

# Phương pháp điều chế độ rộng xung của biến tần ma trận đa bậc nhằm triệt tiêu điện áp điểm nối chung

Space Vector Pulse Width Modulation for Three-level Indirect Matrix Converter to Eliminate Common Mode Voltage

Nguyễn Đình Tuyên

Trường Đại Học Bách Khoa, Đại Học Quốc Gia TpHCM  
268 Lý Thường Kiệt, Quận 10, Thành phố Hồ Chí Minh, Việt Nam  
Đến Tòa soạn: 01-02-2018; chấp nhận đăng: 27-9-2019

## Tóm tắt

Bài báo trình bày phương pháp điều chế độ rộng xung cho bộ biến tần ma trận đa bậc nhằm triệt tiêu điện áp điểm nối chung. Bộ biến tần ma trận đa bậc được nghiên cứu trong bài báo được xây dựng từ sự kết hợp giữa bộ nghịch lưu ba bậc dạng T và hai bộ chỉnh lưu nguồn dòng mắc nối tiếp với nhau. Ngoài những ưu điểm của bộ biến tần ma trận truyền thống như: dòng điện nguồn và tải dạng sin, công suất có thể truyền theo 2 chiều từ nguồn sang tải hoặc tải sang nguồn thì bộ biến tần ma trận đa bậc có thêm ưu điểm đó là: điện áp trên tải có 3 mức, do đó chất lượng điện áp/dòng điện trên tải sẽ cao hơn so với bộ biến tần ma trận truyền thống. Điện áp điểm nối chung là nguyên nhân gây ra sự hư hỏng cách điện của động cơ, gây ra các nhiễu điện từ. Do đó, trong nghiên cứu này, một phương pháp điều chế vector không gian phù hợp sẽ được đề xuất để triệt tiêu điện áp điểm nối chung. Để xác nhận tính đúng đắn của phương pháp đề xuất, các kết quả mô phỏng được xây dựng bằng phần mềm Psim, cũng như các kết quả thực nghiệm được xây dựng trong phòng thí nghiệm sẽ được trình bày.

Từ khóa: Biến tần ma trận, nghịch lưu đa bậc, phương pháp điều chế độ rộng xung, điện áp điểm nối chung.

## Abstract

This paper presents the pulse width modulation for multilevel indirect matrix converter for elimination common-mode voltage. The presented multilevel indirect matrix converter is based on the combination of T-type multilevel inverter and two cascaded rectifiers. Beside possessing the advantages of conventional matrix converter such as: sinusoidal input/output currents, bidirectional power flow, the multilevel indirect matrix converter provides some advantages: high performance of output voltage due to it is three-level voltage. The common mode voltage is responsible for overvoltage stress to the winding insulation and bearing damage of ac motor and it raises leakage currents, which can cause electromagnetic noise to the equipments installed near the converter. Therefore, the space vector modulation method is proposed in this paper to eliminate the common-mode voltage. In order to verify the theory analysis, some simulation results with Psim software are provided. Furthermore, one laboratory prototype was built and experimental results are presented to validate the simulation results.

Keywords: Matrix converter, multilevel inverter, pulse width modulation, common-mode voltage.

## 1. Giới thiệu

Trong những năm gần đây bộ biến tần ma trận nhận được nhiều sự quan tâm của các nhà nghiên cứu trong lĩnh vực điện tử công suất vì những ưu điểm của nó mang lại như là: dòng điện nguồn/dòng điện tải dạng sin, công suất truyền theo hai chiều từ nguồn đến tải hoặc từ tải sang nguồn, không sử dụng tụ điện như một nguồn tích trữ năng lượng trung gian do đó tuổi thọ sẽ cao hơn bộ back-to-back truyền thống [1]. Cấu hình biến tần ma trận được chia thành hai loại khác nhau: biến tần ma trận trực tiếp và biến tần ma trận gián tiếp.

