

GIẢI THUẬT ĐIỀU CHẾ SÓNG MANG GIẢM SỐ LẦN CHUYỂN MẠCH CHO NGHỊCH LƯU CẦU H-NPC 5 BẬC CARRIER PWM TECHNIQUE TO REDUCE SWITCHING FOR 5 LEVELS H BRIDGE NPC INVERTER

Quách Thanh Hải, Đỗ Đức Trí, Bùi Minh Ân
Trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật TP.HCM

Ngày tòa soạn nhận bài 16/2/2016, ngày phản biện đánh giá 26/3/2016, ngày chấp nhận đăng 15/4/2016

TÓM TẮT

Bài báo này trình bày kỹ thuật điều chế sóng mang thông qua việc sử dụng hàm offset nhằm giảm số lần chuyển mạch từ đó giảm tổn hao do sự chuyển mạch của các khóa công suất cho nghịch lưu cầu H-NPC 5 bậc. Kỹ thuật này sử dụng hàm offset là thành phần bậc 3 để chuyển các sóng điện áp điều khiển về ngưỡng so sánh là cực đại hoặc cực tiểu của biên độ các sóng mang trên cơ sở điều chế gián đoạn. Việc chuyển điện áp điều khiển của pha nào về nhiều ngưỡng khác nhau và được lựa chọn tối ưu sao cho biên độ điện áp offset là nhỏ nhất. Với kỹ thuật xây dựng hàm offset trình bày trong nghiên cứu toàn bộ các ngưỡng so sánh của sóng mang sẽ được sử dụng để giảm số lần chuyển mạch của các khóa công suất. Số lần chuyển mạch/pha/chu kỳ có thể giảm đến 33% theo lý thuyết và có thể đạt 15.25% ở tần số sóng mang 3000Hz. Kết quả của giải thuật được kiểm chứng qua mô phỏng và qua quá trình thực nghiệm.

Từ khóa: điều chế sóng mang; hàm offset; giảm số lần chuyển mạch; nghịch lưu cầu H-NPC; 5 bậc.

ABSTRACT

A new carrier pulse width modulation with a novel offset base to reduce switching times and thus, all switching loss in five-level H-bridge neutral point clamped inverter will be presented in this paper. The proposed technique uses the offset which is the 3rd voltages to transfer the control voltage into the extremum levels of each carrier in a discontinuous manner. This transferring depends on the distances of control voltage to levels is minimum. So that in this research five levels of carrier will be used to reduce the intersection of control and the carrier wave to reduce the amount of switching losses. With the pulse width modulation method and flexible offset voltages in this study, the number of switchings/phase in a cycle can be reduced by about 33% in theory and 15.25% in experimental at f carrier frequency 3000Hz. Simulation and experimental results are provided in order to validate the proposed method.

Keywords: carrier pulse width modulator; offset function; reduce switching; H bridge NPC inverter; five levels.

1. GIỚI THIỆU

Bộ nghịch lưu 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 chính điều khiển

ngịch lưu đa bậc là kỹ thuật điều chế vectơ không gian và kỹ thuật điều chế sóng mang dựa vào hàm offset. 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). Trong mạch nghịch lưu, tổn hao về điện bao gồm tổn hao trên nguồn cung cấp (P_S), tổn hao trên dây nối (P_L), tổn hao cho mạch kích khóa công suất (P_{DR}) và tổn hao trên khóa công suất (P_{SW}). Tổn hao trên các khóa công suất gồm tổn hao dẫn điện (P_{CS}) và tổn hao do sự chuyển mạch (P_{SS}) và có thể xác định theo (1).

$$P_{sw} = P_{ss} + P_{cs} \quad (1)$$

Theo [10] thì tổn hao do sự chuyển mạch (P_{SS}) phụ thuộc vào số lần chuyển mạch trong một chu kỳ điện áp điều khiển của các khóa công suất được xác định bằng công thức (2).

