

# Nghịch lưu đa mức điều khiển động cơ điện kéo tàu điện đô thị

■ **ThS. AN THỊ HOÀI THU ANH; ThS. VŨ DUY NGHĨA**  
**KS. VŨ NGỌC THÊM; KS. NGUYỄN XUÂN XUÂN**  
*Trường Đại học Giao thông vận tải*

**TÓM TẮT:** Khác với nghịch lưu hai mức, nghịch lưu đa mức hoạt động dựa trên nguyên lý tạo ra các mức điện áp đầu ra dẫn đến chất lượng điện áp sẽ tốt hơn. Các van công suất hoạt động ở các mức điện áp thấp hơn và tần số chuyển mạch thấp, vì vậy giảm thiểu tới đa tổn thất do chuyển mạch tạo ra. Chính vì những ưu điểm vượt trội đó, bài báo đã đề xuất ứng dụng bộ nghịch lưu đa mức trong hệ truyền động điện sức kéo công suất lớn, điện áp cao. Các kết quả mô phỏng đã minh chứng ưu điểm về độ méo sóng hài của dòng điện và điện áp nghịch lưu đa mức sẽ giảm nếu các mức được tăng lên.

**TỪ KHÓA:** Nghịch lưu đa mức, hệ thống sức kéo điện, tổng độ méo sóng hài

**ABSTRACT:** Difference from the two-stage inverter, the multi-level inverter operates on the principle of generating output voltage levels that lead to better voltage quality. Power valves operate at lower voltage levels and lower switching frequencies in an effort to minimizing switching losses. Because of these outstanding advantages, the paper has proposed the application of multi-level inverter in electric traction drive system with high capacity and high voltage. The simulation results demonstrate the advantage of harmonic distortion of the current and voltage will decrease if levels are increased.

**KEYWORDS:** Multilevel inverter, electric traction systems, THD

## CHỮ VIẾT TẮT:

LS-PWM: Level Shift Pulse Width Modulation - Điều chế dịch mức sóng mang

PS-PWM: Phase Shift Pulse Width Modulation - Điều chế dịch pha sóng mang

SVM: Space vector Modulation - Điều chế vectơ không gian

THD: Total Harmonic Distortion - Tổng độ méo sóng hài

## 1. ĐẶT VẤN ĐỀ

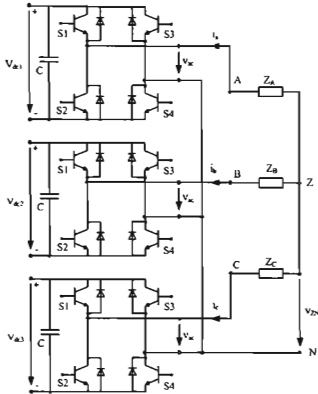
Ngày nay, hệ thống giao thông điện đường sắt đã và đang được các nước trên thế giới đầu tư xây dựng và phát triển rất mạnh mẽ bởi các ưu điểm: vận chuyển hành khách số lượng lớn, rút ngắn thời gian đi lại, thân thiện với môi trường. Ở Việt Nam, các tuyến đường sắt đô thị đang được xây dựng và dự kiến tuyến đầu tiên đi vào hoạt động vào năm 2019. Với đặc điểm của hệ truyền động là sử dụng lưới cấp cho đoàn tàu 750 - 1500VDC, 25 KVAC, công suất động cơ lớn vài trăm KW đòi hỏi cần một bộ biến đổi công suất đặc biệt có thể đáp ứng các yêu cầu đặt ra [1]. Để nâng cao chất lượng hệ truyền động điện, nâng cao hiệu suất thì bài báo đề xuất sử dụng bộ nghịch lưu ba mức, năm mức cấu H nối tầng điều khiển động cơ điện kéo.