Biến tần ma trận trực tiếp được xây dựng từ chín khóa hai chiều để kết nối ba ngõ vào của nguồn vào ba ngõ ra của tải [2]. Biến tần ma trận gián tiếp được xây dựng từ 2 tầng khác nhau: tầng chỉnh lưu bao gồm sáu khóa công suất hai chiều, tầng nghịch lưu gồm sáu khóa công suất một chiều như bộ nghịch lưu hai bậc truyền thống [3]. Về số lượng linh kiện bán dẫn, chất lượng điện áp tải hay dòng điện nguồn của hai bộ biến tần ma trận trực tiếp và gián tiếp là như nhau. Tuy nhiên, biến tần ma trận gián tiếp có nhiều ưu điểm hơn so với biến tần ma trận trực tiếp. Ở biến tần ma trận trực tiếp, sự

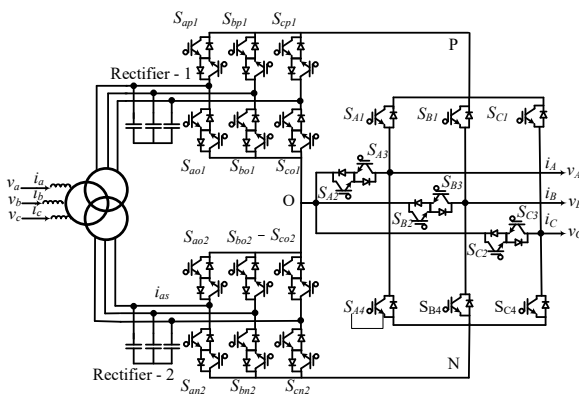
\* Địa chỉ liên hệ: Tel:(+84) 919142110  
Email: ndtuyen@hcmut.edu.vn

chuyển mạch ba hoặc bốn bước cần được thực hiện để đảm bảo quá trình chuyển mạch không gây ngắn mạch hoặc quá áp. Trong khi đó, vấn đề chuyển mạch của biến tần ma trận gián tiếp khá đơn giản: tăng chỉnh lưu chuyển mạch khi dòng điện qua khóa công suất là bằng 0, do đó tổn hao công suất trên linh kiện sẽ giảm, quá trình chuyển mạch ở tầng nghịch lưu được thực hiện bằng cách thêm thời gian dead-time giữa hai khóa trên cùng một nhánh [4].

Gần đây, nhiều nhà nghiên cứu đã tập trung phát triển cấu hình cho biến tần ma trận kiểu gián tiếp. Trong nghiên cứu [5] – [6], biến tần ma trận kiểu gián tiếp được đề xuất để cung cấp điện cho tải nhiều pha từ nguồn ba pha bằng cách thay thế nghịch lưu pha hai bậc truyền thống bằng nghịch lưu đa pha. Để vận hành hai tải ba pha cùng lúc từ một nguồn ba pha, bộ biến tần ma trận hai ngõ ra cũng được trình bày trong các nghiên cứu [7]. Nhằm nâng cao chất lượng điện áp trên tải, bộ biến tần ma trận đa bậc được đề xuất trong [8].

Từ các nghiên cứu [5] – [8], hầu hết cấu hình biến tần ma trận gián tiếp được phát triển ở tầng chỉnh lưu, trong khi đó tầng chỉnh lưu vẫn là sáu khóa xoay chiều. Do đó, khi áp dụng vào trong biến tần ma trận đa bậc sẽ có khuyết điểm là phải giải quyết vấn đề mất cân bằng điện áp điểm trung tính [8]. Trong bài báo này, biến tần ma trận đa bậc được xây dựng từ sự kết hợp giữa nghịch lưu đa bậc dạng T và hai nguồn chỉnh lưu như Hình 1. Bộ biến tần đề xuất trong bài báo này có những đặc tính sau:

- Có hai nguồn xoay chiều khác nhau cung cấp cho hai chỉnh lưu nhằm tạo hai điện áp DC khác nhau cho bộ nghịch lưu ba bậc dạng T. Do đó, vấn đề mất cân bằng điện áp DC sẽ không xảy ra.
- Điện áp ngõ ra sẽ được tổng hợp dạng ba bậc. Do đó, chất lượng điện áp sẽ tốt hơn so với biến tần ma trận truyền thống.



Hình 1. Cấu hình bộ biến tần ma trận đa bậc

Ngoài ra, một phương pháp điều chế vector không gian sẽ được trình bày trong nghiên cứu này nhằm để triệt tiêu điện áp điểm nối chung. Điện áp

điểm nối chung là một trong những nguyên nhân gây ra dòng rò và làm cho hư hỏng ổ bi của động cơ cũng như gây ra các nhiễu điện từ. Vì vậy, việc giảm hay triệt tiêu điện áp điểm nối chung là một trong những mối quan tâm khi đề xuất phương pháp điều chế độ rộng xung cho các bộ biến đổi công suất. Đối với biến tần ma trận, có nhiều phương pháp điều chế độ rộng xung nhằm giảm điện áp điểm nối chung như [9] – [10]. Tuy nhiên những phương pháp này chỉ áp dụng cho biến tần ma trận kiểu truyền thống và điện áp điểm nối chung giảm đi 42%. Đối với cấu hình biến tần ma trận đa bậc và phương pháp điều chế vector không gian đề xuất thì điện áp điểm nối chung hoàn toàn bị triệt tiêu.