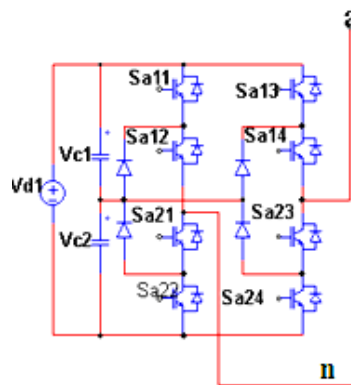
$$P_{SS} = \sum_{i=1}^n E_{ON} \cdot V_{CEi} \cdot I_{Ci} + \sum_{j=1}^m E_{OFF} \cdot V_{CEj} \cdot I_{Cj} \quad (2)$$

Trong đó n là số lần khóa chuyển mạch từ OFF sang ON; m là số lần khóa chuyển mạch từ ON sang OFF. E_{ON} và E_{OFF} là năng lượng làm khóa công suất dẫn và ngắt; Do đó nếu số lần chuyển mạch lớn sẽ dẫn đến tổn hao trên khóa tăng và phải tăng chi phí để làm mát, để sản xuất các khóa công suất có khả

năng chịu tăng nhiệt tốt hơn. Chính vì vậy việc nghiên cứu giải thuật làm giảm số lần chuyển mạch. Các nghiên cứu [4, 5, 7 và 10] cho thấy việc giảm số lần chuyển mạch thông qua giảm tần số điều chế thường có hiệu ứng phụ là làm tăng THD, do đó nội dung bài báo đề nghị một kỹ thuật điều chế mới giúp giảm số lần chuyển mạch của các khóa công suất nhưng không thay đổi tần số sóng mang để không phát sinh hiệu ứng phụ tăng THD. Trong nghiên cứu [11] các tác giả đã thực hiện điều này nhưng dựa trên kỹ thuật điều chế cho nghịch lưu 2 bậc do đó biên độ hàm offset khá lớn nhất là ở vùng điều chế có chỉ số điều chế thấp. Giải thuật đề xuất mới trong nghiên cứu này cho phép giải quyết triệt để các vấn đề trên và được thực nghiệm trên bộ nghịch lưu áp 5 bậc cầu H-NPC.

2. CẤU TRÚC NGHỊCH LƯU 5 BẬC CẦU H-NPC

Mỗi pha của nghịch lưu 3 pha 5 bậc cầu H-NPC được cấu tạo từ 2 nhánh NPC 3 bậc như hình 1.



Hình 1. Pha a nghịch lưu 5 bậc cầu H-NPC.

Do đó, thành phần U_{xg} được xác định dựa vào (3) như sau:

$$U_{xg} = U_{xgT} - U_{xgP} = u_{dc} \cdot (T_{SxT} - T_{SxP}) \quad (3)$$

Với T_{Sxch} được định nghĩa theo (4) với $Ch=T,P$ (biểu thị nhánh trái và phải).

$$T_{Sxj} = T_{SxPj} - T_{SxTj} \quad (4)$$

Trong đó: j là chỉ số khóa chuyển mạch có giá trị 1-4 và T là trạng thái khóa công suất.

Do đó, điện áp pha tâm nguồn DC được xác định theo (5):

$$\begin{bmatrix} U_{ag} \\ U_{bg} \\ U_{cg} \end{bmatrix} = u_{dc} \begin{bmatrix} T_{SaT} - T_{SaP} \\ T_{SbT} - T_{SbP} \\ T_{ScT} - T_{ScP} \end{bmatrix} \quad (5)$$

Và có thể tính được điện áp pha-tâm tải của nghịch lưu cầu H-NPC 5 bậc theo (6) và (7):

$$\begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{ag} \\ U_{bg} \\ U_{cg} \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix} = \frac{u_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_{SaT} - T_{SaP} \\ T_{SbT} - T_{SbP} \\ T_{ScT} - T_{ScP} \end{bmatrix} \quad (7)$$

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 [4]. 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 5 mức với 2 mức dương, 2 mức âm và giá trị zero.

3. GIẢI THUẬT PWM CẢI BIẾN GIẢM SỐ LẦN CHUYỂN MẠCH [11]

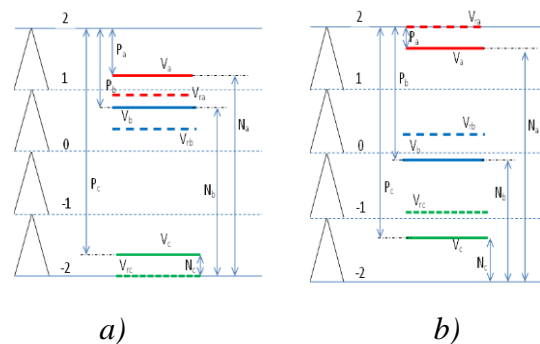
Giải thuật PWM cải biến giảm số lần chuyển mạch trong bài báo [11] là giải thuật PWM bổ xung thêm thành phần bậc 3 vào sóng mang mà ta gọi là điện áp offset với mục đích giảm sự chuyển mạch của các khóa có điện áp điều khiển tuyệt đối là lớn nhất.

