

## NGHỊCH LƯU BA PHA BA BẬC NPC ĐIỀU KHIỂN BẰNG CARD DSP THREE-PHASE THREE-LEVEL NPC INVERTER CONTROLLED BY DSP CARD

Đỗ Đức Trí, Quách Thanh Hải, Nguyễn Minh Tâm,  
 Hoàng Ngọc Văn, Trần Thu Hà, Vương, Thị Ngọc Hân  
 Trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật TP. Hồ Chí Minh

Ngày tòa soạn nhận bài 23/10/2015, ngày phản biện đánh giá 29/10/2015, ngày chấp nhận đăng 15/11/2015

### TÓM TẮT

Bài báo này giới thiệu mô hình thực nghiệm 3 pha 3 bậc NPC. Bộ biến đổi này cho phép đạt được công suất cao hơn khi nối tiếp các khóa bán dẫn công suất với nhiều nguồn điện áp DC thấp với nhau và chuyển đổi thành dạng sóng năng lượng bậc thang ngõ ra. Vì thế, điện áp pha tâm nguồn DC với ba bậc sẽ có chất lượng điện năng tốt hơn so với khi sử dụng cấu hình nghịch lưu hai bậc truyền thống. Cụ thể điện áp ngược đặt lên khóa công suất, tốc độ tăng điện áp trên khóa, số lần chuyển mạch trong một chu kỳ của các khóa và THD% đều được cải thiện so với mô hình 2 bậc. Với 27 trạng thái chuyển mạch so với 8 trạng thái của cấu hình 2 bậc, cấu hình nghịch lưu 3 bậc cho thấy khả năng điều khiển với nhiều yêu cầu khác nhau trong thực tế. Bài báo này tập trung so sánh sự khác biệt của biến tần ba bậc và kỹ thuật SFO PWM được đề xuất để xây dựng mô hình chuyển đổi biến tần ba bậc cải thiện độ méo hài tổng THD. Kết quả của bài báo được kiểm chứng qua mô phỏng và thực nghiệm.

**Từ khóa:** SFO PWM, SPWM, THD, PWM, giảm số lần chuyển mạch.

### ABSTRACT

This paper presents experimental model of a three-phase, three-level NPC inverter. This multilevel inverter helps achieve higher electrical power by connecting in series the power semiconductor switches with lower voltage DC sources to produce step-waveform AC output. Accordingly, the generated 3-level phase voltage has higher quality than the phase voltage produced by the traditional 2-level inverter configuration does, such as less reverse voltage on switch power, lower voltage increasing speed on switch and higher number of switching in a cycle and less total harmonic distortion THD%. With 27 states of switching in comparison with only 8 states in the 2-level structure, 3-level inverter configuration shows more control flexibility for more different requirements in practice. This paper focuses on the new achievements by the 3-level inverter which is built up basing on SFO PWM technique. Simulation and experimental results are provided in order to validate the proposed method.

**Keywords:** SFO PWM, SPWM, THD, PWM, switching reduction.

### 1. GIỚI THIỆU

Biến tần đa bậc là thiết bị biến đổi điện năng có vai trò ngày càng quan trọng trong các lĩnh vực ứng dụng khác nhau như phục vụ biến đổi điện cơ, giao thông, vận tải, quản lý chất lượng hệ thống điện, chuyển đổi các dạng năng lượng tái tạo như năng lượng mặt trời, năng lượng gió về hòa lưới điện. Hai kỹ thuật điều khiển biến tần đa bậc thường được quan tâm là kỹ thuật điều chế vectơ không gian và kỹ thuật điều chế sóng mang dựa vào hàm off-

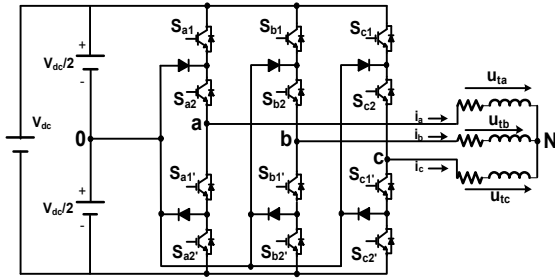
set. Khả năng khai thác hàm offset trong tín hiệu điều khiển có thể làm tăng cường các tính năng xác lập và các tính chất điện của thiết bị như phạm vi điều khiển điện áp (và dòng điện) tối đa, khả năng cân bằng điện áp trên tụ DC link, khả năng giảm bớt các nhiễu do sóng hài gây ra...

