, multilevel inverter, cascade inverter, pulse with modulation (PWM), carrier wave.

<sup>1</sup>Trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật TP.HCM

<sup>2</sup>Trường Sĩ quan Công binh

\*Email: anhtv@hcmute.edu.vn

Ngày nhận bài: 15/8/2019

Ngày nhận bài sửa sau phản biện: 01/10/2019

Ngày chấp nhận đăng: 15/10/2019

## 1. GIỚI THIỆU

Các bộ nghịch lưu nguồn áp đa bậc ngày càng được ứng dụng trong rất nhiều lĩnh vực công nghiệp như hệ thống quang điện, hệ thống pin nhiên liệu [1, 2], hệ thống tuabin gió, hệ thống điều khiển động cơ AC [3 - 5] và hệ thống điện phân phối [6]. Các bộ nghịch lưu này được sử dụng rộng rãi bởi những thuận lợi như: hiệu suất cao, chi phí thấp và vận hành đơn giản. Hiện nay các phương pháp điều khiển nghịch lưu đã và đang được thực hiện ngày càng nhiều cụ thể là các bộ nghịch lưu đa bậc. Vì chúng có

thể tạo ra dạng sóng điện áp ngõ ra có chất lượng cao, tổng méo hài thấp (THD), tổn hao chuyển mạch thấp [7] và cũng không cần bộ lọc ngõ ra lớn [8].

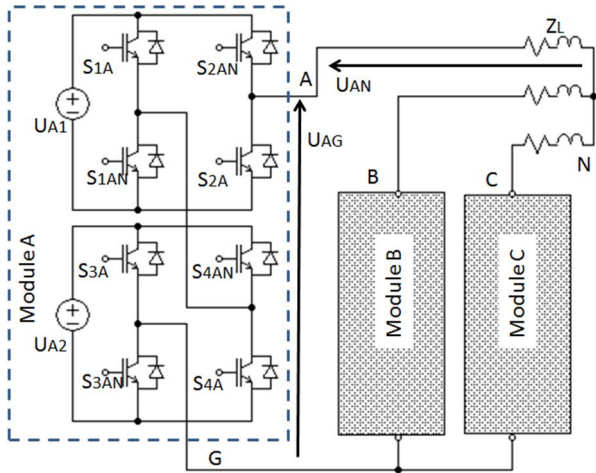
Các điều kiện chính để tạo ra số lượng các cấp điện áp ngõ ra khác nhau là sử dụng nhiều nguồn DC độc lập hoặc liên kết các nguồn DC ảo như tụ điện hoặc máy biến áp kết hợp với nhiều thiết bị chuyển mạch [9]. Các cấu hình đa bậc phổ biến như: đốt kẹp (NPC) [10], tụ kẹp (Flying Capacitor) [11] và ghép tầng cascade [12]. Tuy nhiên khi sử dụng các bộ nghịch lưu này cũng có một nhược điểm đi kèm là sự phát sinh điện áp common mode. Điện áp common mode là điện áp giữa trung tính tải và tâm nguồn DC. Các nghiên cứu cho thấy ảnh hưởng của điện áp common mode lên các tải quay là rất đáng ngại. Vì thế có khá nhiều nghiên cứu nhằm giảm điện áp common mode trong nghịch lưu [13, 14].

Nghiên cứu [13] chỉ ra rằng nghịch lưu đa bậc với số bậc lẻ có một số vector đóng cắt không sinh ra hoặc sinh ra điện áp common mode thấp và thực hiện mô tả vector điện áp mong muốn qua các vector này giúp giảm hoặc loại bỏ điện áp common mode tuy nhiên việc lựa chọn các vector không sinh điện áp common mode trong bài báo trên vẫn còn phức tạp. Nghiên cứu [14] tiếp cận vấn đề giảm tổn hao qua việc sử dụng các sóng mang dịch pha.

Bài báo này tập trung giải quyết bài toán triệt tiêu điện áp common mode trên bộ nghịch lưu cascade 5 bậc dựa trên nguyên tắc sử dụng tổ hợp khóa có các trạng thái đóng ngắt không sinh ra điện áp common mode. Giải thuật đề xuất để lựa chọn các vector không sinh điện áp common mode thực sự đơn giản. Chương trình mô phỏng được thực hiện trên phần mềm PSIM và các thực nghiệm tiến hành trên mô hình trong phòng thí nghiệm với vi điều khiển DSP TMS320 F28355 của tập đoàn Texas Instrument.

## 2. NGHỊCH LƯU CASCADE 5 BẬC VÀ ĐIỆN ÁP COMMON MODE CỦA NÓ

Nghịch lưu 3 pha 5 bậc kiểu cascade (3P5LCI) có cấu trúc như ở hình 1. Nghịch lưu 3P5LCI được cấu tạo từ 3 module A, B, C. Mỗi module có 2 nguồn DC có giá trị bằng nhau và bằng  $U_{DC}$ .