Gọi v_x là điện áp điều khiển pha x ban đầu, v_{rx} là điện áp điều khiển tính toán từ giải thuật PWM cải biến giảm số lần chuyển mạch (sẽ đưa vào mạch điều chế). Biên độ các sóng mang tam giác đều bằng nhau và bằng 1. Với nghịch lưu 5 bậc cầu H NPC, ngưỡng mà điện áp điều khiển dịch chuyển đó là ± 2 tùy thuộc khoảng cách nhỏ nhất từ điện áp điều khiển đến các ngưỡng trên. Do đó hàm offset được định nghĩa theo (8):

$$V_{offset} = \begin{cases} \text{Min}_P \text{ nếu } \text{Min}_P \leq \text{Min}_N \\ -\text{Min}_N \text{ nếu } \text{Min}_P > \text{Min}_N \end{cases} \quad (8)$$

Trong đó, Min_P và Min_N là khoảng cách cực tiểu từ các điện áp điều khiển đến ngưỡng +2 và -2.

Như vậy, hàm offset lúc này sẽ là thành phần bậc 3 và điện áp điều khiển sau khi cộng offset sẽ dời về vị trí mới với độ dịch chuyển là nhỏ nhất (trong 3 pha) đồng thời pha có biên độ gần cộng hoặc trừ 2 nhất sẽ dời về ngưỡng +2 hoặc -2 (Hình 2).



Hình 2. Mô tả nguyên lý giải thuật PWM cải biến giảm số lần chuyển mạch [11].

Như vậy, có thể thấy rằng giải thuật này chỉ tận dụng 2 mức so sánh +2 và -2 nên nó cần khoảng dịch chuyển có thể lớn hơn biên độ của sóng mang khi chỉ số điều chế nhỏ. Giải thuật đề xuất mới sẽ tận dụng toàn bộ các ngưỡng so sánh gồm ± 2 , ± 1 và 0 đồng thời khoảng dịch chuyển là nhỏ nhất và luôn nhỏ hơn 1 (biên độ đỉnh – đỉnh của sóng mang).

4. GIẢI THUẬT ĐỀ XUẤT

4.1. Nguyên lý giải thuật

Gọi v_x là điện áp điều khiển pha x ban đầu, v_{rx} là điện áp điều khiển tính toán từ giải thuật (sẽ đưa vào mạch điều chế). Chọn điểm 0 là đáy của sóng mang có biên độ nhỏ nhất và biên độ đỉnh các sóng mang tam giác đều bằng nhau và bằng 1 thì lúc này các ngưỡng so sánh của sóng mang sẽ là 0, 1, 2, 3 và 4. Điện áp điều khiển pha x là v_x được xác định theo (9):

$$v_x = v_{1,x} \cos(\omega t + j_x) + 2 + v_{offset} \quad (9)$$

Như vậy, tại mọi thời điểm giá trị điện áp điều khiển của mỗi pha luôn nằm giữa 2 ngưỡng so sánh của sóng mang gần kề. Do đó nếu đặt L_x và H_x như sau:

$$L_x = \begin{cases} \text{int}(v_x) & \text{if } \text{int}(v_x) < 4 \\ \text{int}(v_x) - 1 & \text{else} \end{cases} \quad (10)$$

$$H_x = L_x + 1 \quad (11)$$

Thì ngưỡng dưới so sánh của sóng mang với pha x là L_x còn H_x chính là ngưỡng trên. Vì vậy, khoảng cách từ điện áp điều khiển đến các ngưỡng so sánh dưới và trên của pha x là N_x và P_x được xác định theo (12) và (13):

$$N_x = v_x - L_x \quad (12)$$

$$P_x = H_x - v_x \quad (13)$$

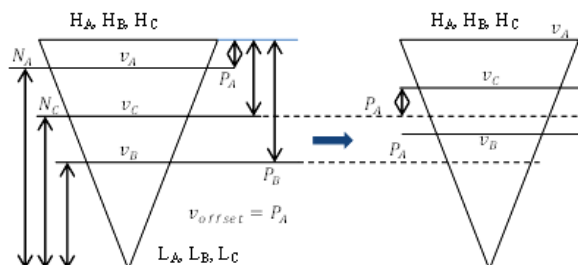
$$\text{Đặt } N = \min(N_A, N_B, N_C) \quad (14)$$

$$\text{Và } P = \min(P_A, P_B, P_C) \quad (15)$$

Lúc này hàm offset được xác định theo (16) và là thành phần bậc 3:

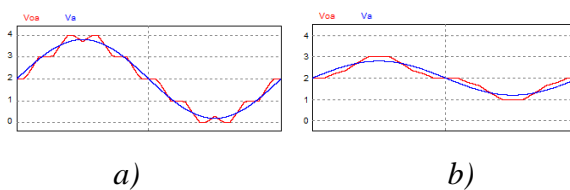
$$V_{offset} = \begin{cases} P \text{ nếu } P \leq N \\ -N \text{ nếu } N < P \end{cases} \quad (16)$$

Điện áp điều khiển sau khi cộng offset sẽ dời về vị trí mới trong đó pha mà điện áp điều khiển có khoảng cách đến các ngưỡng so sánh nhỏ nhất sẽ có giá trị điện áp điều khiển bằng điện áp ngưỡng của sóng mang gần nhất.



Hình 3. Mô tả dịch chuyển điện áp điều khiển theo giải thuật đề xuất

Kết quả ở Hình 4 cho thấy sự thay đổi điện áp điều khiển một pha ở các chỉ số điều chế $m=0.9$ và $m=0.4$. Các kết quả mô phỏng cho thấy điện áp điều khiển dịch về (và có những khoảng thời gian) bằng các ngưỡng so sánh của sóng mang. Do đó, những khoảng thời gian này, pha tương ứng sẽ không có sự chuyển mạch của các khoá công suất. Tổng thời gian không chuyển mạch của các pha là như nhau nên mỗi pha sẽ không có sự chuyển mạch trong 1/3 chu kỳ. Hay nói cách khác là số lần chuyển mạch sẽ giảm 33%.



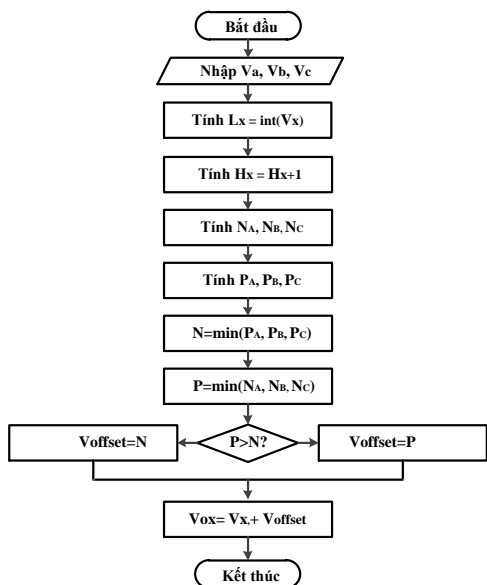
Hình 4. Điện áp điều khiển ban đầu và sau khi áp dụng giải thuật đề xuất

$$a) m=0.9, \quad b) m=0.4.$$

Với dạng sóng điện áp điều khiển là đối xứng nên điện áp pha của nghịch lưu sẽ không có thành phần DC và thành phần hài bậc chẵn.

4.2. Lưu đồ giải thuật

Với các phân tích từ 4.1.1 có thể xây dựng lưu đồ giải thuật như hình 5.

