

CÂN BẰNG ĐIỆN ÁP TRÊN TỤ CHO NGHỊCH LƯU BA PHA BA BẬC NPC BALANCING CAPACITOR VOLTAGE IN THREE-LEVEL NPC CONVERTER

Nguyễn Minh Tâm, Đỗ Đức Trí, Hứa Duy Tiên, Trương Thị Bích Nga
Trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật TP.HCM

Ngày tòa soạn nhận bài 20/9/2016, ngày phản biện đánh giá 23/10/2016, ngày chấp nhận đăng 30/11/2016

TÓM TẮT

Bài báo này giới thiệu nghịch lưu 3 pha 3 bậc NPC với mục tiêu cân bằng điện áp dc-link trên tụ điện. Khi điện áp trên tụ biến thiên cần được ổn định ở mức không để trạng thái mất cân bằng xuất hiện trong hệ thống. Sự mất cân bằng điện áp trên tụ sẽ gây ra sóng hài bậc thấp không mong muốn. Mặt khác khi điện áp trên tụ được cân bằng, điện áp pha tâm nguồn DC sẽ có chất lượng điện áp tốt hơn so với khi sử dụng cấu hình nghịch lưu chưa cân bằng. Bài báo này sử dụng phương pháp xét chiều dòng điện trên tụ, sau đó điều khiển lại các khóa sao cho điện áp trên hai tụ cân bằng. Kết quả của bài báo được kiểm chứng qua mô phỏng và thực nghiệm.

Từ khóa: Nghịch lưu NPC; offset; chỉ số điều chế; THD; ba bậc.

ABSTRACT

This paper presents a solution for balancing capacitor voltage of a three-level NPC inverter by controlling DC-link in capacitors. When the capacitor's voltage varies, it should be stabilized at zero in order to not create imbalance in the system. The imbalance of capacitor's voltage will cause unexpected lower harmonic. On the other hand, when capacitor's voltage was balanced, the center source phase DC voltage will be better than when the inverter configuration works in imbalance mode. This paper uses the method that firstly checking current direction on the power line in the capacitor, then accordingly controlling switches for capacitor voltage balance. Simulation and experimental results are provided in order to validate the proposed method.

Keywords: Neutral point diode clamped converter; offset; modulation index; THD; Three levels.

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 Ngày nay, các thiết bị điện tử công suất được ứng dụng rất nhiều trong công nghiệp. Trong đó bộ nghịch lưu áp được sử dụng rộng rãi trong các lĩnh vực truyền động điện động cơ không đồng bộ vì luôn đòi hỏi với độ chính xác cao, tăng độ tin cậy, giảm khả

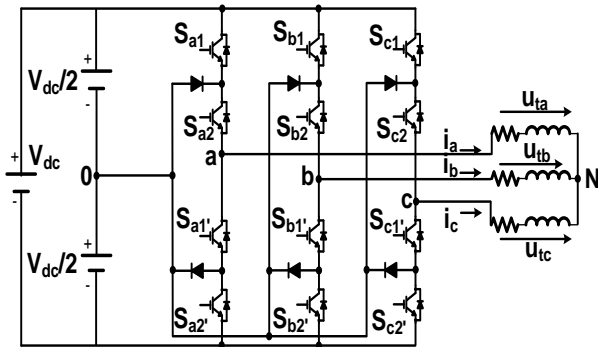
năng tiêu thụ điện năng, giảm thiểu chi phí bảo dưỡng và tăng khả năng điều khiển tinh vi. Bộ nghịch lưu được dùng trong các bộ phận của bộ biến tần, thiết bị lò cảm ứng trung tần, thiết bị hàn trung tần, bộ dự trữ năng lượng. Ngoài ra, bộ nghịch lưu còn được ứng dụng vào lĩnh vực bù nhiễu công suất phản kháng lưới điện...

Ưu điểm của bộ nghịch lưu áp đa bậc là công suất của bộ nghịch lưu tăng lên, điện áp

đặt lên các linh kiện giảm xuống nên công suất tổn hao do quá trình đóng ngắt của linh kiện cũng giảm theo, với cùng tần số đóng ngắt, các thành phần sóng hài bậc cao của điện áp ra giảm nhỏ hơn so với bộ nghịch lưu áp hai bậc. Ngược lại, bộ nghịch lưu đa bậc có nhiều hạn chế như: số lượng khoá bán dẫn lớn, điều này làm cho hệ thống trở nên phức tạp và đắt tiền [1].