Các bộ biến đổi công suất là một giải pháp công nghệ hữu hiệu cho việc điều khiển các hệ truyền động điện, được ứng dụng trong nhiều lĩnh vực: sản xuất, hầm mỏ, hóa dầu, giao thông (ứng dụng trong sức kéo đoàn tàu, tàu thủy và các ứng dụng trên ô tô điện...). Với mục tiêu tăng hiệu suất, giảm chi phí vận hành, những nghiên cứu về điện tử công suất đã được tiếp cận theo hai hướng: Hướng thứ nhất phát triển công nghệ bán dẫn dat đồng, áp danh định cao (8kV, 6kA) và giữ cấu trúc truyền thống (các bộ biến đổi chỉ có hai mức) [2]; hướng thứ hai phát triển cấu trúc các bộ biến đổi với công nghệ bán dẫn truyền thống - được biết đến là các bộ biến đổi đa mức [3,4]. Trong bài báo trình bày theo hướng nghiên cứu thứ nhất, ứng dụng bộ nghịch lưu đa mức điều khiển động cơ điện kéo.

## 2. NGHỊCH LƯU BA MỨC CẤU H

### 2.1. Cấu trúc mạch lực

Có ba loại nghịch lưu đa mức phổ biến: đi-ốt kẹp (NPC) [5,6], tụ điện DC tự do (FC) [7,8] và cấu H nối tầng (CHB) [9,10]. Tuy nhiên, nghịch lưu đa mức cấu H nối tầng có những ưu điểm vượt trội như: tính mô-đun hóa cao giúp dễ dàng thay đổi cấu hình, tăng số mức điện áp; tiết kiệm chi phí nhờ sử dụng ít linh kiện; tần số đóng cắt thấp, qua đó hiệu suất được nâng cao; điện áp rơi trên các van nhỏ hơn, các van hoạt động tốt và an toàn, giúp nâng cao tuổi thọ van. Sử dụng bộ nghịch lưu ba pha ba mức cấu H nối tầng có cấu trúc được thể hiện ở Hình 2.1, trang thí đóng cắt ở Bảng 2.1.



Hình 2.1: Cấu trúc mạch lực nghịch lưu ba pha ba mức cầu H nối tầng

Bảng 2.1. Bảng trạng thái đóng cắt nghịch lưu 3 pha 3 mức cầu H xếp tầng

STT	Trạng thái van				Mức trạng thái ra	
	S1	S2	S3	S4	$v_{xk}$	Mức điện áp ( $s_k$ )
1	1	0	1	0	0	0
2	1	0	0	1	$V_{DC}$	1
3	0	1	1	0	$-V_{DC}$	-1
4	0	1	0	1	0	0

Có thể thấy bộ nghịch lưu ba pha ba mức cầu H nối tầng sử dụng: 12 van IGBT, 3 nguồn DC độc lập và 3 tu DC - Link.

### 2.2. Điều chế

Các kỹ thuật điều chế sử dụng cho nghịch lưu đa mức chia làm hai loại: PWM dùng nhiều sóng mang và điều chế vector không gian (SVM). Các dạng PWM nhiều sóng mang cơ bản áp dụng cho biến tần đa mức lại bao gồm: kỹ thuật điều chế dịch pha sóng mang (PS - PWM) và kỹ thuật điều chế dịch mức sóng mang (LS-PWM) [11]. Phương pháp SVM có ưu điểm ở khả năng linh hoạt hơn nhiều so với PWM bởi SVM có khả năng tạo ra quỹ đạo vector mong muốn có dạng bất kỳ nhờ lựa chọn vector trạng thái và các thời gian phù hợp trong một chu kỳ điều chế. SVM cũng có thể cho phép thực hiện các phép điều chế gián đoạn một cách dễ dàng để giảm thiểu số lần khóa bán dẫn chuyển mạch.

#### 2.2.1. Xác định trạng thái khóa bán dẫn, trạng thái mức và vector trạng thái

Trong Bảng 2.1 chỉ ra các trạng thái của khóa bán dẫn ứng với ba mức điện áp đầu ra 0V, +/- V<sub>DC</sub>. Đối với nghịch lưu M - mức nối tầng N cầu H các mức điện áp ở mỗi pha, hay gọi là các mức trạng thái, có thể nhận những giá trị như biểu diễn qua (1).

$$\left\{ -\frac{M-1}{2}, \dots, -1, 0, 1, \dots, \frac{M-1}{2} \right\} \cdot V_{dc} \quad (1)$$

Biểu diễn vector điện áp đầu ra qua các tọa độ thành phần trên hệ tọa độ  $\alpha\beta$  như sau:

$$v = v_{\alpha} + jv_{\beta}, \text{ trong đó } \begin{cases} v_{\alpha} = v_{\alpha 1} \\ v_{\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}(v_{\alpha 2} - v_{\alpha 1}) \end{cases} \quad (2)$$

