

GIẢI THUẬT ĐIỀU CHẾ SÓNG MANG GIẢM SỐ LẦN CHUYỂN MẠCH CHO NGHỊCH LƯU CẦU H-NPC 5 BẬC CARRIER PWM ALGORITHM IN FIVE-LEVEL H BRIDGE NPC INVERTER WITH SWITCHING REDUCTION

Quách Thanh Hải¹, Trần Thu Hà¹, Danh Tuấn Lê², Đỗ Đức Trí¹, Lê Huỳnh Lý³

¹ Trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật TP. Hồ Chí Minh

² Trường Cao đẳng kinh tế kỹ thuật Kiên Giang

³ Trường Cao đẳng công nghiệp Huế

Ngày tòa soạn nhận bài 16/10/2015, ngày phản biện đánh giá 28/10/2015, ngày chấp nhận đăng 05/11/2015

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 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 các ngưỡng cực đại hoặc cực tiểu của biên độ sóng mang để giảm giao cắt giữa sóng điều khiển và sóng mang để giảm số lần chuyển mạch. Với kỹ thuật xây dựng hàm offset trình bày trong nghiên cứu, số lần chuyển mạch của các khóa công suất/pha trong một chu kỳ có thể giảm đến 33%. 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.

ABSTRACT

This paper presents the carrier pulse width modulation with a novel offset based to reduce the number of switching times in a five-level H-bridge neutral point clamped inverter. The proposed technique uses the offset which is 3rd voltage component to shift the control voltage signal to the maximum or minimum amplitude of the carrier in order to reduce the intersection of the control signals and the carrier wave and thus to reduce the number of switching times. With the pulse width modulation method and flexible offset voltages in this study, the number of switching times/phase in a cycle can be reduced to 33%. Simulation and experimental results are provided in order to validate the proposed method.

Keywords: carrier pulse width modulation, novel offset, reduce number of switching times, inverter.

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 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). Mặt khác, tổn hao trong mạch nghịch lưu 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}). Trong các tổn hao kể trên thì tổn hao trên khóa

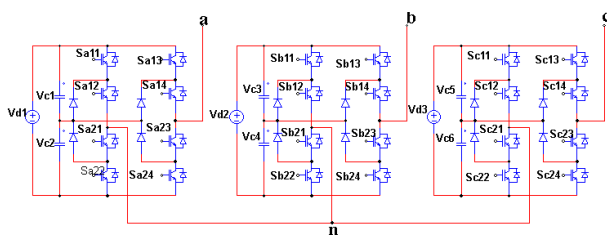
công suất đóng vai trò chính, phụ thuộc nhiều vào giải thuật điều chế và cấu trúc mạch. Tổng hao trên khóa công suất của mạch nghịch lưu trong 1 chu kỳ điện áp điều khiển có thể xác định theo (1)

$$P_{SW} = P_{SS} + P_{CS} \quad (1)$$

Với: P_{SW} là tổn hao trong 1 chu kỳ điện áp điều khiển trên khóa công suất trong mạch nghịch lưu; P_{SS} và P_{CS} là tổn hao do sự chuyển mạch và tổn hao dẫn điện trong 1 chu kỳ điện áp điều khiển trên khóa công suất mạch nghịch lưu. Theo [11] thì tổn hao do sự chuyển mạch phụ thuộc vào số lần chuyển mạch trong một chu kỳ điện áp điều khiển của các khóa công suất. 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 ngoài việc nghiên cứu các dạng nghịch lưu đa bậc thì một hướng khác được quan tâm là nghiên cứu giải thuật làm giảm số lần chuyển mạch.

Nội dung bài báo đề nghị một kỹ thuật điều chế mới giúp giảm số lần chuyển mạch của các khóa công suất trên bộ nghịch lưu áp 5 bậc cầu H-NPC thông qua việc sử dụng hàm offset đưa điện áp điều khiển về các ngưỡng cực đại hoặc cực tiểu của sóng mang. So với các giải thuật điều chế chuẩn, kỹ thuật điều chế mới đề xuất có khả năng giảm đáng kể số lần chuyển mạch. Kết quả đề xuất được kiểm chứng qua mô phỏng bằng phần mềm Matlab và thực nghiệm trên mô hình vật lý.