Để đáp ứng nhu cầu thực tế thì công suất nghịch lưu ngày càng lớn do đó đòi hỏi phải có các khóa công suất lớn. Tuy nhiên tần số

chuyển mạch của các khóa công suất lớn luôn bị giới hạn (thời gian chuyển mạch lớn hơn rất nhiều so với linh kiện công suất nhỏ).

## 2. CẤU TRÚC NGHỊCH LƯU 3 BẬC NPC

Mỗi pha nghịch lưu 3 pha 3 bậc được cấu tạo từ 4 khóa chuyển mạch IGBT chia thành 2 nhánh trên và dưới như hình 1



Hình 1. Cấu trúc của nghịch lưu NPC ba bậc

Nếu gọi  $S_{x,i}$  và  $S_{x,i}'$  là khóa công suất thứ  $i$  ở nhánh trên và nhánh dưới của pha  $x$ .

$$X = (a, b, c) \text{ và } i = (1, 2).$$

Trạng thái kích các khóa công suất nhánh trên ( $K_{S_{x,i}}$ ) và nhánh dưới ( $K_{S_{x,i}'}$ ) cùng chỉ số luôn đối nghịch nhau;

$$\text{Nghĩa là } K_{S_{x,i}} + K_{S_{x,i}'} = 1 \quad (1)$$

Gọi  $T_{S_{x,i}}$  là trạng thái của khóa công suất thứ  $i$  pha  $x$  ( $S_{x,i}$ ).  $T_{S_{x,i}} = 0$  tức khóa mở, ngược lại  $T_{S_{x,i}} = 1$  là khóa đóng. Như vậy, trạng thái ra một pha sẽ phụ thuộc trạng thái các khóa công suất.

Nếu gọi  $T_{S_x}$  là trạng thái các khóa công suất nhánh  $x$  thì  $T_{S_x}$  được định nghĩa:

$$T_{S_x} = T_{S_{x,1}} + T_{S_{x,2}} - 1 \quad (2)$$

Do đó, thành phần điện áp pha tâm nguồn DC  $U_{xg}$  được xác định dựa vào (3) như sau:

$$U_{xg} = u_{dc} \cdot T_{S_x} / 2 \quad (3)$$

Và điện áp pha tâm nguồn của 3 pha được xác định (4)

$$\begin{bmatrix} U_{ag} \\ U_{bg} \\ U_{cg} \end{bmatrix} = \frac{u_{dc}}{2} \begin{bmatrix} T_{S_a} \\ T_{S_b} \\ T_{S_c} \end{bmatrix} \quad (4)$$

Và có thể tính được điện áp pha tải và

điện áp dây (5) và (6)

$$\begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{ag} \\ U_{bg} \\ U_{cg} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix} \quad (6)$$

Do đó, thành phần  $U_{xg}$  chứa hài bậc 3 còn hai thành phần điện áp pha  $U_{xn}$  và điện áp dây  $U_{xy}$  sẽ không có hài này [3]. Chính vì vậy có thể thấy rằng nếu hàm offset trong giải thuật nghịch lưu đề xuất là hài bậc 3 thì sẽ không làm ảnh hưởng đến biên độ thành phần điện áp hài bậc 3 trên tải. Bên cạnh đó cũng có thể thấy rằng điện áp pha – tâm nguồn  $U_{xg}$  sẽ có 3 mức với 1 mức dương, 1 mức âm và giá trị zero.

## 3. GIẢI THUẬT ĐIỀU KHIỂN

Giải thuật điều khiển SPWM được sử dụng rất phổ biến trong kỹ thuật biến tần được thể hiện như hình 2. Người ta so sánh một sóng mang tam giác  $u_c$  với tín hiệu điều khiển dạng sine  $u_{dkx}$  ( $x$  là chỉ số pha,  $x = a, b, c$ ), các điểm giao nhau sẽ xác định điểm chuyển mạch của các khóa đóng ngắt, có 8 trạng thái đóng ngắt trong nghịch lưu 3 pha 2 bậc và 27 trạng thái đóng ngắt trong nghịch lưu 3 pha 3 bậc. Dạng sóng điều chế độ rộng xung ba bậc được tạo ra bởi sự so sánh giữa sóng mang  $u_c$  và sóng điều khiển  $u_{dkx}$  theo quy luật (7)[2,9].