Từ (2) có thể thấy, tọa độ của vector điện áp đầu ra biểu diễn trên hệ tọa độ  $\alpha\beta$  có chỉ số lẻ, chính vì vậy ta cần xây dựng vector điện áp đầu ra trên một hệ tọa độ mới bằng cách chiếu vector tuyến tính chuyển biến điện vector điện áp ra trên hệ trục tọa độ vuông góc  $\alpha\beta$  sang hệ tọa độ gh hai trục g và h tạo với nhau một góc 60°, trục g trùng với trục  $\alpha$ . Ta thu được biểu diễn các vector trạng thái với các tọa độ nguyên rất thuận lợi [12]. Thật vậy, bằng các phép biến đổi toán học ta thu được hệ phương trình:

$$\begin{cases} v_{\alpha} = \frac{2}{3}V_{dc}(k_{\alpha} - k_{\beta}) \\ v_{\beta} = \frac{2}{3}V_{dc}(k_{\alpha} - k_{\gamma}) \end{cases} \quad (3)$$

Từ đây có thể thấy, nếu lấy  $\frac{2}{3}V_{dc}$  là độ dài cơ sở của các vector trạng thái,  $k_{\alpha}$ ,  $k_{\beta}$ ,  $k_{\gamma}$  là các số nguyên thì tọa độ của các vector  $[k_{\alpha}, k_{\beta}] = [(k_{\alpha} - k_{\beta}), (k_{\alpha} - k_{\gamma})]$  là các số nguyên. Biểu diễn trên hệ tọa độ đỉnh các vector sẽ tạo nên các tam giác đều có cạnh là 1. Ứng với mỗi vector trạng thái số tổ hợp các mức trạng thái có thể là:

$$\begin{bmatrix} k_{\alpha} \\ k_{\beta} \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} k_{\alpha\alpha} \\ k_{\alpha\beta} \\ k_{\alpha\gamma} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k \\ k - k_{\beta} \\ k - k_{\alpha} - k_{\gamma} \end{bmatrix}$$

Sao cho:

$$\begin{cases} \frac{M-1}{2} \leq k \leq \frac{M-1}{2} \\ \frac{M-1}{2} \leq k - k_{\beta} \leq \frac{M-1}{2} \\ -\frac{M-1}{2} \leq k - k_{\alpha} - k_{\gamma} \leq \frac{M-1}{2} \end{cases} \quad (4)$$

Khi các vector ở trong góc phần sáu thứ nhất,  $k_{\beta} \geq 0, k_{\gamma} \geq 0$ , hệ (4) trở thành:

$$-\frac{M-1}{2} + k_{\beta} + k_{\gamma} \leq k \leq \frac{M-1}{2} \quad (5)$$

Khi các vector ở trong góc phần sáu thứ hai,  $k_{\alpha} \leq 0, k_{\beta} \geq 0, k_{\gamma} \geq -k_{\alpha}$ , hệ (4) trở thành:

$$-\frac{M-1}{2} + k_{\beta} + k_{\gamma} \leq k \leq \frac{M-1}{2} + k_{\alpha} \quad (6)$$

Ở góc phần sáu thứ ba,  $k_{\alpha} \leq 0, k_{\beta} \geq 0, k_{\gamma} \leq -k_{\alpha}$ , hệ (4) trở thành:

$$-\frac{M-1}{2} \leq k \leq \frac{M-1}{2} + k_{\gamma} \quad (7)$$

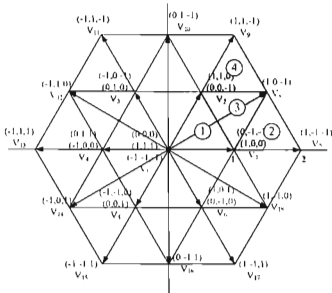
Ở góc phần sáu thứ nhất, những vector nằm trên đường lồi góc ngoài cùng có  $k_{\alpha} + k_{\beta} = M - 1$ , chỉ có một giá trị phù hợp là  $k = (M - 1) / 2$ . Ví dụ vector lớn nhất, nằm trên hình lục giác ngoài cùng, có  $k_{\alpha} = M - 1, k_{\beta} = 0$ , tương ứng với trạng thái mức là:

$$\begin{bmatrix} M-1 \\ 0 \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} k_{\alpha\alpha} \\ k_{\alpha\beta} \\ k_{\alpha\gamma} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (M-1)/2 \\ -(M-1)/2 \\ -(M-1)/2 \end{bmatrix}$$