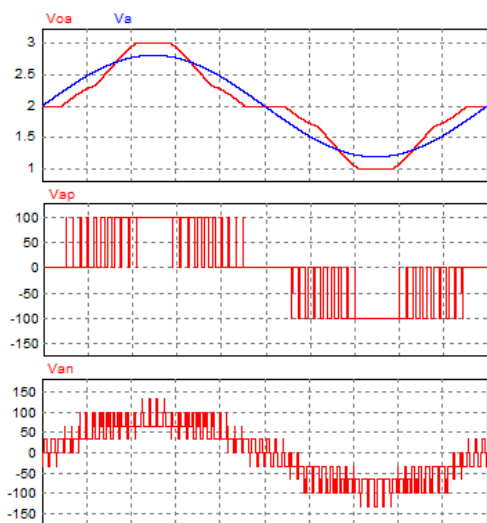


Hình 5. Lưu đồ giải thuật đề xuất

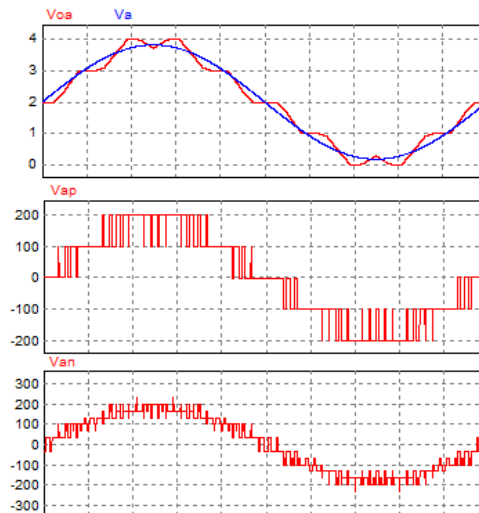
Lưu đồ giải thuật cho thấy giải thuật đề xuất sử dụng các lệnh đơn giản như: cộng, trừ, so sánh trong chương trình. Do đó, khi triển khai giải thuật thì thời gian tính toán sẽ rất nhỏ, rất phù hợp với việc điều khiển vòng kín hoặc điều khiển theo các định hướng kỹ thuật khác nhau.

5. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG VÀ THỰC NGHIỆM

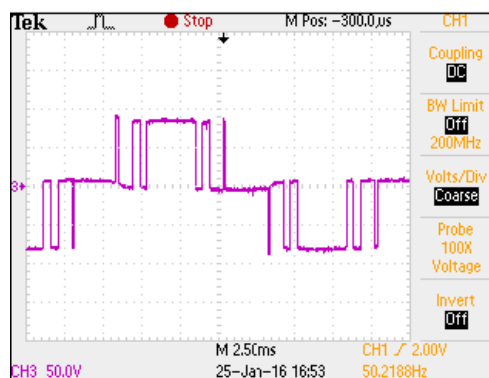
Điều kiện mô phỏng, thực nghiệm nguồn DC 100V, tần số sóng mang 3000Hz, tải R=10Ω, L=30mH, máy đo Tektronix TPS 2024B, HIOKI 3197, Vi điều khiển DSP F28335.



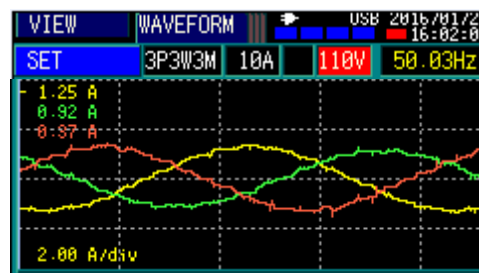
a) Mô phỏng m=0.4



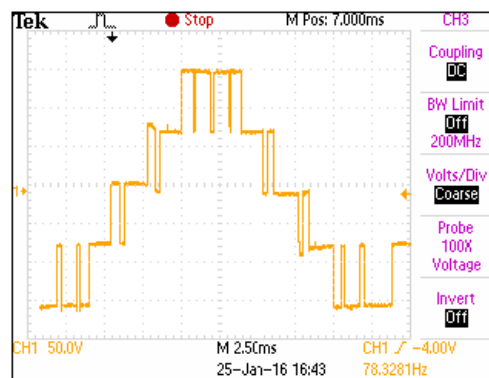
b) Mô phỏng m=0.9



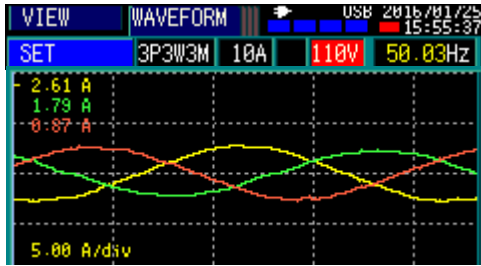
c) Điện áp pha tâm nguồn khi m=0.4



d) Dòng điện pha tâm nguồn khi m=0.4



e) Điện áp pha tâm nguồn khi m=0.9



f) Dòng điện pha tâm nguồn khi $m=0.9$

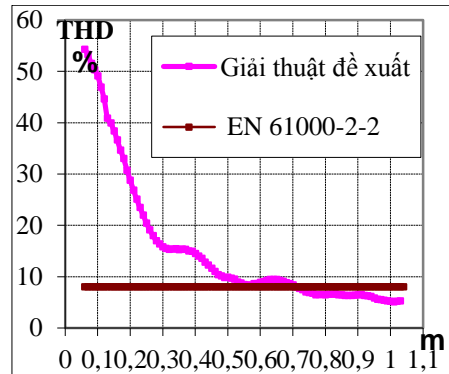
Hình 6. Kết quả mô phỏng (a, b) và thực nghiệm (c, d, e, f) giải thuật đề xuất tại chỉ số $m=0.4$ và $m=0.9$.