Hình 1. Nghịch lưu 3 pha 5 bậc kiểu cascade

Xét module X (X=A,B,C) của nghịch lưu thì trạng thái các khóa phải thỏa mãn:

$$S_{iX} + S_{iXN} = 1 \tag{1}$$

Trong đó, i là chỉ số khóa i = (1, 2, 3, 4) và S là trạng thái khóa.

Điện áp pha tâm nguồn được xác định:

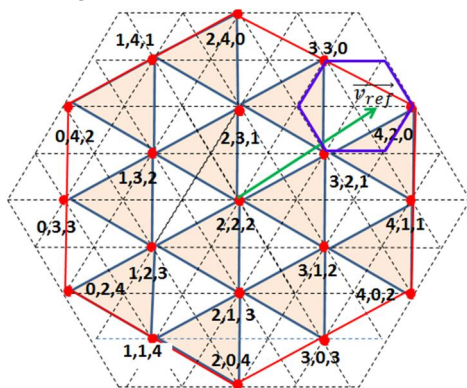
$$U_{AG} = U_{DC}(S_{1X} + S_{2X} + S_{3X} + S_{4X} - 2) \tag{2}$$

Đặt  $S_x$  là tổ hợp trạng thái kích các khóa công suất của module X và xác định theo:

$$S_x = (S_{1X} + S_{2X} + S_{3X} + S_{4X} - 2) \tag{3}$$

Thì vector đóng cắt nghịch lưu là  $\vec{v}$  được xác định như sau:

$$\vec{v} = (S_A, S_B, S_C) \tag{4}$$



Hình 2. Vector không gian của nghịch lưu 3 pha 5 bậc kiểu cascade

Như vậy sẽ có 66 vector đóng cắt nghịch lưu cascade như trong hình 2. Với vector đóng cắt  $\vec{v}$  thì điện áp common mode phát sinh là điện áp giữa điểm N và G trong hình 1 được xác định:

$$V_{NG} = U_{DC} \frac{S_A + S_B + S_C - 6}{3} \tag{5}$$

Do đó, các vector đóng cắt không sinh ra điện áp common mode là các vector  $\vec{v} = (S_A, S_B, S_C)$  có:

$$S_A + S_B + S_C = 6 \tag{6}$$

Và chúng là các vector nối từ gốc tọa độ đến các điểm đỏ trên hình trên hình 2. Do đó, vector tham chiếu  $\vec{v}_{ref}$

mong muốn - màu xanh trên hình 2 sẽ được biểu diễn qua 3 vector đóng cắt không sinh ra điện áp common mode (3,2,1), (4,2,0) và (3,3,0).

### 3. PHƯƠNG PHÁP TRIỆT TIÊU ĐIỆN ÁP COMON MODE

#### 3.1. Nguyên lý giải thuật

Gọi vector điện áp tham chiếu mong muốn là:

$$\vec{v}_{ref} = (u_a, u_b, u_c) \tag{7}$$

Trong đó,  $u_a, u_b$  và  $u_c$  là các điện áp điều khiển 3 pha được xác định như sau:

$$\begin{cases} u_a = 2 \cdot m \cdot \sin(2\pi f t) + 2 \\ u_b = 2 \cdot m \cdot \sin\left(2\pi f t - \frac{2\pi}{3}\right) + 2 \\ u_c = 2 \cdot m \cdot \sin\left(2\pi f t - \frac{4\pi}{3}\right) + 2 \end{cases} \tag{8}$$

Trong đó, m là chỉ số điều chế, f là tần số điện áp ngõ ra. Gọi  $L_x$  là phần nguyên điện áp điều khiển pha x (x = a, b, c) với định nghĩa:

$$L_x = \text{int}(u_x) \tag{9}$$

Và

$$H_x = L_x + 1 \tag{10}$$

Lúc này các vector đóng cắt gần vector tham chiếu  $\vec{v}_{ref}$  nhất là 8 vector  $\vec{v}_L=(L_a, L_b, L_c)$ ,  $\vec{v}_{1a}=(H_a, L_b, L_c)$ ,  $\vec{v}_{1b}=(L_a, H_b, L_c)$ ,  $\vec{v}_{1c}=(L_a, L_b, H_c)$ ,  $\vec{v}_{2c}=(H_a, H_b, L_c)$ ,  $\vec{v}_{2b}=(H_a, L_b, H_c)$ ,  $\vec{v}_{2a}=(L_a, H_b, H_c)$  và  $\vec{v}_H=(H_a, H_b, H_c)$  là 6 vector nằm ở đỉnh và hai vector ở tâm của hình lục giác màu tím than trên hình 2. Trong số 6 vector ở đỉnh thì sẽ luôn tồn tại 3 vector đóng cắt mà sẽ không sinh ra điện áp common mode. Đây chính là các vector sẽ được chọn biểu diễn vector tham chiếu  $\vec{v}_{ref}$ .