Ở lục giác tiếp theo bên trong  $k_{\alpha} + k_{\beta} = M - 2$ , k có hai giá trị:  $(M - 1) / 2 - 1$  và  $(M - 1) / 2$ , nghĩa là mỗi vector có hai trạng thái dư. Cứ như vậy đến vector không k sẽ có M

giá trị, từ  $-(M-1)/2$  đến  $(M-1)/2$ , như vậy vector không sê có  $M$  trạng thái dư.

Theo (5), (6), (7) có thể tính toán được tất cả các tổ hợp vector trạng thái cho các góc phần sáu I, II, III. Các góc phần sáu còn lại có thể suy ra từ tính đối xứng của các góc phần sáu qua gốc tọa độ. Những vector đối xứng qua gốc tọa độ sẽ có trạng thái ngược dấu nhau. Từ đó, ta xây dựng được đồ thị vector không gian cho nghịch lưu ba pha ba mức cấu H xếp tầng ở Hình 2.2 và tính toán 19 vector điện áp.



Hình 2.2: Đồ thị vector không gian cho nghịch lưu ba pha ba mức cấu H nối tầng

2.2.2. Xác định vị trí của vector  $V$  trong sector lớn

Vị trí của vector điện áp ra mong muốn trong mỗi góc phần sáu được xác định bằng cách đặt biến trung gian  $\alpha = \frac{2\pi}{3}$ , các hình chiếu của vector lên hai cạnh của góc phần sáu có thể được xác định ngay như công thức (8) sau đây:

$$\begin{cases} z_{1\alpha} = v_{\alpha} - \sin\alpha \cdot \begin{cases} z_{1\alpha} = z_1, & z_{1\alpha} = z_1 \\ z_{1\alpha} = 2\sin\alpha \cdot \begin{cases} z_{1\alpha} = -z_1, & z_{1\alpha} = -z_1 \end{cases} \end{cases} \end{cases}$$

Sau khi xác định được các hình chiếu  $z_{1\alpha}$  thuật toán xác định sector thể hiện như trên bảng, bao gồm không quá ba bước xét dấu. Ngoài ra, các tọa độ này cũng đóng vai trò như các thành phần  $[v_{\alpha}, v_{\beta}]$  trong tính toán các hệ số điều chế trong các góc phần sáu tương ứng.

Bảng 2.2. Thuật toán xác định sector lớn

$z_{1\alpha} z_{1\beta} < 0$		$z_{1\alpha} z_{1\beta} \geq 0$			
$z_{2\alpha} z_{2\beta} < 0$	$z_{2\alpha} z_{2\beta} \geq 0$	$z_{1\alpha} < 0$	$z_{1\alpha} \geq 0$		
$z_{1\alpha} < 0$	$z_{1\alpha} \geq 0$	$z_{2\alpha} < 0$	$z_{2\alpha} \geq 0$		
Sec III	Sec VI	Sec V	Sec II	Sec IV	Sec I

2.2.3. Tính toán các hệ số điều chế theo phương pháp điều chế từ ba vector gần nhất

Phương pháp dùng các vector gần nhất (Nearest Vector Modulation), trong đó vector đầu ra mong muốn nằm trong một tam giác bất kỳ được tổng hợp từ ba vector là đỉnh của của tam giác này, có thể đảm bảo thành phần sóng hài tốt nhất cho dạng sóng điện áp ra. Các tam giác còn đầu có dạng thuộc về một hình

thoi đều, có các cạnh song song với trục 0gh, đỉnh là các vector trạng thái  $p_1, p_2, p_3, p_4$ , như thể hiện trên Hình 2.3. Vector điện áp ra mong muốn cũng được quy chuẩn theo độ dài với  $2V_d/3$  và được biến đổi tuyến tính sang hệ trục tọa độ 0gh theo công thức (9):

$$\begin{bmatrix} v_{gh} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ 0 & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} \quad (9)$$