Bài báo này được trình bày theo cấu trúc như sau: trong phần 2, nguyên lý hoạt động của biến tần ma trận đa bậc được giới thiệu. Phương pháp điều chế độ rộng xung đề xuất được trình bày trong phần 3. Trong phần 4, các kết quả mô phỏng được thực hiện bằng phần mềm Psim sẽ trình bày. Để kiểm chứng phân tích lý thuyết và xác nhận tính đúng đắn của kết quả mô phỏng, một mô hình thực nghiệm được xây dựng và các kết quả thực nghiệm sẽ được trình bày trong phần này. Các kết luận của nghiên cứu này được trình bày trong phần cuối cùng.

2. Cấu hình và nguyên lý hoạt động

Bảng 1. Trạng thái đóng cắt các khóa công suất ở tầng chỉnh lưu và điện áp DC-link tương ứng

Trạng thái đóng cắt						Điện áp DC-link	
$S_{ap1}$	$S_{bp1}$	$S_{cp1}$	$S_{ao1}$	$S_{bo1}$	$S_{co1}$	$V_{PO}$	$V_{ON}$
$S_{ao2}$	$S_{bo2}$	$S_{co2}$	$S_{ao2}$	$S_{bo2}$	$S_{co2}$	$V_{ab}$	$V_{ab}$
1	0	0	0	1	0	$v_{ab}$	$v_{ab}$
1	0	0	0	0	1	$v_{ac}$	$v_{ac}$
0	1	0	0	0	1	$v_{bc}$	$v_{bc}$
0	1	0	1	0	0	$v_{ba}$	$v_{ba}$
0	0	1	1	0	0	$v_{ca}$	$v_{ca}$
0	0	1	0	1	0	$v_{cb}$	$v_{cb}$
1	0	0	1	0	0	0	0
0	1	0	0	1	0	0	0
0	0	1	0	0	1	0	0

Cấu hình của bộ biến tần ma trận đa bậc được trình bày trong Hình 1. Các thành phần của bộ biến tần này bao gồm: biến áp cách ly, bộ lọc LC tại đầu nguồn để lọc sóng hài bậc cao của dòng điện, hai bộ chỉnh lưu sáu khóa xoay chiều mắc nối tiếp với nhau, và bộ nghịch lưu ba pha ba bậc dạng T.

Mỗi bộ chỉnh lưu bao gồm sáu khóa công suất hai chiều như Hình 1 ( $S_{ap1}, S_{ao1}, S_{bp1}, S_{bo1}, S_{cp1}, S_{co1}$  cho bộ chỉnh lưu 1 và  $S_{ao2}, S_{an2}, S_{bo2}, S_{bn2}, S_{co2}, S_{cn2}$  cho bộ chỉnh lưu 2) và được cung cấp bởi một nguồn ba pha

xoay chiều thông qua bộ lọc LC. Chức năng của bộ chỉnh lưu là tạo ra điện áp DC cung cấp cho nghịch lưu đa bậc và đảm bảo dòng điện ở nguồn AC dạng sin. Bộ chỉnh lưu thứ nhất tạo ra điện áp  $V_{PO}$  và bộ chỉnh lưu thứ 2 tạo ra điện  $V_{NO}$ . Bảng 1 trình bày trạng thái đóng cắt các khóa công suất bán dẫn và điện áp DC-link.

Bộ nghịch lưu ba bậc dạng T là cấu hình mở rộng của bộ nghịch lưu hai bậc ba pha truyền thống, bằng cách thêm ba khóa công suất xoay chiều nối ba ngõ ra của tải vào điểm trung tính O. So sánh với bộ nghịch lưu ba pha NPC truyền thống thì bộ nghịch lưu ba pha dạng T có nhiều ưu điểm hơn: tổn hao ít hơn, số lượng linh kiện bán dẫn ít hơn do không sử dụng các diode kẹp [11]. Từ Hình 1, trạng thái đóng cắt và điện áp pha tải của bộ nghịch lưu ba pha được cho ở Bảng 2:

**Bảng 2.** Trạng thái đóng cắt các khóa công suất ở tầng chỉnh lưu và điện áp pha tải – trung tính tương ứng.

Trạng thái nhánh $S_X$	Trạng thái đóng ngắt các khóa công suất trong một nhánh $X = (A, B, C)$				Điện áp pha tải – trung tính $V_{XO}$
	$S_{X1}$	$S_{X2}$	$S_{X3}$	$S_{X4}$	
1	1	1	0	0	$V_{PO}$
0	0	1	1	0	0
-1	0	0	1	1	$-V_{ON}$

Bộ nghịch lưu ba bậc dạng T được cấp nguồn DC tạo ra từ hai bộ chỉnh lưu là  $V_{PO}$  và  $V_{ON}$ . Chức năng của bộ nghịch lưu là tạo ra điện áp trên tải với tần số và biên độ thay đổi được bằng cách phối hợp các trạng thái đóng ngắt của các khóa bán dẫn.

**3. Phương pháp điều chế độ rộng xung triệt tiêu điện áp điểm nối chung.**

**3.1 Điều khiển tầng chỉnh lưu**

Hai bộ chỉnh lưu 1 và 2 được điều khiển làm sao cho hai điện áp DC tạo ra là  $V_{PO}$  và  $V_{ON}$  giống nhau. Như trình bày ở Hình 1, thì hai bộ chỉnh lưu này được cung cấp bằng hai nguồn xoay chiều ba pha giống nhau. Do đó, trạng thái đóng ngắt của ba khóa xoay chiều phía trên/phía dưới của bộ chỉnh lưu 1 hoàn toàn tương tự như trạng thái đóng ngắt của ba khóa xoay chiều phía trên/phía dưới của bộ chỉnh lưu 2. Để tránh diễn giải trùng lặp, trong phần này chỉ trình bày phương pháp điều khiển bộ chỉnh lưu 1, bộ chỉnh lưu 2 hoạt động tương tự.

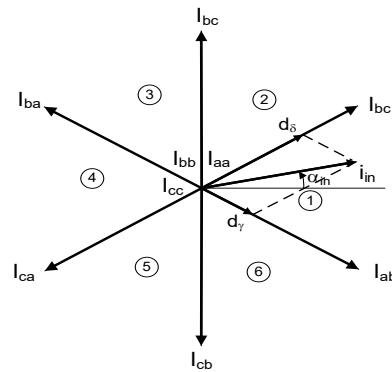
Giả sử điện áp cung cấp cho bộ chỉnh lưu này là cân bằng và được biểu diễn bằng các phương trình sau:

$$\begin{aligned}
 v_a &= V_m \sin(\omega_m t) \\
 v_b &= V_m \sin(\omega_m t - 2\pi/3) \\
 v_c &= V_m \sin(\omega_m t + 2\pi/3)
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

Biểu đồ vector không gian của tầng chỉnh lưu được trình bày trên Hình 2 gồm sáu vector dòng điện tích cực và ba vector không. Mỗi vector dòng điện thể hiện sự kết hợp của điện áp pha ngõ vào cho điện áp một chiều DC. Ví dụ, vector  $I_{ab}$  thể hiện sự kết hợp của điện áp vào pha a (cực dương P của DC-link) và pha b (điểm trung tính O của DC-link). Nếu ta giả sử rằng vector dòng điện ở ngõ vào lin nằm trong sector 1, ta có thể tổng hợp vector từ hai vector liền kề là:

$$\vec{I}_{in} = d_\gamma \vec{I}_{ab} + d_\delta \vec{I}_{ac}
 \tag{2}$$

trong đó  $\vec{I}_{ab}, \vec{I}_{ac}$  là hai vector dòng điện liền kề và  $d_\gamma, d_\delta$  là tỷ số đóng của hai vector tương ứng.