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 DCU_{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)

$$\begin{bmatrix} U_{ag} \\ U_{bg} \\ U_{cg} \end{bmatrix} = \frac{u_{dc}}{2} \begin{bmatrix} T_{Sa} \\ T_{Sb} \\ T_{Sc} \end{bmatrix} \quad (4)$$

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 [4-8].

3. GIẢI THUẬT ĐIỀU KHIỂN CÂN BẰNG TỤ

Phương pháp cân bằng áp tụ được trình bày sau là phương pháp được cải tiến từ kỹ thuật điều chế SPWM. Trong phương pháp SPWM, mỗi pha được điều khiển bởi một tín hiệu điều chế, và một tín hiệu offset được

cộng vào tín hiệu điều chế ban đầu để điều khiển i_{NP} . Kỹ thuật được cung cấp dưới đây dựa trên việc sử dụng hai tín hiệu điều chế cho mỗi pha của bộ nghịch lưu. Với tín hiệu điều chế ban đầu [2]:

$$\begin{cases} v_a = m * \sin(\omega t) \\ v_b = m * \sin(\omega t - 2\pi / 3) \\ v_c = m * \sin(\omega t + 2\pi / 3) \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} v'_a = v_a - v_0 \\ v'_b = v_b - v_0 \\ v'_c = v_c - v_0 \end{cases} \quad (8)$$

Với:

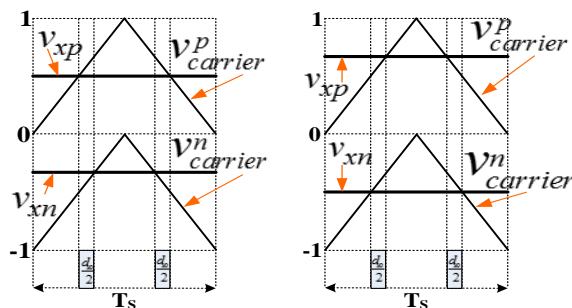
$$v_0 = \frac{\max(v_a, v_b, v_c) + \min(v_a, v_b, v_c)}{2} \quad (9)$$

Các tín hiệu điều chế ban đầu được cải biến để tạo ra hai phần sao cho điện áp điều khiển vẫn còn trong vùng hoạt động tuyến tính. Hai tín hiệu điều chế cải biến cho mỗi pha sẽ được tạo ra có mối liên quan như ở công thức (10).

$$\begin{cases} v'_a = v_{ap} + v_{an} \\ v'_b = v_{bp} + v_{bn} \\ v'_c = v_{cp} + v_{cn} \end{cases} \quad (10)$$

Với $v_{xp} \geq 0$ và $v_{xn} \leq 0$, x là các pha a, b, c. Tín hiệu có ký hiệu “p” sẽ so sánh với sóng mang trên, $v_{carrier}^p \in [0,1]$, và tín hiệu có ký hiệu “n” sẽ so sánh với sóng mang dưới, $v_{carrier}^n \in [-1,0]$. Có thể thấy được, dòng qua một pha đi qua điểm NP khi xảy ra một trong hai điều kiện sau(hình 2) [2]:

$$\begin{cases} V_{xp} > V_{carrier}^p & \& V_{xn} < V_{carrier}^n \\ V_{xp} < V_{carrier}^p & \& V_{xn} > V_{carrier}^n \end{cases} \quad (11)$$



a) Trường hợp b) Trường hợp

$$v_{xp} < v_{carrier}^p \ \& \ v_{xn} > v_{carrier}^n \quad v_{xp} > v_{carrier}^p \ \& \ v_{xn} < v_{carrier}^n$$