Gọi  $m_j, m_h$  là các phần thập phân ngoài phần nguyên của các tọa độ  $v_{gh}, v_{\beta}$  tương ứng:

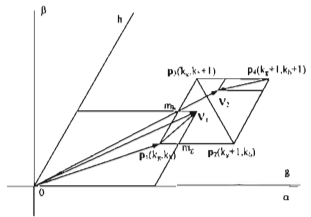
$$\begin{cases} m_j = v_{gh} - \lfloor v_{gh} \rfloor = v_{gh} - k_j \\ m_h = v_{\beta} - \lfloor v_{\beta} \rfloor = v_{\beta} - k_h \end{cases} \quad (10)$$

Trong đó:  $k_j = \lfloor v_{gh} \rfloor, k_h = \lfloor v_{\beta} \rfloor$  là chỉ số nguyên nhỏ nhất của các giá trị tuyệt đối tương ứng.

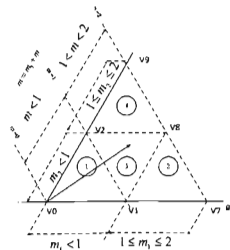
Có thể thấy rằng, đường thẳng  $m_j + m_h = 1$  chia hình thoi trên hình ra làm hai tam giác, trong đó vector  $V_1$  thuộc miền  $m_j + m_h \leq 1$  và vector  $V_2$  thuộc miền  $m_j + m_h > 1$ . Vector  $V_1$  có thể tổng hợp từ 3 vector  $p_1, p_2, p_3$  như sau:

$$V_1 = p_1 + m_j(p_2 - p_1) + m_h(p_3 - p_1) = (1 - m_j - m_h)p_1 + m_j p_2 + m_h p_3 \quad (11)$$

Vì các hệ số ứng với các vector đều dương và có tổng bằng 1 nên đó có thể là các hệ số cho quá trình điều chế. Tương tự vậy, ta có thể tính toán hệ số điều chế rất đơn giản thông qua việc tính toán  $v_{gh}, v_{\beta}$  và tính các phần nguyên  $k_j, k_h$  và các phần lẻ  $m_j, m_h$  qua (10). Trên Hình 2.4 minh họa quá trình tính toán các hệ số điều chế trên đó thị vector ở góc phần sáu thứ nhất (sector I) cho nghịch lưu ba pha ba mức cấu H nối tầng.



Hình 2.3: Tổng hợp vector điện áp ra từ ba đỉnh của tam giác



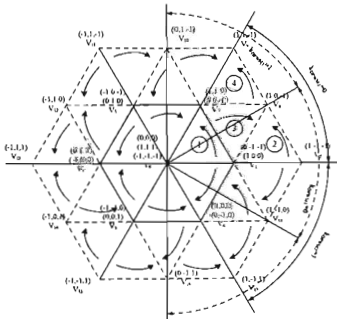
Hình 2.4: Đồ thị minh họa quá trình tính toán hệ số điều chế trong sector I

2.2.4. Thứ tự tối ưu về số lần chuyển mạch

Đối với sơ đồ hai mức, phép điều chế chỉ sử dụng hai vector tích cực và vector không. Tuy nhiên, biến nghịch lưu đa mức sẽ không thể luôn có vector không thay vào đó khi sử dụng ba vector gần nhất (nearest vectors) trong mỗi nửa chu kỳ điều chế một vector sẽ được sử dụng như vector không, vector này phải có ít nhất số trạng thái dư lớn hơn một, thời gian dùng vector này chia là hai nửa bằng nhau, chia đều cho đầu nửa chu kỳ  $T_s$  và cuối nửa chu kỳ  $T_s$ . Bảng chuyển mạch cho các nhóm tam giác thuộc sector  $l$  trong Bảng 2.3. Đối với các sector khác, trật tự chuyển mạch cũng được áp dụng tương tự như thể hiện cho nghịch lưu ba pha ba mức cấu H nối tầng trong Hình 2.5.