Kết quả mô phỏng và thực nghiệm cho thấy khi điện áp điều khiển nằm ở các ngưỡng sóng mang thì chuyển mạch trên pha tương ứng không diễn ra và chỉ 2 pha còn lại có sự chuyển trạng thái của các khóa công suất. So với giải thuật cải biên giảm số lần chuyển mạch [11] thì giải thuật này cũng giảm số chuyển mạch tương tự là khoảng 30% đồng thời biên độ điện áp offset nhỏ hơn. Do đó, điện áp pha tâm nguồn DC và cả điện áp dây sẽ THD% giảm so với giải thuật [11]. Tại chỉ số điều chế $m=0.9$, điện áp pha tải và dòng điện tải đều có hệ số méo hài tổng (THD%) lần lượt là 5,6 và 2,5 nhỏ hơn giá trị yêu cầu theo tiêu chuẩn Việt Nam hiện nay (TCVN-7909 2.2-2008) đồng thời cũng đáp ứng tiêu chuẩn về nhiễu điện từ theo tiêu chuẩn quốc tế EN6100-2-2 (Hình 7).

VIEW					DMM				
SET					3P3W3M 10A 200V 50.03Hz				
U	rms [V]	peak+[V]	peak-[V]	THD [%]					
ch1	155.3	287.7	-289.8	5.6					
ch2	163.1	302.7	-301.9	5.6					
ch3	161.7	296.4	-295.7	5.8					
I	rms [A]	peak+[A]	peak-[A]	ITHD [%]					
ch1	1.83	2.78	-2.78	2.5					
ch2	1.69	2.61	-2.72	2.3					
ch3	1.82	2.77	-2.95	2.3					
P	[W]	S	[VA]	Q	[var]	PF			
ch1	0.144k	0.284k	0.245k	0.507					
ch2	0.138k	0.276k	0.244k	0.478					
ch3	0.143k	0.295k	0.258k	0.483					
sum	0.42k	0.49k	0.27k	0.843					
Uave [V]	Iave [A]	Uunib [%]							
160.0	1.78	3.0							

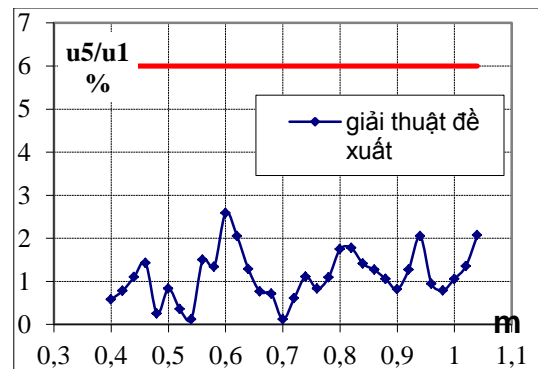
Hình 7. Phân tích THD áp pha tải và dòng điện tải thực nghiệm giải thuật đề xuất tại chỉ số điều chế $m=0.9$.

Hình 8 là kết quả khảo sát quan hệ giữa chỉ số điều chế m và tổng méo hài dòng điện đến hài bậc 49.

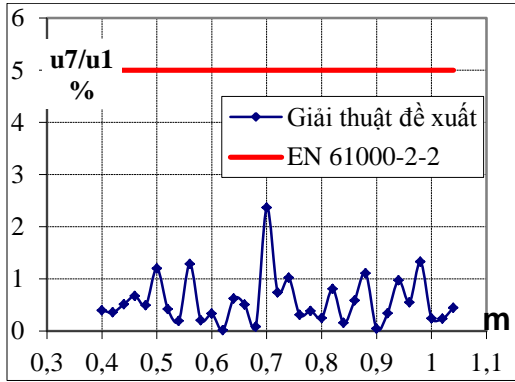


Hình 8. Quan hệ chỉ số điều chế và THD% điện áp pha tâm tải giải thuật đề xuất và giải thuật medium common mode.