$$T_{S_x} = \begin{cases} 1 & \text{if } u_{dkx} > u_{c1} > u_{c2} \\ 0 & \text{if } u_{c1} > u_{dkx} > u_{c2} \\ -1 & \text{if } u_{c1} > u_{c2} > u_{dkx} \end{cases} \quad (7)$$

với  $x = a, b$  hoặc  $c$

Ba tín hiệu điều khiển có biên độ giống nhau nhưng góc pha lệch nhau  $120^\circ$ , hai sóng mang được lấy cùng pha với nhau qua trục tọa độ (PD). Đối với bộ nghịch lưu  $n$  bậc, số sóng mang được sử dụng là  $n-1$ , chúng có cùng tần số và biên độ đỉnh. Gọi  $A_m$  và  $f_m$  lần lượt là

biên độ đỉnh – đỉnh và tần số của sóng điều khiển;  $A_c$  và  $f_c$  lần lượt là biên độ đỉnh – đỉnh và tần số sóng điều khiển (sóng điều chế). Sóng điều khiển thay đổi quanh tâm của hệ thống sóng mang. Nếu sóng điều khiển lớn hơn sóng mang nào đó thì linh kiện tương ứng đó được điều khiển kích đóng tương ứng ngược lại nếu sóng điều khiển nhỏ hơn sóng mang nào đó thì linh kiện bị kích khóa.

Gọi  $m_a$  chỉ số biên độ và được xác định

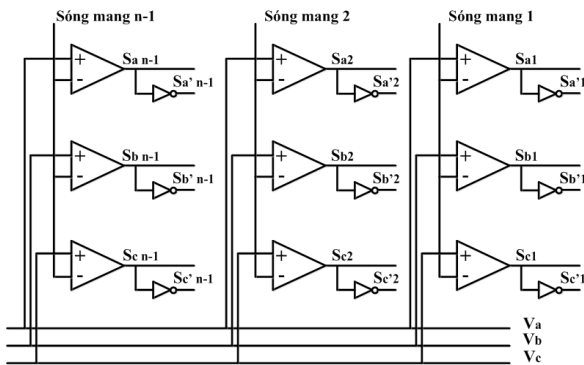
$$m_a = \frac{A_m}{(n-1).A_c} \tag{8}$$

Nếu  $m_a \leq 1$  thì biên độ sóng sin nhỏ hơn sóng mang, quan hệ giữa thành phần cơ bản của áp ra và áp điều khiển là tuyến tính.

Gọi  $m_f$  là tỉ số điều chế tần số

$$m_f = \frac{f_c}{f_m} \tag{9}$$

Việc tăng giá trị  $m_f$  sẽ dẫn đến việc tăng giá trị tần số sóng hài xuất hiện. Điểm bất lợi của việc tăng tần số sóng mang là vấn đề tổn hao do đóng ngắt lớn.



**Hình 2.** Giải thuật điều khiển nghịch lưu 3 bậc NPC điều chế SPWM.

**4. GIẢI THUẬT PWM CẢI BIẾN (SFO-PWM)**

Giải thuật PWM cải biến là giải thuật PWM bổ xung thêm thành phần bậc 3 vào sóng mang mà ta gọi là điện áp offset. Theo đó mỗi điện áp điều khiển ( $V_{xSFO}$ ) là tổng điện áp điều khiển của giải thuật SPWM và thành

phần điện áp offset ( $V_{offset}$ ) [1]. Tức là:

$$V_{xSFO} = V_x + V_{offset} \tag{10}$$

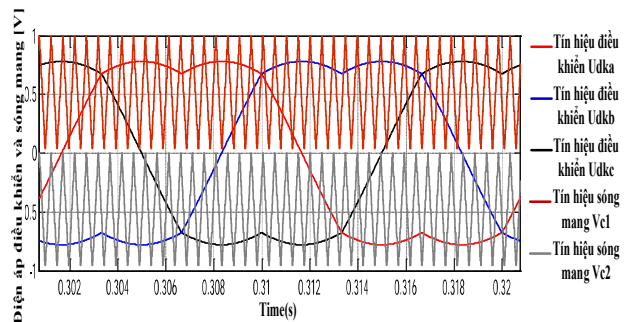
Một trong các điện áp offset có thể chọn có giá trị bằng trung bình của giá trị điện áp lớn nhất và nhỏ nhất trong ba điện áp điều khiển.