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



Hình 1. Sơ đồ nguyên lý bộ nghịch lưu ba pha năm bậc H-NPC

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

Do đó, thành phần U_{xn} được xác định dựa vào (2) như sau:

$$U_{xn} = U_{xnT} - U_{xnP} = u_{dc} \cdot (T_{SxT} - T_{SxP}) \quad (2)$$

Với T_{Sxch} được định nghĩa theo (3) với $Ch=T,P$ (biểu thị nhánh trái và phải).

$$T_{Sxj} = T_{SxPj} - T_{SxTj} \quad (3)$$

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 (4)

$$\begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix} = u_{dc} \begin{bmatrix} T_{SaT} - T_{SaP} \\ T_{SbT} - T_{SbP} \\ T_{ScT} - T_{ScP} \end{bmatrix} \quad (4)$$

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

$$\begin{bmatrix} U_{ao} \\ U_{bo} \\ U_{co} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} U_{ao} \\ U_{bo} \\ U_{co} \end{bmatrix} = \frac{u_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_{SaT} - T_{SaP} \\ T_{SbT} - T_{SbP} \\ T_{ScT} - T_{ScP} \end{bmatrix} \quad (6)$$

Do đó, thành phần U_{xn} chứa hài bậc 3 còn hai thành phần điện áp pha U_{xo} và điện áp dây U_{xy} sẽ không có hài này [15]. 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_{xn} sẽ có 5 mức với 2 mức dương, 2 mức âm và giá trị zero.

3. 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 được gọi là điện áp offset. Theo đó

mỗi điện áp điều khiển (V_{xSFO}) là tổng điện áp điều khiển của giải thuật PWM và thành phần điện áp offset (V_{offset}) [10]. Tức là:

$$V_{xSFO} = V_x + V_{offset} \quad (7)$$

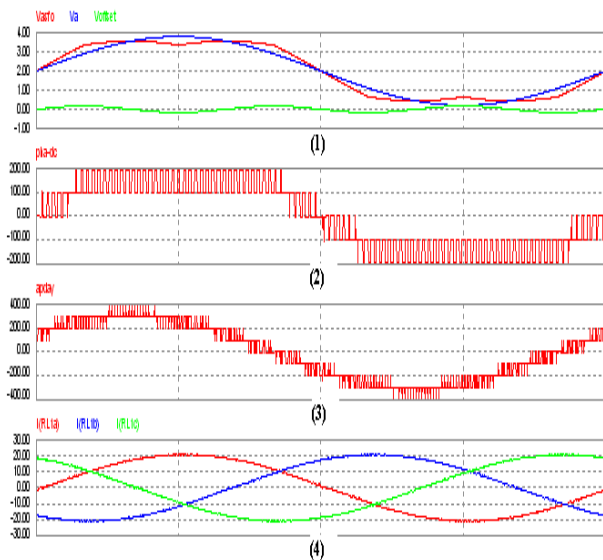
Một trong các điện áp offset có thể chọn có giá trị bằng trung bình của giá trị điện áp lớn nhất và nhỏ nhất trong ba điện áp điều khiển.

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:

$$V_{offset} = -\frac{\max(V_x) + \min(V_x)}{2} \quad (8)$$

Trong đó: x là chỉ số pha $x=a,b,c$.

Đồ thị 1 hình 2 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 5 bậc cầu H-NPC



Hình 2. Mô phỏng nghịch lưu 5 bậc cầu H-NPC điều chế SFO PWM

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 (8) 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:

$$V_{1SFO} = \frac{u_{dc}}{\sqrt{3}} \quad (9)$$

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 [5, 7, 10]. 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.

4. GIẢI THUẬT ĐỀ XUẤT

4.1. Nguyên lý giải thuật

Theo [5, 11] thì tổn hao do sự chuyển mạch phụ thuộc vào điện áp đặt lên khóa dòng điện chạy qua khóa và số lần chuyển mạch trong một chu kỳ điện áp điều khiển của các khóa công suất. Do đó, giải thuật sẽ tập trung 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 (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, lúc này các ngưỡng so sánh chuyển mạch trên cùng và dưới cùng sẽ là +2 và -2. Gọi m là chỉ số điều chế. Giá trị m được định nghĩa theo

$$m = \frac{V_{1,x} \cdot \sqrt{3}}{4} \quad (10)$$

$$v_x = V_{1,x} \cdot \cos(\omega \cdot t + j_x) + v_{offset} \quad (11)$$

Gọi P_x và N_x là chênh lệch điện áp giữa pha x với các ngưỡng điện áp trên cùng và dưới cùng của sóng mang.