Hình 2. Mối quan hệ giữa áp điều khiển và sóng mang với dòng qua điểm NP

Hai khóa bán dẫn giữa (S_{x2}, S_{x3}) của bộ nghịch lưu sẽ ở trạng thái “ON” khi biến điều khiển áp nghịch lưu bằng áp tại điểm NP (0) tương ứng, s_{x0} , được tích cực. Nói cách khác thì $s_{a0} = 1$ thì áp pha a nối đến điểm NP. Tương tự cho s_{b0} và s_{c0} . Như vậy, dòng qua điểm NP là:

$$i_0 = s_{a0} \times i_a + s_{b0} \times i_b + s_{c0} \times i_c \quad (12)$$

Để tạo ra cân bằng áp tụ, thì giá trị trung bình của dòng i_0 trong một chu kỳ sóng mang bằng không. Do đó cần phải điều khiển hoạt động của mạch bằng việc điều khiển dòng trung bình i_{NP} thay cho việc điều khiển dòng tức thời:

$$\bar{i}(t) = \frac{t}{T_s} \int_t^{t+T_s} i(\theta).d(\theta) \quad (13)$$

Với T_s là chu kỳ lấy mẫu hay còn gọi là chu kỳ chuyển mạch, và thời gian các khóa của pha x ở trạng thái ON trong một chu kỳ T_s là d_{x0} . Áp dụng điều này vào (14), ta có được:

$$\bar{i}_0 = d_{a0} \times \bar{i}_a + d_{b0} \times \bar{i}_b + d_{c0} \times \bar{i}_c \quad (14)$$

Với $d_{x0} = \bar{s}_{x0}$, x là các pha a, b, c. Vì tần số của sóng mang lớn hơn nhiều tần số của tín hiệu điều chế, nên duty cycle có thể được tính bằng:

$$\begin{aligned} \bar{i}_0 &= |v_{an} + 1 - v_{ap}| \bar{i}_a \\ &+ |v_{bn} + 1 - v_{bp}| \bar{i}_b + |v_{cn} + 1 - v_{cp}| \bar{i}_c \end{aligned} \quad (15)$$

Từ (14) và (15) ta có được:

$$\begin{aligned} \bar{i}_0 &= |v_{an} + 1 - v_{ap}| \bar{i}_a \\ &+ |v_{bn} + 1 - v_{bp}| \bar{i}_b + |v_{cn} + 1 - v_{cp}| \bar{i}_c \end{aligned} \quad (16)$$

Nếu đặt:

$$v = v_{an} - v_{ap} = v_{bn} - v_{bp} = v_{cn} - v_{cp} \quad (17)$$

Dòng NP trung bình là:

$$\bar{i}_0 = |1 + v| (\bar{i}_a + \bar{i}_b + \bar{i}_c) \quad (18)$$

Xác định v theo công thức 19 [4]:

$$v = \frac{\max(v_a, v_b, v_c) + \min(v_a, v_b, v_c)}{2} \quad (19)$$

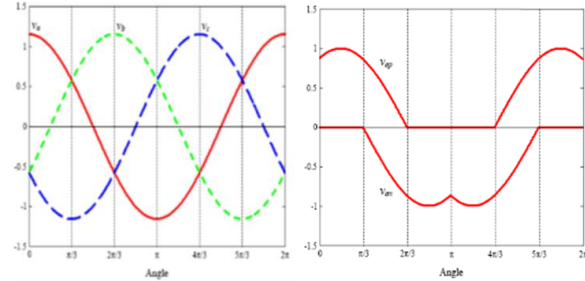
Từ đây ta tìm được các tín hiệu điều chế:

$$\begin{cases} v_{xp} = \frac{v_x - \min(v_a, v_b, v_c)}{2} \\ v_{xn} = \frac{v_x - \max(v_a, v_b, v_c)}{2} \end{cases} \quad (20)$$

Hình 3 mô tả mối liên quan giữa các điện áp điều chế cải biến của pha a với điện áp điều chế sin ban đầu. Biên độ của tín hiệu điều chế m hay còn gọi là chỉ số điều chế

biên. Giá trị cực đại của chỉ số điều chế biên trong vùng tuyến tính được tính như sau:

$$m_{\max} = \frac{2}{\sqrt{3}} = 1.1547 \quad (21)$$



Hình 3. Dạng sóng điện áp điều chế của 3 pha và dạng sóng điện áp điều chế cải biến của pha a.

Tín hiệu điều chế cải biến cho pha b và c tương tự như pha a nhưng lần lượt bị dịch pha. Chú ý là tín hiệu điều chế cải biến cũng nằm trong khoảng $[-1, 1]$, khi đó bộ biến tần sẽ hoạt động dưới chế độ điều chế tuyến tính.