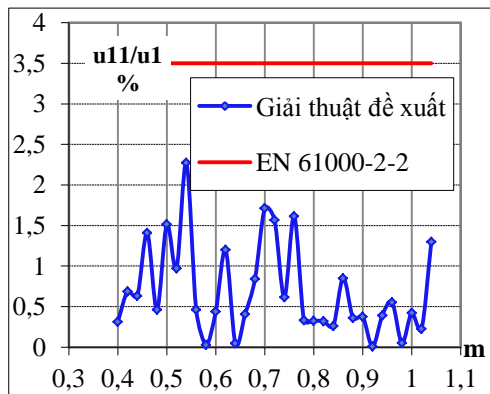
Kết quả khảo sát tại hình 8 cho thấy giải thuật đề xuất có hệ số méo hài tổng (THD) của điện áp pha tâm tải đảm bảo tiêu chuẩn TCVN-7909 2.2-2008 và EN6100-2-2 ở vùng điều chế $m \geq 0.7$. Với các chỉ số điều chế nhỏ hơn cần phải có các bộ lọc để đảm bảo đáp ứng các tiêu chuẩn trên. Bên cạnh đó kết quả khảo sát tỉ lệ % của các sóng hài so với thành phần cơ bản cho thấy các hài bậc chẵn không xuất hiện, các hài bậc 3 và bội 3 bị triệt tiêu như đã trình bày qua các công thức (5), (6) và (7). Với các hài bậc lẻ khác (dưới bậc 51 như yêu cầu của tiêu chuẩn) kết quả khảo sát cho thấy các hài có biên độ lớn là bậc 5, 7, 11 tương ứng với các hình 9 (hài bậc 5), hình 10 (hài bậc 7) và hình 11 (hài bậc 11).



Hình 9. Tỉ lệ % biên độ hài bậc 5 và thành phần cơ bản theo chỉ số điều chế m

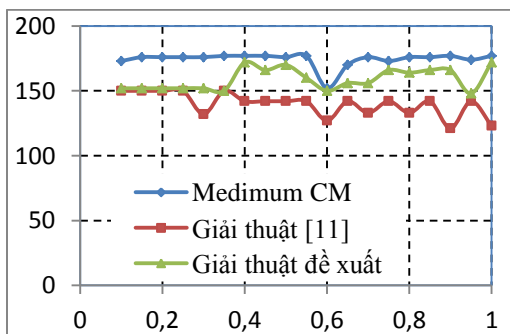


Hình 10. Tỷ lệ % biên độ hài bậc 7 và thành phần cơ bản theo chỉ số điều chế m



Hình 11. Tỷ lệ % biên độ hài bậc 11 và thành phần cơ bản theo chỉ số điều chế m.

Tuy nhiên so với TCVN-7909 2.2-2008 và EN6100-2-2 thì vẫn hoàn toàn phù hợp. Với hài bậc 5 giá trị biên độ lớn nhất là tại chỉ số điều chế $m=0.6$. Tại đó biên độ hài đạt cực đại và có giá trị là 2.6% biên độ hài cơ bản. Khảo sát đặc tuyến điều khiển của giải thuật cũng cho thấy khả năng điều khiển tuyến tính với chỉ số m từ 0 đến 1.



Hình 12. Số lần chuyển mạch trong 4 chu kỳ theo chỉ số điều chế của giải thuật đề xuất với giải thuật [11] và giải thuật medium common mode.

Hình 11 cho thấy sự so sánh về số lần chuyển mạch trong bốn chu kỳ điện áp điều khiển của giải thuật đề xuất với giải thuật giảm số lần chuyển mạch [11] và giải thuật medium common mode. Từ đồ thị có thể thấy rằng số lần chuyển mạch của giải thuật đề xuất luôn ít hơn so với khi áp dụng giải thuật Medium Common Mode và nhiều hơn giải thuật giảm số lần chuyển mạch [11]. Với tần số sóng mang là 3000Hz, thì giải thuật đề xuất giảm được nhiều nhất là 15,25% so với giải thuật truyền thống Medium CM song lại nhiều hơn đến 28% so với giải thuật [11]. Tuy nhiên, do vùng giảm chuyển mạch rải trên nhiều khoảng thời gian khác nhau nên sẽ linh hoạt hơn so với giải thuật giảm số lần chuyển mạch [11].