$$P_x = 2 - V_x \quad (12)$$

$$N_x = V_x - (-2) = V_x + 2 \quad (13)$$

$$\text{Đặt } \text{Min}_p = \min(P_a, P_b, P_c) \quad (14)$$

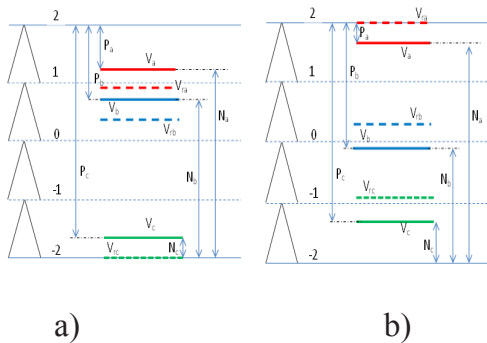
$$\text{Và } \text{Min}_N = \min(N_a, N_b, N_c) \quad (15)$$

Lúc này Min_p bằng giá trị P_x của pha nào thì pha đó có biên độ điện áp điều khiển gần ngưỡng +2 nhất. Tương tự, Min_N có giá trị bằng N_x của pha nào thì pha đó có biên độ điện áp điều khiển gần ngưỡng -2 nhất. Do

đó nếu điện áp offset (V_{offset}) được xác định theo (16)

$$V_{offset} = \begin{cases} Min_p & \text{nu } Min_p \leq Min_N \\ -Min_N & \text{nu } Min_p > Min_N \end{cases} \quad (16)$$

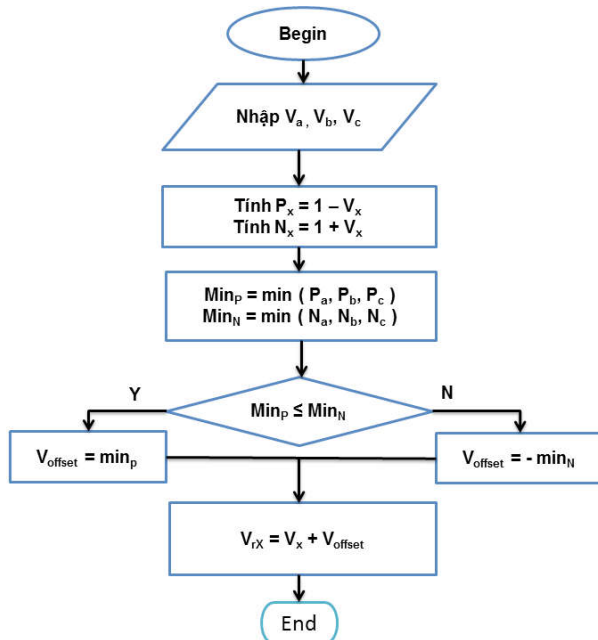
Thì hàm offset lúc này sẽ là thành phần bậc 3 và điện áp điều khiển sau khi cộng offset sẽ dời về vị trí mới với độ dịch chuyển là nhỏ nhất đồng thời pha có biên độ gần cộng hoặc trừ 2 nhất sẽ dời về ngưỡng +2 hoặc -2 (Hình 3).



Hình 3. Mô tả nguyên lý giải thuật đề xuất

4.2. Lưu đồ giải thuật

Với các phân tích từ 4.1.1 có thể xây dựng lưu đồ giải thuật như Hình 4.