**Hình 2.** Giải đồ vector không gian tầng chỉnh lưu

Tuy nhiên, để đảm bảo điện áp ở DC-link có giá trị lớn nhất thì vector không  $I_{aa}, I_{bb}, I_{cc}$  không được sử dụng. Do đó, tỷ số đóng của hai vector tích cực sẽ được tính lại như sau [6], [7]:

$$d_{ab} = \frac{d_\gamma}{d_\gamma + d_\delta} = -\frac{v_b}{v_a}
 \tag{3}$$

$$d_{ac} = \frac{d_\delta}{d_\gamma + d_\delta} = -\frac{v_c}{v_a}
 \tag{4}$$

Điện áp trung bình trong một chu kỳ lấy mẫu của điện áp  $V_{PO}$  và  $V_{ON}$  là:

$$\vec{V}_{dc} = d_{ab} (v_a - v_b) + d_{ac} (v_a - v_c) = \frac{3}{2} \frac{V_m^2}{v_a}
 \tag{5}$$

**3.2 Điều khiển tầng nghịch lưu**

Với bộ nghịch lưu NPC ba bậc dạng T sẽ có 27 trạng thái đóng ngắt khác nhau. Mỗi một trạng thái đóng ngắt được mô tả qua tổ hợp trạng thái  $S_X = -1, 0, 1$  ( $X=A,B,C$ ) như trình bày ở Bảng 2. Dựa vào độ lớn điện áp của vector không gian, ta chia làm bốn nhóm:

- Vector không ( $V_0$ ) đại diện cho ba trạng thái (1,1,1), (0,0,0) và (-1,-1,-1), độ lớn của vector này bằng 0.

- Vector nhỏ gồm có 6 vector ( $V_1$  đến  $V_6$ ) có độ lớn bằng  $V_{DC}/3$ . Mỗi vector nhỏ có hai trạng thái đóng ngắt.

- Vector trung bình gồm 6 vector ( $V_7$  đến  $V_{12}$ ) có độ lớn bằng  $\sqrt{3}V_{DC} / 3$

- Vector lớn gồm 6 vector ( $V_{13}$  đến  $V_{18}$ ) có độ lớn bằng  $2V_{DC} / 3$ .

Điện áp điểm nối chung được định nghĩa như sau [12]:

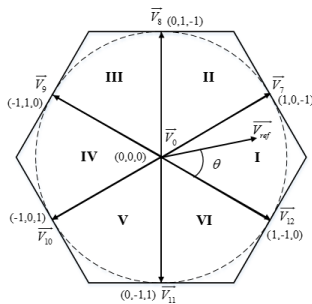
$$V_{ON} = (S_A + S_B + S_C) \cdot \frac{V_{DC}}{6} \quad (6)$$

Trong đó  $V_{ON}$  là điện áp giữa trung tính tải với tâm nguồn DC hay còn gọi là điện áp điểm nối chung (common-mode voltage). Từ phương trình 6, ta thấy rằng sử dụng sáu vector vừa và trạng thái (0,0,0) của vector không để tổng hợp vector tham chiếu thì điện áp điểm nối chung sẽ triệt tiêu. Những vector được sử dụng được thể hiện như trong Hình 3.

Như trong Hình 3, vector tham chiếu nằm trong vùng I, ta chọn ba vector gần với nhất là  $V_{12}$ ,  $V_7$ ,  $V_0$ , và thời gian tác dụng của các vector này lần lượt là  $T_{12}$ ,  $T_7$ ,  $T_0$ . Ta có

$$\begin{aligned} T_{12} &= \left[ \frac{2}{\sqrt{3}} m_a \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \right] T_s \\ T_7 &= \frac{2}{\sqrt{3}} m_a \sin \theta T_s \\ T_0 &= T_s - T_{12} - T_7 \end{aligned} \quad (7)$$

Trong đó  $T_s$  là thời gian lấy mẫu,  $m_a$  là tỉ số điều biên và  $\theta$  là góc của vector tham chiếu.

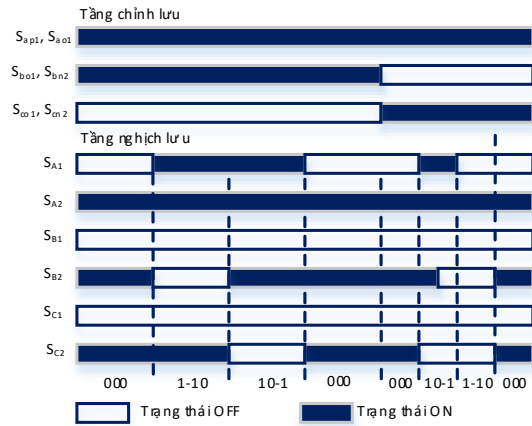


Hình 3. Giản đồ vector không gian tầng nghịch lưu.