Với cách định nghĩa như trên thì điện áp điều khiển được tách thành hai thành phần, phần nguyên là  $L_x$  và phần dư  $\epsilon_x$  được tính bởi phương trình sau:

$$u_x = L_x + \epsilon_x; \text{ với } 0 \leq \epsilon_x \leq 1 \tag{11}$$

Đặt:

$$\begin{aligned} \epsilon_{mx} &= \max(\epsilon_a, \epsilon_b, \epsilon_c) \\ \epsilon_{mn} &= \min(\epsilon_a, \epsilon_b, \epsilon_c) \\ \epsilon_{md} &= \text{med}(\epsilon_a, \epsilon_b, \epsilon_c) \end{aligned} \tag{12}$$

Và kỹ thuật điều chế vector không gian cho phép biểu diễn vector mong muốn  $\vec{v}_{ref}$  qua 4 vector  $\vec{v}_L, \vec{v}_1, \vec{v}_2$  và  $\vec{v}_H$

$$\vec{v}_{ref} = k_L \cdot \vec{v}_L + k_1 \cdot \vec{v}_1 + k_2 \cdot \vec{v}_2 + k_H \cdot \vec{v}_H \tag{13}$$

Trong đó:

$$\vec{v}_1 = \begin{cases} \vec{v}_{1a} & \text{if } \epsilon_{min} = \epsilon_a \\ \vec{v}_{1b} & \text{if } \epsilon_{min} = \epsilon_b \\ \vec{v}_{1c} & \text{if } \epsilon_{min} = \epsilon_c \end{cases} \tag{14}$$

$$\vec{v}_2 = \begin{cases} \vec{v}_{2c} & \text{if } \epsilon_{max} = \epsilon_c \\ \vec{v}_{2b} & \text{if } \epsilon_{max} = \epsilon_b \\ \vec{v}_{2a} & \text{if } \epsilon_{max} = \epsilon_a \end{cases} \tag{15}$$

Và  $k_L = \epsilon_{min}, k_1 = \epsilon_{med} - \epsilon_{min}, k_2 = \epsilon_{max} - \epsilon_{med}, k_H = 1 - \epsilon_{max}$ .

Gọi  $F_x$  là tổng các phần dư của điện áp  $v_x$ :

$$F_x = \epsilon_a + \epsilon_b + \epsilon_c = 6 - L_a + L_b + L_c \tag{16}$$

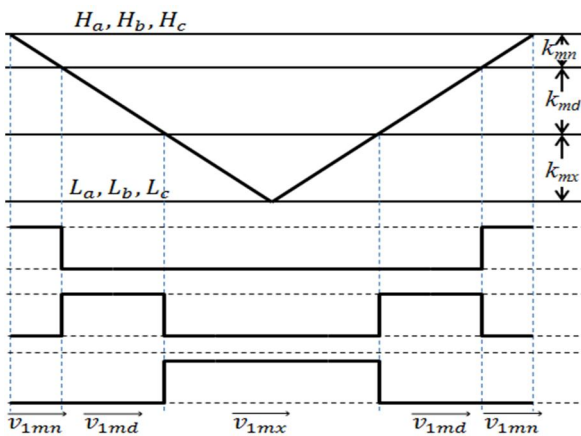
Vì  $u_a + u_b + u_c = 6$  và  $L_x$  nguyên do đó  $F_x$  chỉ có hai trường hợp xảy ra:

➤ **Trường hợp 1:** Khi hai trong ba giá trị  $\epsilon_a, \epsilon_b, \epsilon_c$  nhỏ hơn 0,5 lúc này  $\epsilon_a + \epsilon_b + \epsilon_c = 1$  và  $L_a + L_b + L_c = 5$  do đó 3 vector chuyển mạch không sinh ra điện áp common mode là  $\vec{v}_{1a}, \vec{v}_{1b}$  và  $\vec{v}_{1c}$  thứ tự chuyển mạch của chúng tùy thuộc  $\epsilon_a, \epsilon_b, \epsilon_c$  và theo thứ tự  $\vec{v}_{1mx} \rightarrow \vec{v}_{1md} \rightarrow \vec{v}_{1mn}$  →  $\vec{v}_{1md} \rightarrow \vec{v}_{1mx}$ . Trong đó

$$\begin{aligned} \vec{v}_{1mn} &= \vec{v}_1 \\ \vec{v}_{1md} &= \vec{v}_{1x} \text{ if } \epsilon_{md} = \epsilon_x \\ \vec{v}_{1mx} &= \vec{v}_{1x} \text{ if } \epsilon_{mx} = \epsilon_x \end{aligned} \tag{17}$$