Hình 4. Lưu đồ giải thuật đề xuất

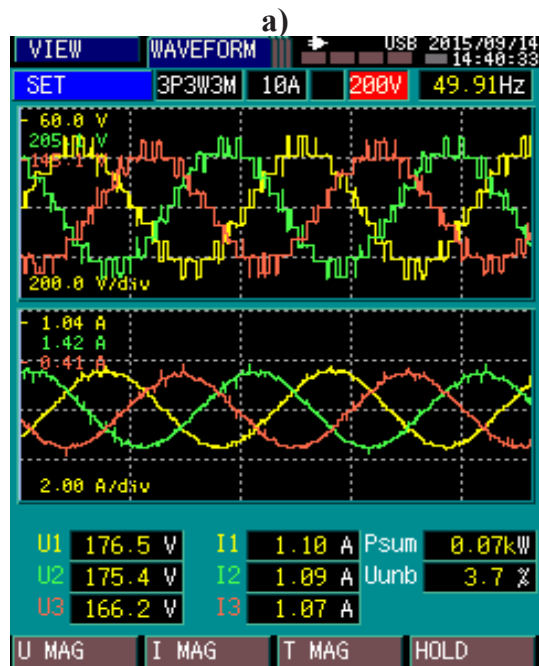
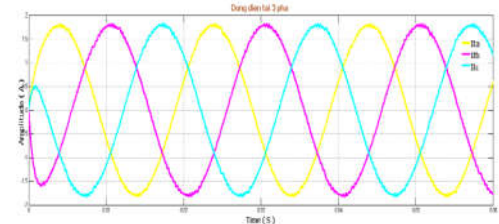
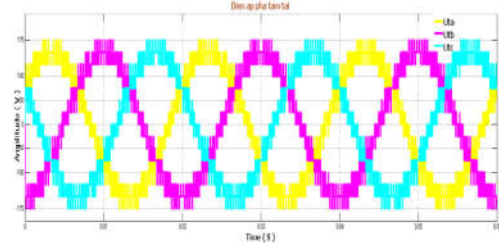
Lưu đồ giải thuật cho thấy giải thuật đề xuất sử dụng các lệnh đơn giản như cộng, trừ, so sánh trong chương trình. Do đó, khi triển khai giải thuật thì thời gian tính toán sẽ rất nhỏ, rất phù hợp với việc điều khiển vòng kín

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 150V, tần số sóng mang 3000Hz, tải $R=82\Omega$, $L=50\text{mH}$, máy đo Tektronix TPS 2024B, máy đo THD: Hioki, Vi điều khiển DSP 28335.

Kết quả mô phỏng (a) và thực nghiệm (b) điện áp pha tải và dòng điện pha tải được trình bày ở Hình 5. Với dạng sóng nhận được có thể thấy rằng kết quả mô phỏng và thực nghiệm khá tương đồng.

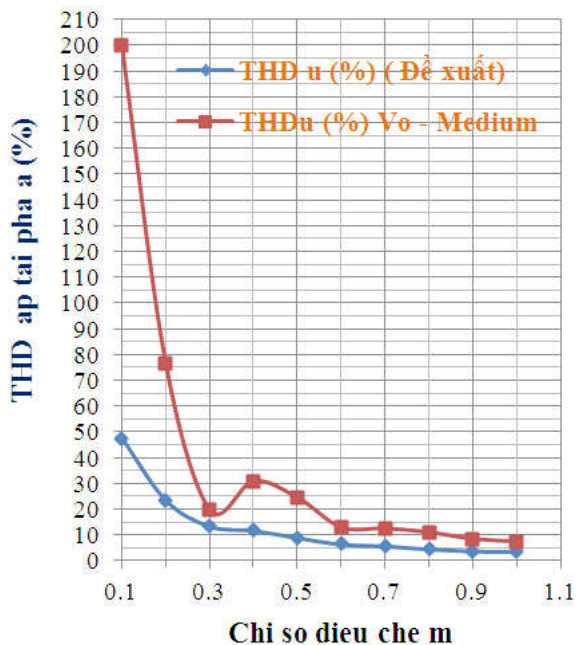


Hình 5. Kết quả mô phỏng và thực nghiệm giải thuật đề xuất tại chỉ số điều chế $m=1$.

Tại chỉ số điều chế $m=1$, điện áp pha tải và dòng điện tải đều có hệ số méo hài tổng (THD%) lần lượt là 3,8 và 3,9 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 6).

VIEW DMM USB 2015/09/14 14:36:03				
SET 3P3W3M 10A 200V 49.92Hz				
U	rms [V]	peak+ [V]	peak- [V]	THD [%]
ch1	176.4	296.2	-294.8	3.6
ch2	176.6	296.3	-294.5	3.8
ch3	167.1	290.6	-284.9	3.6
I	rms [A]	peak+ [A]	peak- [A]	ITHD [%]
ch1	1.11	1.85	-1.64	3.3
ch2	1.10	2.01	-1.82	3.9
ch3	1.07	1.86	-1.73	3.8
P	S	Q	PF	
ch1	0.025k	0.196k	0.194k	0.129
ch2	0.027k	0.194k	0.192k	0.141
ch3	0.020k	0.179k	0.178k	0.111
sum	0.07k	0.33k	0.32k	0.221
Uave [V]	Iave [A]	Uunb [%]		
173.4	1.09	3.5		
KF ITHD HOLD				

Hình 6. Phân tích THD áp pha tải và dòng điện tải thực nghiệm giải thuật đề xuất tại chỉ số điều chế $m=1$.