Dựa vào hình vẽ dạng sóng của v_{ap} và v_{an} ta thấy trong các khoảng góc pha $[\pi/3, 2\pi/3]$ và $[4\pi/3, 5\pi/3]$ thì không có tín hiệu nào bằng 0. Do đó, tín hiệu điều chế cải biến của pha a có thể dịch lên hoặc xuống trong hai đoạn này mà không làm tăng tần số chuyển mạch của linh kiện. Ta cũng làm tương tự cho pha b và pha c. Mặc dù, phương pháp này giữ được tần số chuyển mạch của linh kiện khi tiến hành bù điện áp tụ, nhưng nó ít ý nghĩa vì sự xuất hiện của các dao động điện áp quanh điểm cân bằng. Sự xuất hiện này là do chỉ các tín hiệu điều chế cải biến kết hợp với nhau cho một pha được dịch chuyển mọi lúc. Để khắc phục sự dao động, ta cần chú ý đến chiều của các dòng ngõ ra. Hàm điện áp offset cho V_{xp} là:

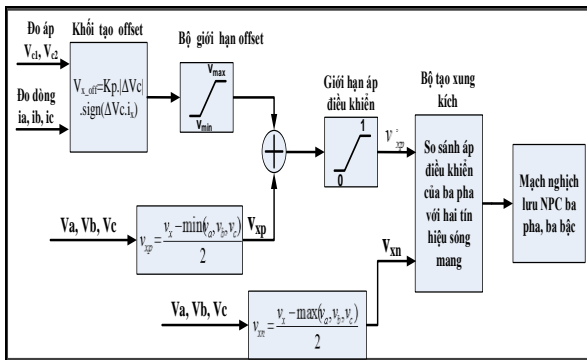
$$\begin{aligned} v_{x_off} &= -k_p |\Delta v_c| \cdot \text{sign}(\Delta v_c \cdot i_x) \\ &\cdot \text{sign}(v_{xp} - v_{xn} - 1) \end{aligned} \quad (22)$$

Giá trị tuyệt đối của độ lệch áp giữa hai tụ nhân với hệ số k_p . Dấu của $\Delta V_C \cdot i_x$ được xem là dấu của bộ bù. Tuy nhiên, dấu của hàm offset cũng có phụ thuộc vào dấu của biểu thức $(v_{xp} - v_{xn} - 1)$, điều này phù hợp hai trường hợp có thể xảy ra được trình bày trong hình 2

Dấu của biểu thức $(v_{xp} - v_{xn} - 1)$ bằng -1 vì $(v_{xp} - v_{xn} - 1)$ luôn luôn nhỏ hơn không với mọi giá trị của góc pha với áp điều khiển ba pha trình bày trong công thức (7). Nên công thức rút gọn của tín hiệu offset là:

$$v_{x_off} = k_p \left| \Delta v_c \right| \cdot \text{sign}(\Delta v_c \cdot i_x) \quad (23)$$

Lưu đồ giải thuật

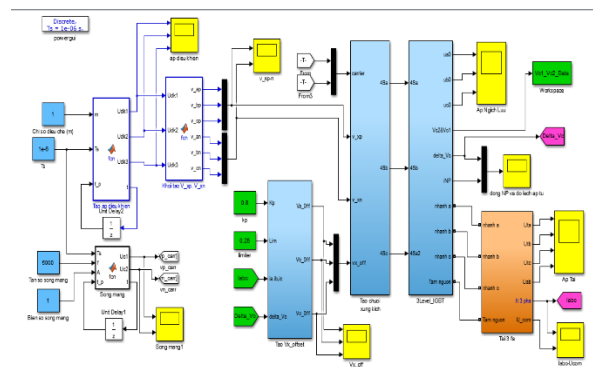


Hình 4. Lưu đồ giải thuật tạo điện áp offset

Từ cơ sở lý thuyết như trên Tác giả xây dựng chương trình mô phỏng để thử nghiệm với các thông số như sau:

- Điện áp DC nguồn vào $V_{dc} = 200V$
- Tần số sóng mang $f_w = 5KHz$
- Tần số ngõ ra $f_0 = 50Hz$
- Điện áp ban đầu trên tụ là $V_{c1} = 10V$, $V_{c2} = 190V$
- Điện dung $C1 = C2 = 220\mu F$
- Chỉ số điều chế $m = 0.8$
- Tải trở $R = 50\Omega$, Tải cảm $L = 0.05mH$