Bảng 2.3. Chuyển mạch tối ưu cho 4 tam giác thuộc sector  $l$

Tam giác	Trật tự chuyển mạch tối ưu (trong $T_s/2$ )
1	V0-V1-V2-V0 (-1,-1,-1)-(0,-1,-1)-(0,0,-1)-(0,0,0)
2	V1-V7-V8-V1 (0,-1,-1)-(1,-1,-1)-(1,0,-1)-(1,0,0)
3	V1-V2-V8-V1 (0,-1,-1)-(0,0,-1)-(1,0,-1)-(1,0,0)
4	V2-V8-V9-V2 (0,0,-1)-(1,0,-1)-(1,1,-1)-(1,1,0)



Hình 2.5: Trật tự chuyển mạch tối ưu cho nghịch lưu ba pha ba mức cấu H nối tầng

3. MÔ PHỎNG VÀ KẾT QUẢ

Thực hiện mô phỏng hệ truyền động sức kéo sử dụng bộ nghịch lưu ba mức, năm mức với thông số động cơ thông số động cơ Bảng 3.1, thông số bộ nghịch lưu Bảng 3.2.

Bảng 3.1. Thông số động cơ

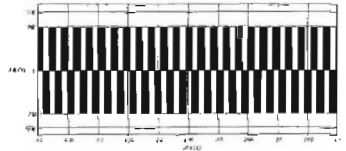
Thông số	Giá trị
Công suất định mức (Pn)	270 KW
Điện áp định mức (Un)	400 V
Hiệu suất (H)	95%

Thông số	Giá trị
Hệ số công suất (cos $\phi$ )	0,88
Tần số định mức (f)	50 Hz
Số cặp cực (p)	2
Mô-men quán tính (J)	2,9 kg.m <sup>2</sup>

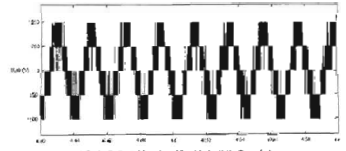
Bảng 3.2. Thông số bộ nghịch lưu

Thông số	Giá trị
DC - Link (V)	750
Nội trở DC mỗi cell- $R_{cell}$ ( $\Omega$ )	0,01
Điện dung mỗi cell - $C_{cell}$ ( $\mu F$ )	2500
Tần số sóng mang - f (Hz)	50
Tần số phát xung PWM - $f_{PWM}$ (Hz)	2000

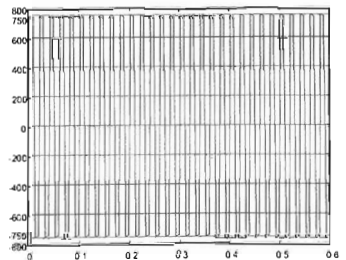
Kết quả mô phỏng điện áp  $U_{ab}$  với nghịch lưu hai mức Hình 3.1, với nghịch lưu ba mức (Hình 3.2), dạng điện áp ra pha A nghịch lưu 5 mức (Hình 3.2) cho thấy dạng điện áp ra nghịch lưu năm mức có dạng sin nhất.



Hình 3.1: Điện áp dây  $U_{ab}$  (NL 2 mức)

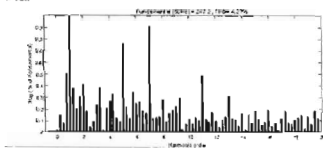


Hình 3.2: Điện áp dây  $U_{ab}$  (NL 3 mức)

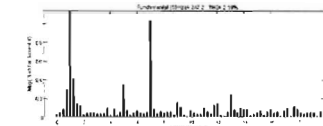


Hình 3.3: Dạng điện áp ra pha A (NL 5 mức)

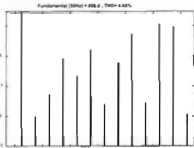
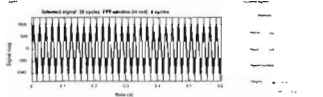
Độ méo sóng hài dòng điện trong Hình 3.4, Hình 3.5, Hình 3.6 khi sử dụng nghịch lưu hai mức là 4,27%, ba mức là 2,98%, năm mức là 0,53%. Độ méo sóng hài điện áp tải pha A của NL 3 mức là 4,68%, năm mức là 3,62%



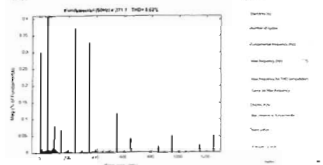
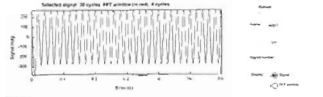
Hình 3.4: THD dòng điện (NL 2 mức)