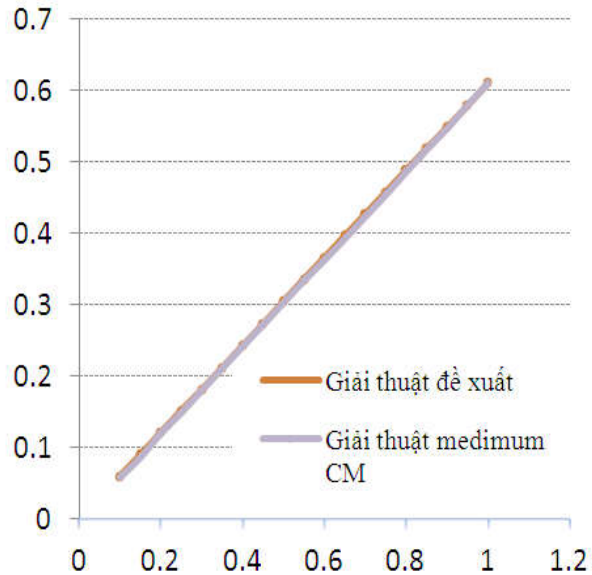


Hình 7. Quan hệ chỉ số điều chế và THD% điện áp pha tải giải thuật đề xuất và giải thuật medium common mode

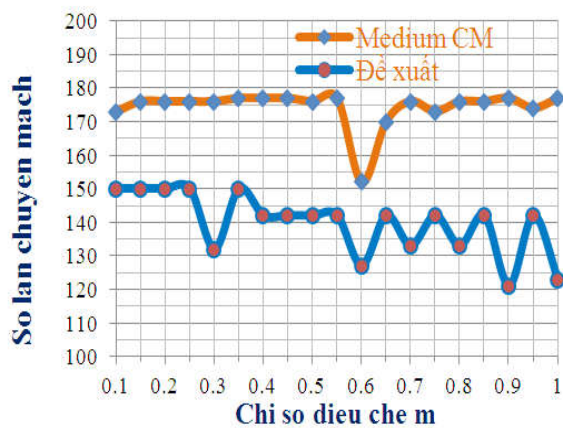
Hình 7 cho thấy giải thuật đề xuất có hệ số méo hài tổng (THD) của điện áp pha tải nhỏ hơn so với khi áp dụng giải thuật me-

dimum common mode trên toàn bộ vùng chỉ số điều chế.

Đặc tuyến điều khiển của giải thuật đề xuất cũng khá tuyến tính và so với giải thuật medium common mode thì khá tương đương nhau (Hình 8).



Hình 8. Đặc tuyến điều khiển (mô phỏng)



Hình 9. Số lần chuyển mạch trong một chu kỳ theo chỉ số điều chế của giải thuật đề xuất và giải thuật medium common mode

Hình 9 cho thấy sự so sánh về số lần chuyển mạch trong một chu kỳ điện áp điều khiển của giải thuật đề xuất 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 số lần chuyển mạch giảm nhiều nhất là 30% ứng với trường hợp chỉ số điều chế là $m=0.9$

6. KẾT LUẬN

Bằng cách sử dụng hàm offset mới đề xuất theo công thức (15) có thể giải quyết tốt bài toán giảm số lần chuyển mạch trong một chu kỳ điện áp điều khiển. Giá trị giảm của số lần chuyển mạch có thể đạt đến 33% theo lý thuyết nhưng trên thực tế với tần số sóng điều khiển số lần chuyển mạch giảm 30%. Bên cạnh đó, các thông số chất lượng điện năng

như THD% của điện áp pha tải cũng đảm bảo luôn thấp hơn so với khi áp dụng giải thuật Medium common mode (Hình 8). Giải thuật này có thể mở ra khả năng giảm số lần chuyển mạch qua đó giảm tổn hao do chuyển mạch của khóa công suất cho nghịch lưu lai cầu H-NPC 5 bậc mà vẫn đảm bảo các thông số chất lượng như THD% và độ tuyến tính của đặc tuyến điều khiển.

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 TPHCM, 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, “*Giáo trình điện tử công suất 1*”, NXB Đại học quốc gia TP.HCM, 2012.
- [9] 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.
- [10] N.V.Nho, M.J.Youn, “*A Comprehensive Study On SVPWM – Carrier Based PWM Correlation In Multilevel Inverters*”, IEE Proceedings -Electric Power Applications, 2005.
- [11] 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.
- [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.