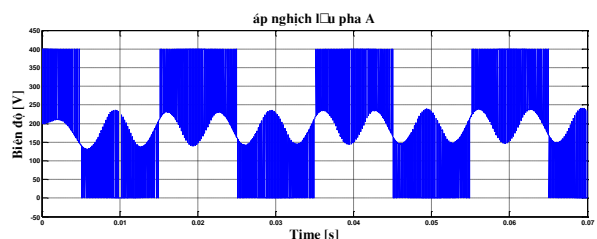
Tác giả đề xuất sử dụng Card DSP F28335 để liên kết giữa chương trình mô phỏng và mô hình thực và kiểm chứng sự tương đồng của cơ sở lý thuyết và tính ứng dụng. DSP F28335 có thể được lập trình trên ngôn ngữ CCS tuy nhiên chúng ta cũng có thể lập trình trên ngôn ngữ Matlab bằng cách cài các driver tương ứng. Trong bài báo này các module điều khiển vào ra đa năng GPIO sẽ được sử dụng để tạo ra 12 xung kích 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 [10] để thực hiện điều khiển



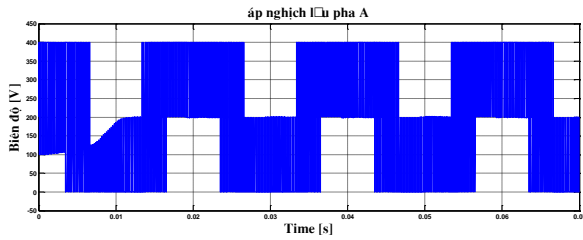
Hình 5. Những chương trình mô phỏng và mô hình thực nghiệm sử dụng Card DSP F28335

4. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG VÀ THỰC NGHIỆM

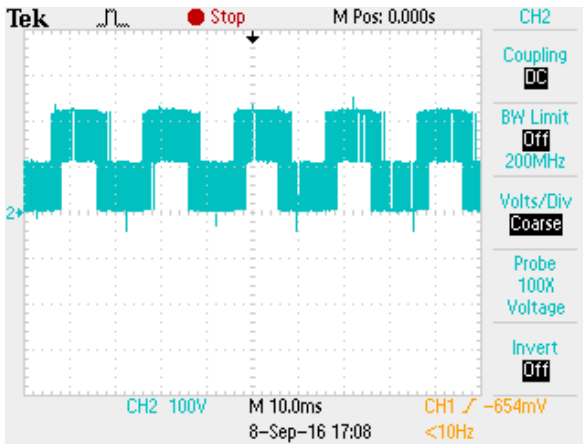
1. Mô phỏng THD dạng sóng điện áp và dòng điện nghịch lưu 3 pha 3 bậc tải RL.
2. Thực nghiệm THD dạng sóng điện áp và dòng điện nghịch lưu 3 pha 3 bậc tải RL, sử dụng máy đo Tektronic 2014C.



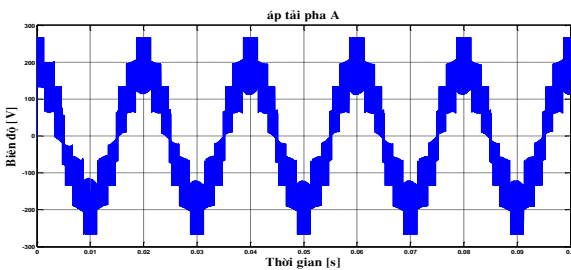
Hình 6. Áp nghịch lưu khi áp tụ không cân bằng



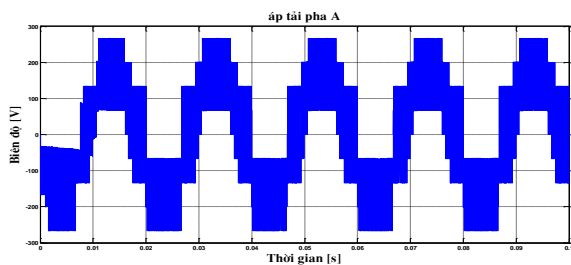
Hình 7. Áp nghịch lưu khi áp tụ cân bằng