Gọi  $V_a, V_b, V_c$  là các điện áp offset theo phương pháp SFO-PWM ( $V_{xSFO}$ ) vừa được mô tả có thể biểu diễn dưới dạng toán học như sau:

$$V_{offset} = -\frac{\max(V_x) + \min(V_x)}{2} \tag{11}$$

Trong đó, x là chỉ số pha x=a,b,c.

Đồ thị 1 hình 3 cho kết quả mô phỏng tạo  $V_{offset}$  và  $V_{aSFO}$  từ 3 điện áp điều khiển  $V_a, V_b,$  và  $V_c$  áp dụng với nghịch lưu 3 bậc NPC



**Hình 3.** Điện áp điều khiển nghịch lưu 3 bậc NPC điều chế SFO PWM

Từ phương trình (7) tín hiệu điều khiển  $u_{dka}, u_{dkb}, u_{dkc}$  so sánh với sóng mang  $V_{C1}$  điều khiển cho các khóa Sa1, Sa2, Sb1, Sb2, Sc1, Sc2 và tín hiệu điều khiển  $u_{dka}, u_{dkb}, u_{dkc}$  so sánh với sóng mang  $V_{C2}$  điều khiển cho các khóa Sa1', Sa2', Sb1', Sb2', Sc1', Sc2'.

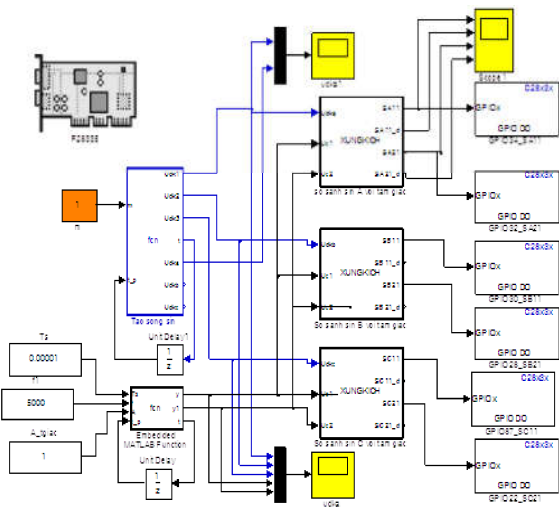
Giải thuật SFO PWM cho kết quả giá trị trung bình điện áp common mode ( $V_{cmAVG}$ ) sẽ thấp hơn so với giải thuật PWM. Vì vậy hàm tạo điện áp offset (11) còn được gọi là hàm offset điều chế cực tiểu common mode.

Biên độ đỉnh điện áp hài bậc 1 của phương pháp SFO có giá trị:

$$V_{1SFO} = \frac{u_{dc}}{\sqrt{3}} \tag{12}$$

Do đó, khoảng điều khiển tuyến tính của phương pháp này được cải thiện lên đến chỉ số  $m_{\max} = 0.91$ . Một số hàm offset khác cũng được đưa ra nhằm các mục đích khác nhau như giảm số lần chuyển mạch, giảm hệ số méo hài tổng [4, 5, 6, 8]. Vì vậy bài báo này cũng chủ yếu tập trung vào việc đề xuất các hàm offset nhằm thực hiện mục tiêu chuyển mạch của các khóa công suất.

Từ cơ sở lý thuyết như trên tác giả xây dựng chương trình mô phỏng để thử nghiệm, kết quả chứng minh từ hình 5~8. Mặt khác Tác giả đề xuất sử dụng Card DSP F28335 để liên kết giữa chương trình mô phỏng và mô hình thực và kiểm chứng sự tương đồng của cơ sở lý thuyết và tính ứng dụng. DSP F28335 có thể được lập trình trên ngôn ngữ CCS tuy nhiên chúng ta cũng có thể lập trình trên ngôn ngữ Matlab bằng cách cài các driver tương ứng. Trong bài báo này các module điều khiển vào ra đa năng GPIO sẽ được sử dụng để tạo ra 12 xung kích kích cho các IGBT trên mạch động lực. Với các ứng dụng khác chúng ta hoàn toàn có thể sử dụng các module khác của vi mạch DSP F28335 như module ADC, module PWM và áp dụng các phân tích trong [9] để thực hiện điều khiển.