Do đó điện áp tham chiếu được xác định theo:

$$\vec{v}_{ref} = k_{mn} \cdot \vec{v}_{1mn} + k_{md} \cdot \vec{v}_{1md} + k_{mx} \cdot \vec{v}_{1mx} \tag{18}$$



Hình 3. Giản đồ chuyển mạch trường hợp 1

Đồng nhất (13) và (18) và kết hợp giản đồ chuyển mạch ở hình 3 có thể xác định các giá trị  $k_{mn}, k_{md}$  và  $k_{mx}$  như sau:

$$\begin{aligned} k_{mx} &= \epsilon_{mx} \\ k_{mn} &= \epsilon_{mn} \\ k_{md} &= 1 - k_{mx} - k_{mn} = \epsilon_{md} \end{aligned} \tag{19}$$

➤ **Trường hợp 2:** Khi hai trong ba giá trị  $\epsilon_a, \epsilon_b, \epsilon_c$  lớn hơn 0,5 lúc này  $\epsilon_a + \epsilon_b + \epsilon_c = 2$  và  $L_a + L_b + L_c = 4$  do đó 3 vector chuyển mạch không sinh ra điện áp common mode là  $\vec{v}_{2a}, \vec{v}_{2b}$  và  $\vec{v}_{2c}$  thứ tự chuyển mạch của chúng tùy thuộc  $\epsilon_a, \epsilon_b, \epsilon_c$  và theo thứ tự  $\vec{v}_{2mn} \rightarrow \vec{v}_{2md} \rightarrow \vec{v}_{2mx} \rightarrow \vec{v}_{2md} \rightarrow \vec{v}_{2mn}$ . Trong đó:

$$\begin{aligned} \vec{v}_{2mn} &= \vec{v}_2 \\ \vec{v}_{2md} &= \vec{v}_{2x} \text{ if } \epsilon_{md} = \epsilon_x \\ \vec{v}_{2mx} &= \vec{v}_{2x} \text{ if } \epsilon_{mn} = \epsilon_x \end{aligned} \tag{20}$$

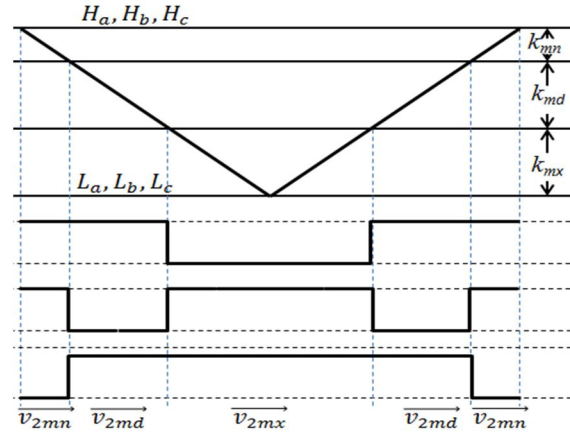
Do đó điện áp tham chiếu được xác định theo:

$$\vec{v}_{ref} = k_{mn} \cdot \vec{v}_{2mn} + k_{md} \cdot \vec{v}_{2md} + k_{mx} \cdot \vec{v}_{2mx} \tag{21}$$

Đồng nhất (13) và (21) và kết hợp giản đồ chuyển mạch ở hình 4 có thể xác định các giá trị  $k_{mn}, k_{md}$  và  $k_{mx}$  như sau:

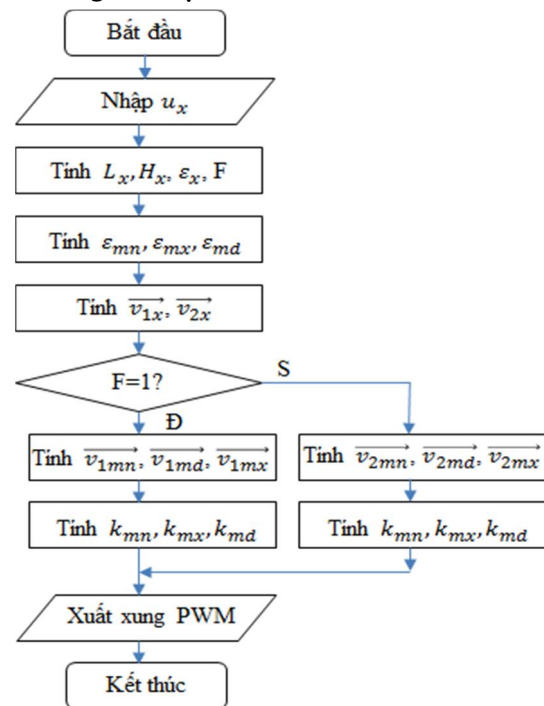
$$\begin{aligned} k_{mn} &= 1 - \epsilon_{mx} \\ k_{mx} &= 1 - \epsilon_{mn} \\ k_{md} &= 1 - k_{mx} - k_{mn} = 1 - \epsilon_{md} \end{aligned} \tag{22}$$

Từ đây ta xây dựng được lưu đồ giải thuật triệt tiêu điện áp common mode cho mạch 3 pha 5 bậc.