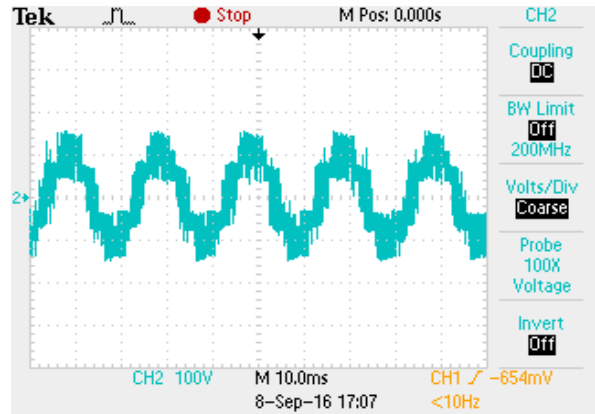
Hình 8. Áp tải pha a khi áp tụ cân bằng trên mô hình thực nghiệm



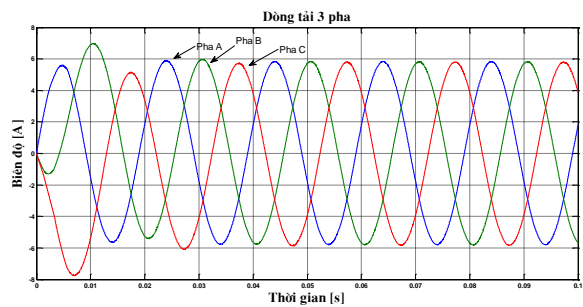
Hình 9. Áp tải pha a khi áp tụ không cân bằng



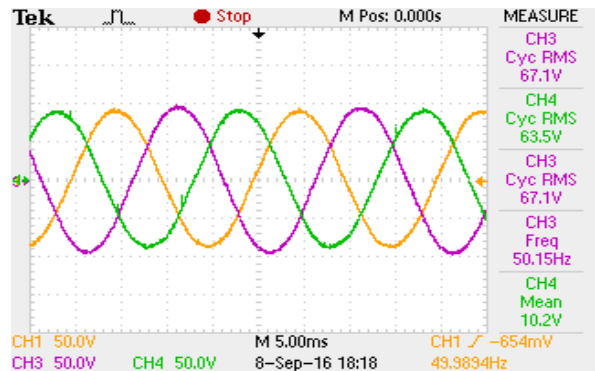
Hình 10. Áp tải pha a khi áp tụ cân bằng



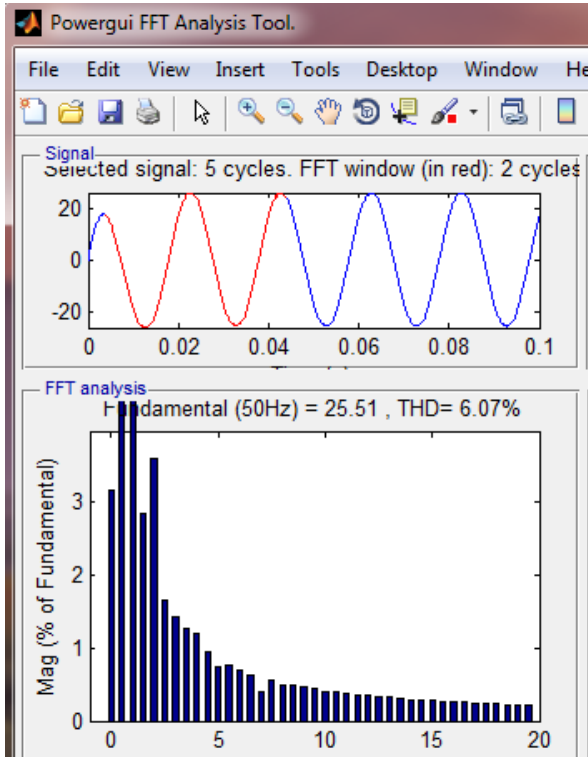
Hình 11. Áp tải pha a khi áp tụ cân bằng trên thực nghiệm