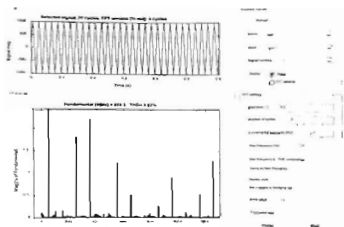
Hình 3.5: THD dòng điện (NL 3 mức)



Hình 3.6: Độ méo sóng hài điện áp tải pha A (NL 3 mức)



Hình 3.7: Tổng độ méo sóng hài dòng điện pha A (NL 5 mức)



Hình 3.8: Độ méo sóng hài điện áp tải pha A (NL 5 mức)

#### 4. KẾT LUẬN

Các kết quả mô phỏng cho thấy, độ méo sóng hài dòng điện và điện áp của nghịch lưu 5 mức nhỏ nhất và chất lượng điện áp cấp cho tải sin hơn. Để minh chứng hơn nữa những ưu điểm của bộ nghịch lưu đa mức ứng dụng điều khiển động cơ điện kéo, nhóm tác giả sẽ thực hiện nghiên cứu với các bộ nghịch lưu nhiều mức hơn trong các công trình tiếp theo.

#### Tài liệu tham khảo

- [1]. L.J. Peng F.Z., *Multilevel converters - a new breed of power converters*, IEEE Trans Ind Appl 1996;32(3):509-17.
- [2]. N. A. Moguilnaia, K. V. Vershinin, M. R. Sweet, O. I. Spulber, M. M. De Souza and E. M. S. Narayanan (2005), *Innovation in power semiconductor industry: Past and future*, [IEEE Trans. Eng. Manage., vol. 52, pp. 429-439, Nov.
- [3]. J. Rodriguez, J.-S. Lai and F. Z. Peng (2002), *Multilevel inverters: A survey of topologies, controls and applications*, [IEEE Trans. Ind. Electron., vol.49, pp 724-738, Aug.
- [4]. G. Franquelo, J. Rodri'guez, J. I. Leon, S. Kouro, R. Portillo and M. A. M. Prats, B (2008), *The age of multilevel converters arrives*, IEEE Ind. Electron. Mag., pp.28-39, Jun.
- [5]. M. Fracchia, T. Ghiara, M. Marchesoni and M. Mazzucchelli, *Optimized modulation techniques for the generalized N-level converter*, in Proc. IEEE Power Elect. Spec. Conf., Madrid.
- [6]. M. Fracchia, T. Ghiara, M. Marchesoni and M. Mazzucchelli (1992), *Optimized modulation techniques for the generalized N-level converter*, in Proc. IEEE Power Elect. Spec. Conf., Madrid, Spain, pp.1205-1213.
- [7]. M. Fracchia, T. Ghiara, M. Marchesoni and M. Mazzucchelli (1992), *Optimized modulation techniques for the generalized N-level converter*, in Proc. IEEE Power Elect. Spec. Conf., Madrid, Spain, pp.1205-1213.
- [8]. F. Z. Peng (2001), *A generalized multilevel inverter topology with self-voltage balancing*, IEEE Trans. Ind. Applicant, vol.37, Mar./Apr., pp.611-618.
- [9]. F. Z. Peng, J. W. McKeever, and D. J. Adams (1997), *A power line conditioner using cascade multilevel inverters for distribution systems*, in Proc. IEEE Ind. Appl. Soc. Conf., vol.2, pp.1316-1321.

[10]. Keith Corzine, Member, IEEE and Yakov Familiant, Student Member, *IEEEA New Cascaded Multilevel H-Bridge Drive*.

[11]. B. Wu (2006), *High Power Converter and AC Drivers*, IEEE Press, Wiley- Interscience, A John Wiley and Sons Inc., Publication.

[12]. Nikola Celanovic, Dushan Boroyevich (2001), *A Fast Space-Vector Modulation Algorithm for Multilevel Three-Phase Converters*, IEEE trans. on ind. appl, vol.37, no.2, March/April.

**Ngày nhận bài: 15/01/2020**

**Ngày chấp nhận đăng: 04/02/2020**

**Người phản biện: TS. Nguyễn Tuấn Phường**

**TS. Trần Văn Khôi**