Hình 4. Giản đồ chuyển mạch trường hợp 2

### 3.2. Lưu đồ giải thuật (hình 5)



Hình 5. Lưu đồ giải thuật để xuất

Các khối thực thi trong lưu đồ và các phương trình phân tích trong phần trước cho thấy kỹ thuật đề xuất sử dụng các câu lệnh đơn giản do đó tốc độ xử lý cho kỹ thuật này sẽ cao. Để đánh giá cụ thể hơn về kỹ thuật đã đề xuất, các thí nghiệm và mô phỏng sẽ được thực hiện.

### 4. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG VÀ THỰC NGHIỆM

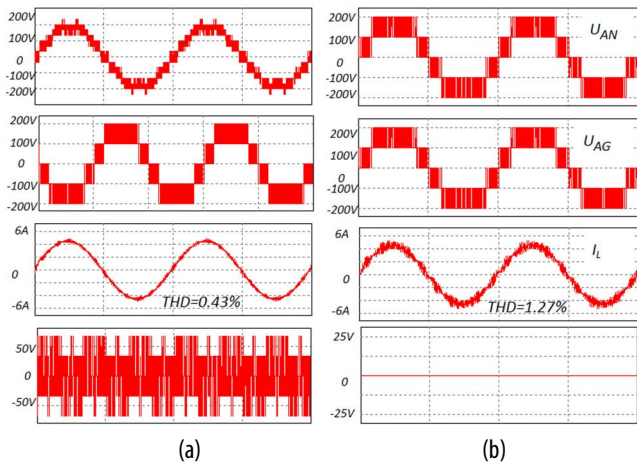
Các số liệu mô phỏng và thực nghiệm như trình bày trong bảng 1.

Bảng 1. Số liệu mô phỏng và thực nghiệm

Tham số	Giá trị
Điện áp DC	100V
Tần số sóng mang $f_c$	5kHz
Tần số ra $f_o$	50Hz
Tải trở R/L/C	40 $\Omega$ /3mH/10uF

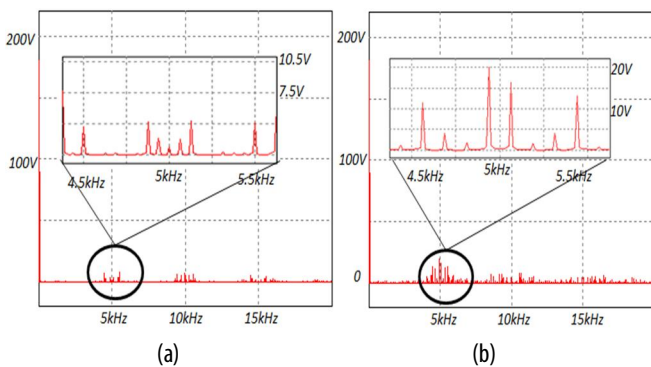


Hình 6 trình bày kết quả mô phỏng kỹ thuật PWM thông thường và kỹ thuật PWM triệt tiêu điện áp common mode. Các tham số so sánh giữa hai kỹ thuật theo thứ tự từ trên xuống là điện áp pha tải ( $U_{AN}$ ), điện áp pha tâm nguồn DC ( $U_{AG}$ ), dòng tải ( $I_L$ ) và điện áp common mode ( $U_{NO}$ ).



Hình 6. Mô phỏng so sánh PWM thông thường (a) và để xuất (b)

Từ hình 6 có thể thấy rằng, điện áp common mode sau khi áp dụng kỹ thuật để xuất có giá trị hiệu dụng giảm về 0V so với 36,7V ban đầu khi áp dụng kỹ thuật PWM thông thường, tương đương giảm 100% so với trước khi triệt tiêu điện áp common mode. Điện áp pha tải khi áp dụng giải thuật triệt tiêu điện áp common mode giống như điện áp pha - tâm nguồn DC do đó sẽ giảm số mức điện áp và có tồn tại thành phần hài bậc 3. Vì thế điện áp pha tải sẽ có giá trị hiệu dụng tăng so với thông thường (135,9V so với 129V) và độ méo hài tổng THD tăng (do có thành phần bậc 3). Kết quả phân tích phổ tần điện áp pha tải  $U_{AN}$  được trình bày ở hình 7.