**Hình 4.** Những chương trình mô phỏng vào mô hình thực nghiệm sử dụng Card DSP F28335

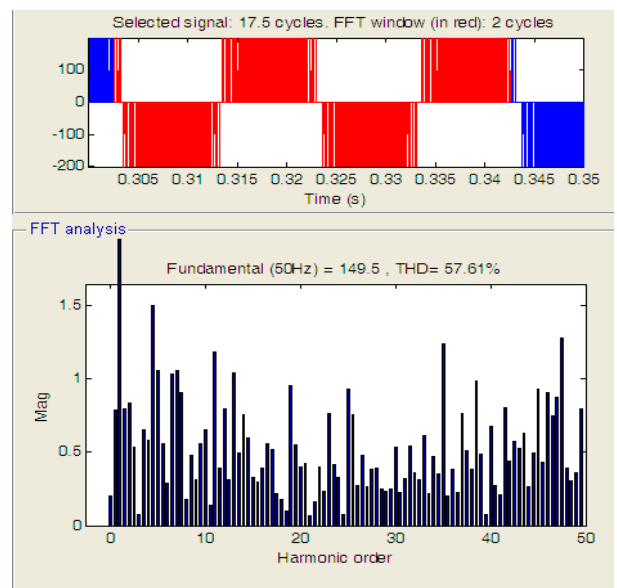
## 5. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG VÀ THỰC NGHIỆM

Tác giả tiến hành mô phỏng và thực nghiệm để cải tiến THD của điện áp và dòng điện của nghịch lưu 3 pha 2 bậc và nghịch lưu 3 pha 3 bậc tải RL với các thông số sau:

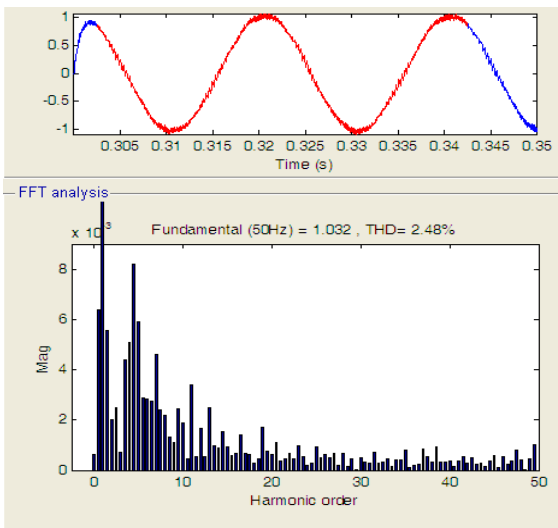
**Bảng 1.** Các thông số mô phỏng và thực nghiệm

Thông số	Chức năng	Giá trị	Đơn vị tính
$R$	Điện trở phần ứng	50	$[\Omega]$
$L$	Điện cảm	0.024	$[H]$
$V_{dc}$	Điện áp ngõ vào	200	$[V]$
$m$	Hệ số điều chế	0,85	
$f_{dk}$	Tần số áp điều khiển	50	$[Hz]$
$f_c$	Tần số sóng mang	3000	$[Hz]$

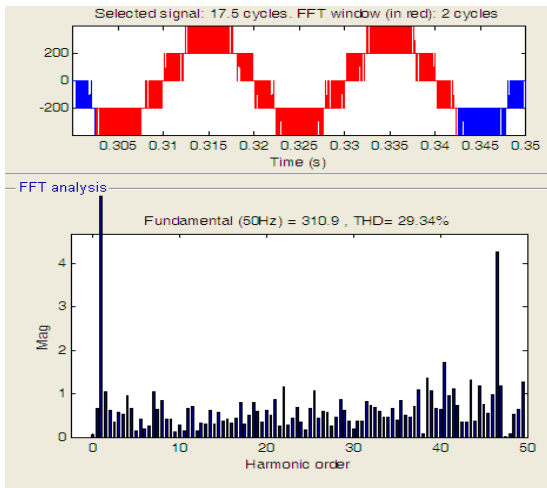
1. Mô phỏng THD dạng sóng điện áp và dòng điện nghịch lưu 3 pha 2 bậc tải RL.
2. Mô phỏng THD dạng sóng điện áp và dòng điện nghịch lưu 3 pha 3 bậc tải RL.
3. Thực nghiệm THD dạng sóng điện áp và dòng điện nghịch lưu 3 pha 3 bậc tải RL, sử dụng máy đo HIOKI 3197.