**3.3 Phối hợp trạng thái đóng ngắt giữa tầng chỉnh lưu và nghịch lưu**

Ở phần trên, ta đã dẫn ra cách thức thực hiện phương pháp điều rộng xung cho tầng nghịch lưu với giả thuyết rằng điện áp trên DC-Link là không thay đổi. Tuy nhiên trên thực tế, vì trong cấu hình của bộ chỉnh lưu đã loại bỏ đi thành phần tích trữ năng lượng trên

DC-Link nên điện áp trên đó sẽ bị thay đổi liên tục như đã trình bày. Để có thể điều chế tầng nghịch lưu chính xác sao cho điện áp ngõ ra có chất lượng tốt, ta phải có thao tác điều chỉnh trong phương pháp điều rộng xung ở tầng nghịch lưu.



Hình 4. Phối hợp trạng thái đóng ngắt giữa hai tầng chỉnh lưu và nghịch lưu

Như đã phân tích ở phần 3.1, trong mỗi chu kỳ đóng ngắt tầng chỉnh lưu được chia làm hai phần, do đó tỉ lệ thời gian đóng của các vector  $V_{12}$ ,  $V_7$  và  $V_0$  trong tầng nghịch lưu cũng được phân phối cho mỗi phần. Nói một cách đơn giản rằng trong một chu kỳ đóng ngắt của tầng chỉnh lưu sẽ có hai mức điện áp dây tam hiệu là một mức cao và một mức thấp. Vì vậy, ta phải phân bố bình quân lại thời gian đóng ngắt bên tầng nghịch lưu để ngõ ra có tác động tương tự như khi điện áp DC-link là hằng số.

Để đảm bảo cho tầng chỉnh lưu không bị ngắn mạch giữa các pha khi chuyển mạch, ta sẽ thêm vào ở đoạn chuyển mạch một khoản thời gian gọi là Dead-time. Tuy nhiên việc làm đó lại ảnh hưởng đến tầng nghịch lưu vì khi đó, điện áp DC-link bằng 0 tức là DC-link không được kết nối với nguồn. Như vậy sẽ không tạo ra được đường dẫn cho dòng điện chạy về ở tầng nghịch lưu. Nếu tải của ta có thành phần cảm kháng thì sẽ xuất hiện hiện tượng di/dt làm tăng điện áp trên khóa một cách đột ngột gây hư hỏng khóa bán dẫn. Cách đơn giản nhất để khắc phục hiện tượng này đó chính là làm cho dòng trên tải bằng 0 trước khi chuyển mạch ở tầng chỉnh lưu. Có thể thực hiện bằng cách đóng vector không ở tầng nghịch lưu sao cho điểm chuyển mạch của tầng chỉnh lưu rơi vào thời gian tác động của vector không trên tầng nghịch lưu. Hình 4 trình bày sự phối hợp trạng thái đóng ngắt các khóa công suất khi vector dòng điện của tầng chỉnh lưu và vector điện áp ở tầng nghịch lưu nằm trong sector 1.

**4. Kết quả mô phỏng và thực nghiệm**

Phần mềm Psim được sử dụng để mô phỏng hoạt động của bộ biến tần ma trận đa bậc với phương pháp

vector không gian đề xuất. Các thông số thực hiện mô phỏng là:

- Nguồn xoay chiều 3 pha: biên độ điện áp pha 100V, tần số 50 Hz
- Tải ba pha:  $R=20 \Omega$ ,  $L=25 \text{ mH}$ .
- Thông số bộ lọc:  $C=45 \mu\text{F}$ ,  $L=3.96 \text{ mH}$ .
- Tần số đóng ngắt linh kiện:  $f_s=10 \text{ kHz}$ .
- Tỷ số điều biên điện áp là 0.5.

Để kiểm chứng phân tích lý thuyết và kết quả mô phỏng, một mô hình phần cứng được xây dựng trong phòng thí nghiệm. Các thông số thực hiện mô phỏng hoàn toàn giống với thông số khi thực hiện mô phỏng. Hình 5 trình bày mô hình phần cứng của bộ biến tần ma trận đa bậc, bao gồm: mạch điều khiển TMS320F28377, khóa công suất hai chiều sử dụng ở tần chỉnh lưu SK 30GB123 và tầng nghịch lưu sử dụng SK 30GB123 và SKM100GB125DN, cảm biến áp LV25P của hãng LEM và dao động kí sử dụng thu thập dạng sóng.