Hình 7. Phổ tần điện áp pha tải tại  $m = 0,9$  với PWM thông thường (a) và để xuất (b)

Kết quả phân tích phổ tần điện áp pha tải tại chỉ số điều chế  $m = 0,9$  cho thấy trước và sau khi sử dụng giải thuật, biên độ hài bậc 1 gần như không đổi. Tuy nhiên trên tổng thể biên độ tại thành phần hài bậc cao kỹ thuật để xuất cao hơn trước khi sử dụng giải thuật dẫn đến hệ số méo hài tổng THD tính đến hài bậc 51 tăng từ 1,72% lên 3,6%. Tại các hài lân cận tần số sóng mang  $f_s$  biên độ hài khi áp dụng kỹ thuật triệt tiêu điện áp common mode cũng lớn hơn so với kỹ thuật PWM thông thường.

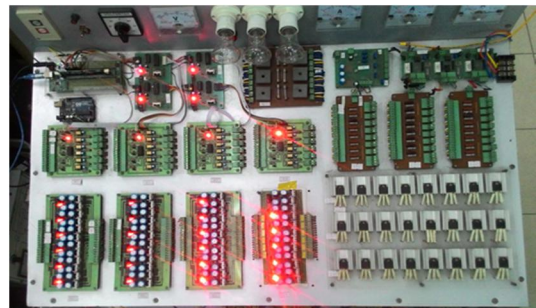
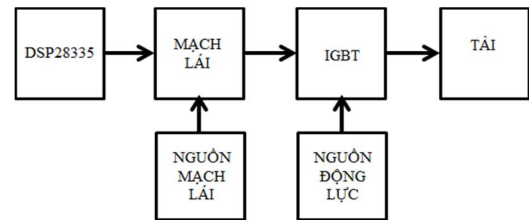
Kết quả mô phỏng trước và sau khi áp dụng giải thuật triệt tiêu điện áp common mode tại các giá trị  $m$  được trình bày trong bảng 2.

Bảng 2. So sánh PWM và PWM để xuất

m	0,6	0,866	0,9	1	PWM
$U_{AN(1)}$	83,8	122,3	127,2	141,4	Thông thường
THD (%)	3,2	1,84	1,72	1,5	
$U_{NO}$ (V)	30,3	37	36,7	30,3	
$U_{AN,RMS}$	87,2	124,3	129	143,6	
$U_{AN(1)}$	83,4	122,6	127,8	140,7	Để xuất
THD (%)	4,9	2,8	3,6	2,1	
$U_{NO}$ (V)	0	0	0	0	
$U_{AN,RMS}$	91,2	130	135,9	146,1	

Bảng 2 cho thấy, sau khi áp dụng giải thuật, điện áp common mode ( $U_{NO}$ ) đã được triệt tiêu. Giá trị hiệu dụng ở điện áp pha tải tại hài bậc 1 trước và sau khi áp dụng giải thuật không đổi, THD tăng do đó hiệu suất biến đổi năng lượng sẽ giảm.

Để đánh giá khả năng triển khai thực tế giải thuật để xuất một mô hình thực nghiệm sẽ được thực nghiệm như sơ đồ trong hình 8.

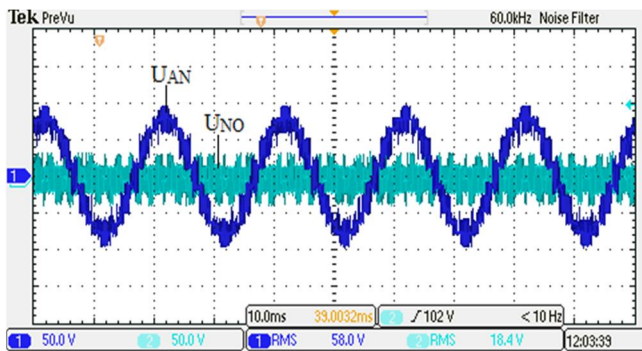


Hình 8. Sơ đồ khối và mô hình thực tế

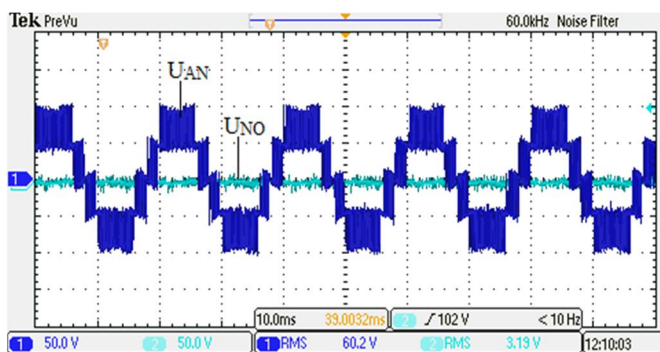
Nguồn DC cung cấp cho hệ thống có giá trị 50V. Các kết quả thực nghiệm được trình bày ở hình 9 và 10. Hình 9 trình bày kết quả thực nghiệm giải thuật so sánh với khi áp dụng kỹ thuật PWM thông thường tại chỉ số điều chế 0,866. Từ kết quả thực nghiệm có thể thấy điện áp common mode không triệt tiêu về 0V mà có giá trị hiệu dụng bằng 3,19V. Giá trị này xuất hiện là do trong thực tế các khóa có sụt áp khi dẫn điện.