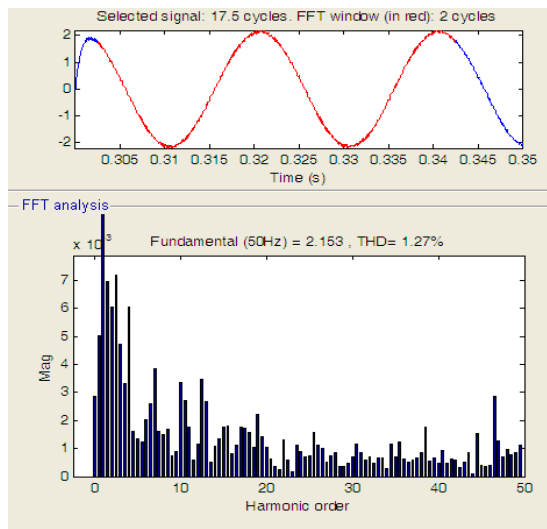
**Hình 5.** Kết quả mô phỏng THD và dạng sóng điện áp pha tâm tải nghịch lưu 3 pha 2 bậc



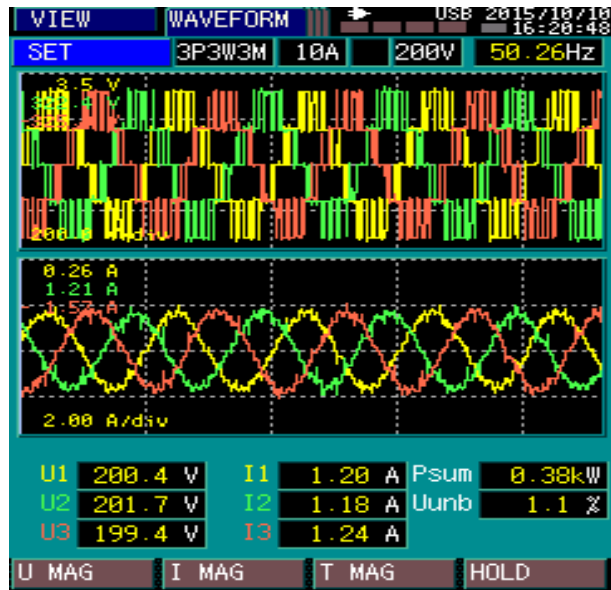
Hình 6. Kết quả mô phỏng THD và dạng sóng dòng điện tải nghịch lưu 3 pha 2 bậc



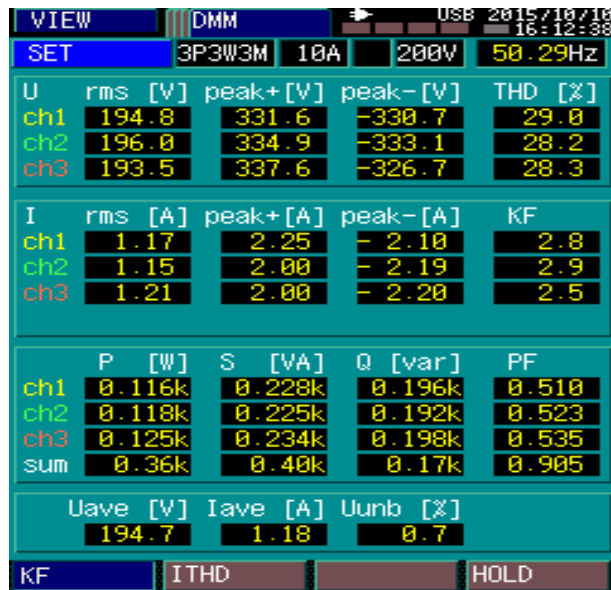
Hình 7. Kết quả mô phỏng THD và dạng sóng điện áp pha tâm tải nghịch lưu 3 pha 3 bậc



Hình 8. Kết quả mô phỏng THD và dạng sóng dòng điện tải nghịch lưu 3 pha 3 bậc



Hình 9. Kết quả thực nghiệm dạng sóng điện áp pha tải và dòng điện tải nghịch lưu 3 bậc