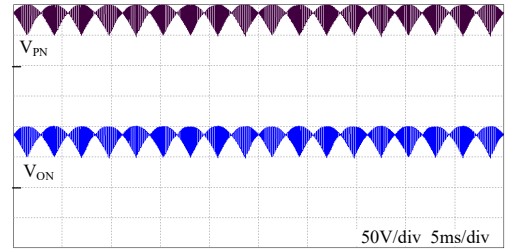
Các kết quả được trình bày trong Hình 6 (a), (b) và (c) lần lượt là: điện áp DC-link được tạo ra từ hai bộ chỉnh lưu độc lập, điện áp và dòng điện phía tải và điện áp điểm nối chung được thu thập từ kết quả mô phỏng khi sử dụng phần mềm Psim. Các kết quả mô phỏng này sẽ được kiểm chứng bằng thực nghiệm.

Hình 7 trình bày sector ngõ vào, xung kích cho khóa  $S_{pb1}$  và hai điện áp DC-link. Chúng ta thấy rằng, mỗi chu kỳ điện áp sẽ có 6 sector. Từ Hình 7, khi điện áp ngõ vào ở sector thứ 3 thì khóa  $S_{pb1}$  luôn trạng thái đóng, ở sector thứ 2 và 4 thì hai khóa này ở trạng thái điều chế và các sector khác thì khác khóa này ở trạng thái ngắt. Điện áp DC-link trên hình này hoàn toàn phù hợp với kết quả mô phỏng. Điện áp DC-link được tạo ra từ điện áp dây của nguồn ba pha.

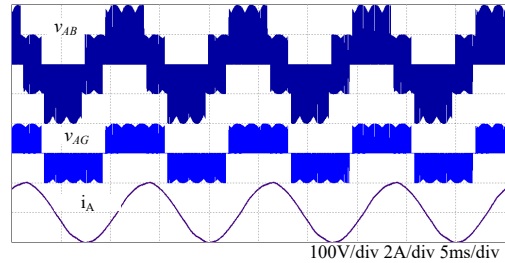
Hình 8 trình bày điện áp dây và dòng điện trên tải. Ta nhận thấy rằng kết quả này hoàn toàn phù hợp với kết quả mô phỏng: dòng điện dạng sin và điện áp được tạo thành từ điện áp dây ở ngõ vào. Hình 9 trình bày điện áp common-mode. Từ hình này, ta thấy điện áp common-mode hoàn toàn bị triệt tiêu, tuy nhiên cũng có một vài gai nhỏ do quá trình đóng ngắt.



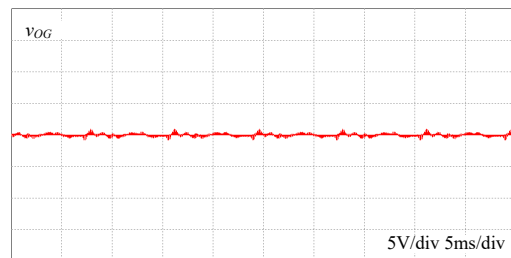
Hình 5. Mô hình thực nghiệm.



(a)

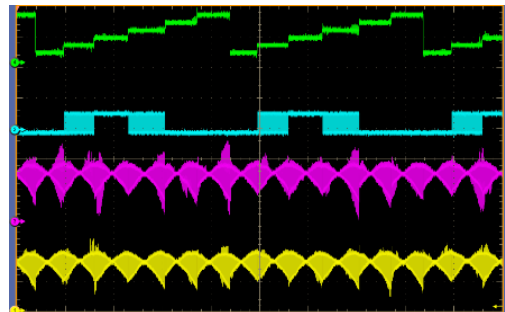


(b)

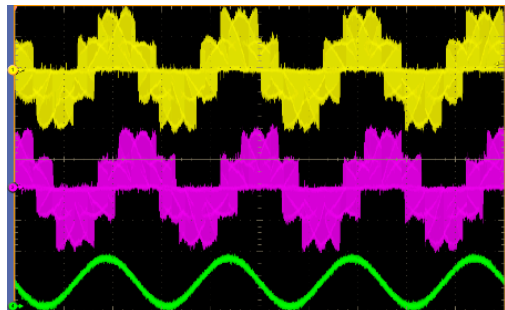


(c)

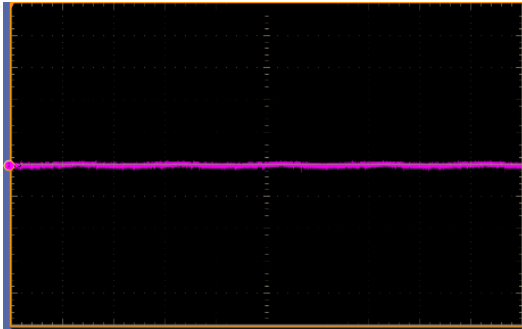
Hình 6. (a) Điện áp DC-link được tạo ra bởi hai bộ nghịch lưu (b) Điện áp pha, điện áp dây và dòng điện tải (c) Điện áp Common-mode.