Điện áp pha tải trước và sau khi sử dụng giải thuật có dạng sóng giống với mô phỏng. Khi áp dụng giải thuật, điện áp pha tải có dạng như điện áp pha tâm nguồn DC, do đó sẽ có thành phần hài bậc 3. Vì thế điện áp pha tải có giá trị hiệu

dụng tăng từ 58V lên 60V do THD tăng. Việc tăng thành phần hài bậc cao dễ dàng quan sát thấy trong hình 10.

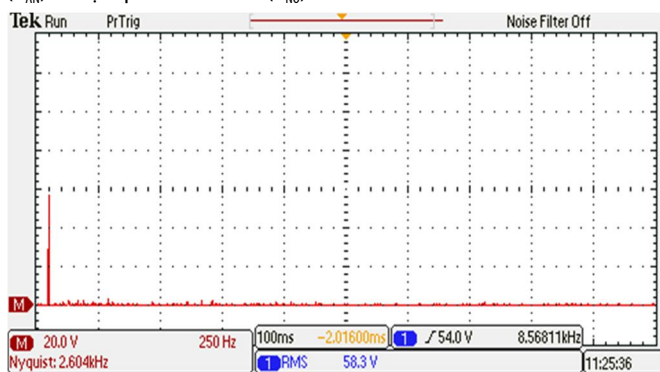


(a)

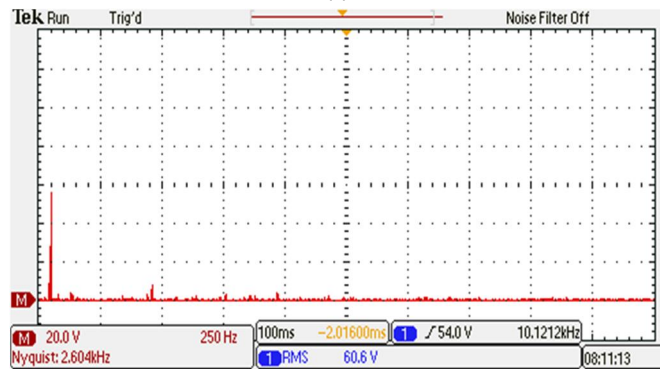


(b)

Hình 9. So sánh PWM thông thường (a) và đề xuất (b) về điện áp pha tải ( $U_{AN}$ ) và điện áp common mode ( $U_{NO}$ )



(a)



(b)

Hình 10. Thực nghiệm phân tích FFT điện áp pha tải tại  $m = 0,9$  với PWM thông thường (a) và đề xuất (b)

Kết quả phân tích FFT cho thấy điện áp pha tải trước và sau khi sử dụng giải thuật biên độ tại hài bậc 1 không đổi. Sau khi sử dụng giải thuật biên độ tại thành phần hài bậc cao cao hơn (nhất là các sóng hài bội của tần số sóng mang) dẫn đến hệ số méo hài tổng THD (tới thành phần hài bậc 49 (2,5kHz)) tăng theo.

Bảng 3. Thực nghiệm so sánh PWM và PWM đề xuất khi m thay đổi

Chỉ số m	0,6	0,866	0,9	1	PWM
$U_{AN(1)}$	40	58	59	66	Thông thường
THD (%)	4,2	2,4	2,7	2,6	
$U_{NO}$ (V)	15	18,4	18	14,2	
$U_{AN(1)}$	40	58	59	66	Đề xuất
THD (%)	4,8	4	3,6	3,2	
$U_{NO}$ (Vs)	2,7	3,19	3,08	2,46	

Các kết quả mô phỏng cho thấy điện áp pha tải trong thực nghiệm có dạng sóng giống với mô phỏng, có giá trị hiệu dụng tại hài bậc 1 trước và sau khi áp dụng giải thuật không đổi. Các thực nghiệm luôn tồn tại các tổn hao trên các linh kiện, cũng như chất lượng các linh kiện nên các giá trị điện áp thực nghiệm có giá trị điện áp giảm so với mô phỏng. Sau khi áp dụng giải thuật THD tăng nhưng vẫn đảm bảo được tiêu chuẩn TCVN 2008-2-2.