6. KẾT LUẬN

Bài báo này cho thấy có khả năng áp dụng hàm offset để giảm số lần chuyển mạch ở nhiều khoảng thời gian khác nhau trong chu kỳ điện áp điều khiển. Số lần chuyển mạch có thể giảm tuy không được như giải thuật [11] đã đề xuất nhưng với độ linh hoạt có được trong toàn chu kỳ sóng điều khiển (do tận dụng được cả 5 ngưỡng sóng mang), giải thuật này cho thấy có khả năng ứng dụng với nhiều hàm mục tiêu khác nhau ví dụ như hàm mục tiêu giảm điện áp Common mode, giảm năng lượng tổn hao do sự chuyển mạch gây ra... Giá trị giảm của số lần chuyển mạch trên thực tế với tần số sóng mang 3000Hz đạt đến 15.25%. Đối chiếu với Tiêu chuẩn Việt Nam TCVN-7909 2.2-2008 và Tiêu chuẩn quốc tế EN6100-2-2 thì giải thuật có thể áp dụng với tỉ số điều chế $m \geq 0.7$. Ngoài vùng chỉ số trên cần có thêm các mạch lọc tại ngõ ra của mạch nghịch lưu. Với khả năng linh động trong điều tiết chuyển mạch ở những ngưỡng sóng mang khác nhau, giải thuật có thể giải quyết nhiều hàm mục tiêu khác nữa.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Bin Wu, *High-Power Converters and ac Drives*, IEEE Press/Wiley, November 2005, ISBN: 0-4717-3171-4.
- [2] Bùi Thanh Hiếu, Nghiên cứu bộ nguồn 3 pha cầu H gồm 2 mạch NPC ba bậc', LVThS, Đại học Sư phạm Kỹ thuật TP.HCM, 2013.
- [3] B. Wu, Z. Cheng, *A Novel Switching Sequence Design for Five-Level HNPC-Bridge Inverters With Improved Output Voltage Spectrum and Minimized Device Switching Frequency*, IEEE Transactions on Power Electron 6 2007, pp. 2138–2145.
- [4] C. A. dos Santos and F. L. M. Antunes, *Losses Comparison Among Carrier-Based PWM Modulation Strategies in Three-Level Neutral-Point-Clamped Inverter*, International Conference on Renewable Energies and Power Quality, Spain April-2011.
- [5] Di Zhao, G. Narayanan and Raja Ayyanar, *Switching Loss Characteristics of Sequences Involving Active State Division in Space Vector Based PWM*, IEEE-2004.
- [6] Lê Văn Mạnh Giàu, *Cân bằng điện thế điểm trung tính trong biến tần NPC 3 bậc dùng ZERO – SEQUENCE VOLTAGE*, LVThS, Trường Đại Học Sư Phạm Kỹ Thuật TP.HCM, 2013.
- [7] M.H. Bierhoff, F.W. Fuchs, *Semiconductor Losses in Voltage Source and Current Source IGBT Converters Based on Analytical Derivation*.
- [8] Nguyễn Văn Nhờ, Đới Văn Môn, Trần Quốc Hoàn, Quách Thanh Hải, *Kỹ thuật điều chế PWM ba bậc nhằm cân bằng điện áp hai tụ điện một chiều trong nghịch lưu 3 bậc NPC*, Hội nghị toàn quốc lần thứ 6 về cơ điện tử - VCM – 2012.
- [9] N.V.Nho, M.J.Youn, *A Comprehensive Study On SVPWM – Carrier Based PWM Correlation In Multilevel Inverters*, IEE Proceedings -Electric Power Applications, 2005.
- [10] Quách Thanh Hải, *Nghiên cứu kỹ thuật điều chế độ rộng xung điều khiển tối ưu nghịch lưu đa bậc*, LATS Đại học Bách Khoa Tp.HCM, 2013.
- [11] Quách Thanh Hải, Trần Thu Hà, Danh Tuấn Lê, ... *Giải thuật điều chế sóng mang giảm số lần chuyển mạch cho nghịch lưu cầu H-NPC 5 bậc*, Tạp chí Khoa học Giáo dục Kỹ thuật ISSN 1859 1272, vol 34 December 2015, pp 36-41.
- [12] Võ Xuân Nam, *Cân bằng điện áp DC-Link cho bộ nghịch lưu NPC đa bậc*, LVThS Trường Đại Học Sư Phạm Kỹ Thuật TP.HCM, 2012.
- [13] Wei Wu, Jianguo Jiang, Guifeng Wang, Shutong Qiao, He Liu, *A Multilevel SVPWM Algorithm for Linear Modulation and Over Modulation Operation*, Sensors & Transducers, Vol. 159, Issue 11, November 2013, pp. 198-205.

Tác giả chịu trách nhiệm bài viết

TS. Quách Thanh Hải

Trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật TP.HCM

Email: haiqt@hcmute.edu.vn