Hình 10. Kết quả thực nghiệm THD điện áp pha tâm tải và dòng điện tải nghịch lưu 3 pha 3 bậc

Bảng 2. Kết quả so sánh (theo điều khiển đề xuất)

Bậc	THD	Số khóa/pha	$U_{ngược}$	Số lần chuyển mạch/chu kỳ $f_c=3000\text{Hz}$	Số trạng thái điều khiển
2	57.61	2	400	20	8
3	29.34	4	200	10	27

## 6. KẾT LUẬN

Kết quả mô phỏng của biến tần 3 pha 2 bậc và 3 pha 3 bậc giải thuật SFO-PWM. Kết quả cho thấy hệ số méo hài tổng THD của điện áp pha tải của cấu hình nghịch lưu 3 pha 3 bậc giảm 49.07% so với cấu hình 2 bậc, dòng điện tải của cấu hình nghịch lưu 3 pha 3 bậc giảm 51.2% so với cấu hình 2 bậc. Số lần chuyển mạch/khóa/chu kỳ điện áp điều khiển cấu hình 2 bậc cao hơn cấu hình nghịch lưu 3 bậc 50%[10]. Điều này thật sự có ích khi cần xây dựng các bộ biến tần công suất lớn. Với điện áp ngược đặt lên chuyển mạch chỉ bằng 50% so với cấu hình 2 bậc, cấu hình nghịch lưu 3 bậc cho phép sử dụng các khóa chuyển mạch chịu được điện áp ngược nhỏ giúp giảm

giá thành khóa công suất. Tuy nhiên số khóa chuyển mạch/pha (do đó số mạch kích) nghịch lưu 3 pha ba bậc tăng cao so với nghịch lưu 2 bậc chính là một trong các nhược điểm của cấu hình này mà sẽ phải có những cải tiến. Tuy nhiên với khả năng điều khiển tốt hơn (27 trạng thái so với 8 trạng thái) nghịch lưu 3 pha 3 bậc hứa hẹn sẽ giải quyết được nhiều vấn đề kỹ thuật mà nghịch lưu 3 pha 2 bậc không thể thực hiện. Mặt khác tác giả đã ứng dụng Card DSP F28335 để nhúng chương trình mô phỏng vào mô hình thực để kiểm chứng kết quả. Các kết quả thực nghiệm cho thấy việc sử dụng phần mềm Matlab với các driver điều khiển cho card DSP F28335 có thể thực hiện dễ dàng và giúp rút ngắn thời gian lập trình.

## TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] D.G. Holmes, T.A.Lipo, “*Modern Pulse Width Modulation Techniques for Power Converter*”, IEEE Press, 2003.
- [2] A. M. Massoud, S.J. Finney and B.W. Williams “Control Techniques for Multilevel Voltage Source Inverters” IEEE proce. 2003.
- [3] J.Rodríguez, J.S.Lai, and F. Z. Peng, “*Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, controls, and Applications*”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 4, August 2002.
- [4] K. Komatsu, M. Yatsu, et al, “*New IGBT Modules for anced Neutral-PointClamped -Level Power Converters*”, International Power Electronics Conference 2010
- [5] Lars Helle, “*Modeling and Comparison of Power Converters for Doubly Fed Induction Generators in Wind Turbines*”, Ph.D. thesis; Aalborg university institute of energy technology.
- [6] M. G. Hosseini Aghdam, S. H. Fathi, G. B. Gharehpetian, “*A Complete Solution of Harmonics Elimination Problem in a Multi-Level Inverter with Unequal DC Sources*”, J. Electrical Systems, 2007
- [7] Maurizio Cirrincione, Marcello Pucci, et al, “*A new direct torque control strategy for the minimization of common-mode emissions*” IEEE Trans. Ind, 2006.
- [8] Matt Colosino, Tony Hoevenaars, Kurt LeDoux, “*Interpreting IEEE Std 519 and Meeting its Harmonic Limits in VFD Applications*”, IEEE, 2003.
- [9] Kapil Jain, Pradyumn Chaturvedi “*Matlab -based Simulation & Analysis of Three - level SPWM Inverter*”, IJSCE, 2012.
- [10] R.Dharmaprakash, Joseph Henry” Switching table based 2-level inverter and 3-level diode clamped inverter” JATIT. 2014