### 5. KẾT LUẬN

Trong quá trình sử dụng các bộ nghịch lưu, việc tồn tại điện áp Common mode làm giảm tuổi thọ của động cơ. Trong bài báo này một kỹ thuật điều chế độ rộng xung giảm điện áp Common mode cho mạch nghịch lưu ba pha 5 bậc được trình bày. Các phân tích cho thấy có thể triệt tiêu điện áp common mode qua việc lựa chọn các vector đóng cắt phù hợp. Kết quả triệt tiêu điện áp Common mode cho mạch nghịch lưu ba pha 5 bậc đã được kiểm chứng bằng mô phỏng và thực nghiệm. Các kết quả mô phỏng và thực nghiệm cho thấy sự khả thi và ưu điểm của kỹ thuật đã đề xuất. Tuy nhiên kỹ thuật đã đề xuất cũng có khuyết điểm là làm gia tăng sóng hài cũng như gia tăng độ méo hài tổng.

### TÀI LIỆU THAM KHẢO

[1]. U. B. Tayab, M A. Bashir, 2017. *Multilevel Inverter Topologies for Photovoltaic Power System: A Review*. ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences, Vol. 12, No. 11, pp. 3537-3549.

[2]. R. Seyezhai, B. Kalpana, J. Vasanthi, 2011. *Design and Development of Hybrid Multilevel Inverter employing Dual Reference Modulation Technique for Fuel Cell Applications*. International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS) Vol.1, No.2, pp. 104~112.

[3]. V. Bhargava, S. K. Sinha, M. P. Dave, 2019. *A Comparative Modeling Analysis of Optimized Multilevel Inverter Topologies with Reduced Device Count for SPV and Wind Integration*. Signal Processing and Integrated Networks (SPIN) 2019, pp. 1125-1130.

- [4]. Z. Zhang, Z. Li, M. P. Kazmierkowski, J. Rodríguez, R. Kennel, 2018. *Robust Predictive Control of Three-Level NPC Back-to-Back Power Converter PMSG Wind Turbine Systems With Revised Predictions*. IEEE TPE, vol. 33, Issue 11,.
- [5]. A. K. Yadav, K. Gopakumar, K R. Raj, L. Umanand, K. Matsuse, H. Kubota, 2019. *Instantaneous Balancing of Neutral-Point Voltages for Stacked DC-Link Capacitors of a Multilevel Inverter for Dual-Inverter-Fed Induction Motor Drives*. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol 34, Issue 3, pp. 2505 – 2514.
- [6]. V. F. Pires, A. Cordeiro, D. Foito, J. F. Silva, 2018. *Three-phase multilevel inverter for grid-connected distributed photovoltaic systems based in three three-phase two-level inverters*. Solar Energy, Volume 174, 1, pp. 1026-1034.
- [7]. M. K. Sahu, J. M. R. Malla, M. Biswal, S. Behera, 2019. *THD Analysis and Comparison of Different Cascaded Multilevel Inverters for Improving the Quality of Energy*. International Journal of Applied Engineering Research 2019, Vol. 14, No. 10, pp. 2422-2429.
- [8]. M. Badoni, A. Singh, B. Singh, 2016. *Adaptive recursive inverse-based control algorithm for shunt active power filter*. IET Power Electronics 9-2016, pp. 1053-1064.
- [9]. R. Anand , S. Muthu Balaji, 2018. *A Novel Simulated Multilevel Inverter Topology with Minimal Switches*. International Journal of Engineering & Technology, 7 (1.2) (2018) pp. 205-210.
- [10]. X. Zha, L. Xiong, J. Gong, F. Liu, 2014. *Cascaded multilevel converter for medium-voltage motor drive capable of regenerating with part of cells*. IET Power Electron., vol. 7, no. 5, pp. 1313-1320.
- [11]. X. Zhang, D. Boroyevich, R. Burgos, P. Mattavelli, F. Wang, 2013. *Impact and compensation of dead time on common mode voltage elimination modulation for neutral-point-clamped three-phase inverters*. Proc. IEEE ECCE Asia Downunder, pp. 1016-1022.
- [12]. Z. Dan, W. Jie, 2018. *An Asymmetry Cascaded Multilevel Inverter with Hybrid Power Supply [J]*. Journal of Shanghai Jiaotong University, vol. 52, no. 2, pp. 207-213.
- [13]. H. J. Kim, H. D. Lee, S. K. Sul, 2001. *A new PWM strategy for common-mode voltage reduction in neutral point clamped inverter-fed AC motor drives*. Industry Apps, IEEE Transactions on, Volume: 37, Page(s): 1840- 1845.
- [14]. X. Tang, C. Lai, Z. Liu, M. Zhang, 2017. *A SVPWM to Eliminate Common-Mode Voltage for Multilevel Inverters*. MDPI Energies 10, 715.

---

#### AUTHORS INFORMATION

**Quach Thanh Hai<sup>1</sup>, Le Thi Ly<sup>2</sup>, Truong Viet Anh<sup>1</sup>**

<sup>1</sup>Ho Chi Minh City University of Technology and Education

<sup>2</sup>Ngo Quyen University