Hình 7. Kết quả thực nghiệm điện áp DC-link.



Hình 8. Kết quả thực nghiệm điện áp dây tải và dòng điện tải.



Hình 9. Kết quả thực nghiệm điện áp Common-mode.

## 6. Kết luận

Điện áp common-mode là điện áp được tạo ra bởi quá trình điều chế xung và là nguyên nhân gây ra hư hỏng động cơ. Nhiều nhà nghiên cứu đã trình bày các phương pháp điều chế độ rộng xung cho nghịch lưu đa bậc. Tuy nhiên, đối với biến tần ma trận đa bậc thì hiện nay chưa có nghiên cứu nào. Bài báo này đã trình bày giải thuật vector không gian cho bộ biến tần đa bậc ma trận với mục đích triệt tiêu điện áp điểm nổi chung. Các kết quả mô phỏng và thực nghiệm đã chứng minh tính đúng đắn của giải thuật đề xuất.

## 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 103.99-2015.102

## Tài liệu tham khảo

- [1] L. Empringham, J. W. Kolar, J. Rodriguez, P. W. Wheeler and J. C. Clare, Technological Issues and Industrial Application of Matrix Converters: A Review, in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 60, no. 10, pp. 4260-4271, Oct. 2013.
- [2] S. Kim, Y. D. Yoon and S. K. Sul, Pulsewidth Modulation Method of Matrix Converter for Reducing Output Current Ripple, in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 25, no. 10, pp. 2620-2629, Oct. 2010.
- [3] J.W. Kolar, F. Schafmeister, S.D. Round and H. Ertl, Novel Three-Phase AC-AC Sparse Matrix Converters, in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22, no. 5, pp. 1649-1661, Sept. 2007.
- [4] A. Trentin, L. Empringham, L. de Lillo, P. Zanchetta, P. Wheeler and J. Clare, Experimental Efficiency Comparison Between a Direct Matrix Converter and an Indirect Matrix Converter Using Both Si IGBTs and SiC mosfets, in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 52, no. 5, pp. 4135-4145, Sept.-Oct. 2016.
- [5] X. Liu, P. Wang, P. C. Loh and F. Blaabjerg, A Compact Three-Phase Single-Input/Dual-Output Matrix Converter, in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, no. 1, pp. 6-16, Jan. 2012.
- [6] Tuyen. D. Nguyen and H. H. Lee, Dual Three-Phase Indirect Matrix Converter With Carrier-Based PWM Method, in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, no. 2, pp. 569-581, Feb. 2014.
- [7] Tuyen. D. Nguyen and H. H. Lee, Development of a Three-to-Five-Phase Indirect Matrix Converter With Carrier-Based PWM Based on Space-Vector Modulation Analysis, in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 63, no. 1, pp. 13-24, Jan. 2016.
- [8] M. Y. Lee, P. Wheeler and C. Klumpner, Space-Vector Modulated Multilevel Matrix Converter, in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, no. 10, pp. 3385-3394, Oct. 2010.
- [9] Tuyen. D. Nguyen and H. H. Lee, Modulation Strategies to Reduce Common-Mode Voltage for Indirect Matrix Converters, in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, no. 1, pp. 129-140, Jan. 2012.
- [10] Q. Guan, P. W. Wheeler, Q. Guan and P. Yang, Common-Mode Voltage Reduction for Matrix Converters Using All Valid Switch States, in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, no. 12, pp. 8247-8259, Dec. 2016.
- [11] Y. Wang, W. W. Shi, N. Xie and C. M. Wang, Diode-Free T-Type Three-Level Neutral-Point-Clamped Inverter for Low-Voltage Renewable Energy System, in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 61, no. 11, pp. 6168-6174, Nov. 2014.
- [12] Hee-Jung Kim, Hyeoun-Dong Lee and Seung-Ki Sul, A new PWM strategy for common-mode voltage reduction in neutral-point-clamped inverter-fed AC motor drives, in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 37, no. 6, pp. 1840-1845, Nov/Dec 2001.