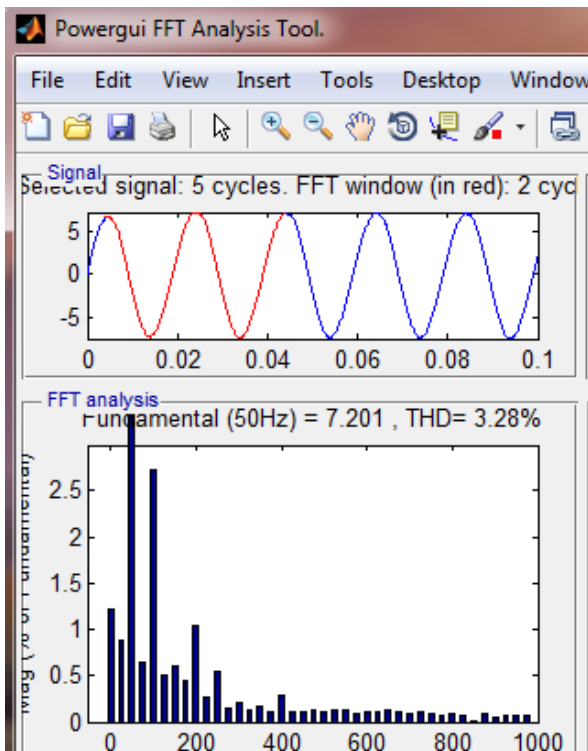
Hình 12. Dạng sóng dòng tải 3 pha trên mô phỏng



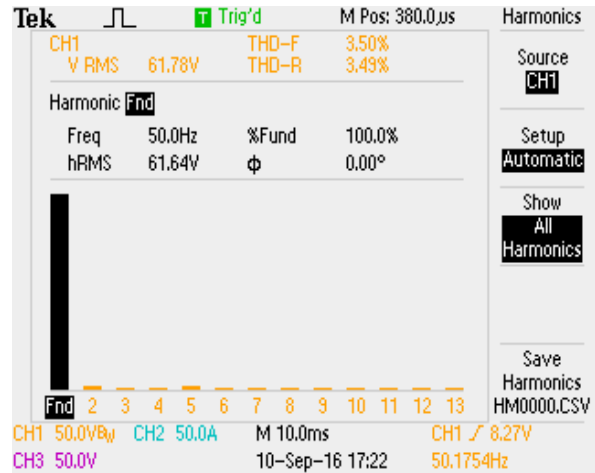
Hình 13. Dạng sóng dòng tải 3 pha trên thực nghiệm



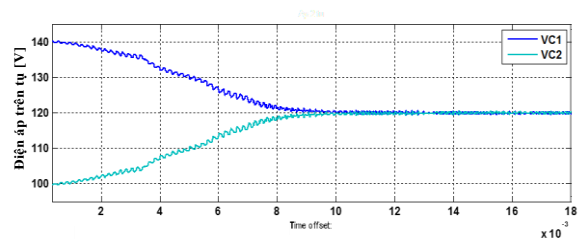
Hình 14. Phổ hài của dòng tải pha A khi tụ chưa cân bằng trên mô phỏng



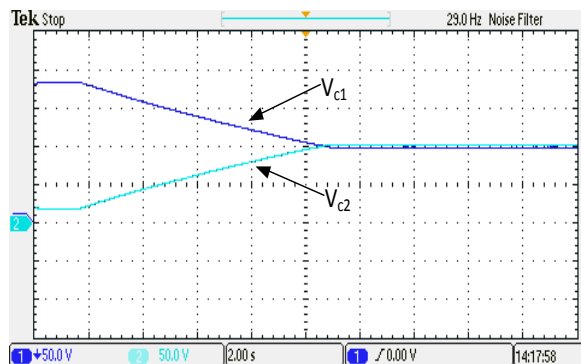
Hình 15. Phổ hài của dòng tải pha A khi tụ cân bằng trên mô phỏng



Hình 16. Phổ hài của dòng tải pha A khi tụ cân bằng trong thực nghiệm



Hình 17. Điện áp trên tụ khi tụ cân bằng trong mô phỏng



Hình 18. Điện áp trên tụ khi tụ cân bằng trong thực nghiệm

5. KẾT LUẬN

Từ kết quả hình (6~16) cho thấy hệ số méo hài tổng THD của dòng điện tải của nghịch lưu 3 pha 3 bậc chưa cân bằng là: 6.07 còn của nghịch lưu 3 pha 3 bậc đã cân bằng và trên mô phỏng và thực nghiệm là: 3.28 và 3.5, theo thông số vừa nêu kết quả

cân bằng điện áp trên tụ đã giảm xuống 57.66% so với chưa cân bằng điện áp trên tụ, hình 17~18 đáp ứng thời gian tụ cân bằng 0.01s của mô phỏng và mô hình thực. Điện áp pha tải và dòng điện tải đều có hệ số méo hài tổng (THD%) lần lượt là 3,5 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 (theo hình 16). 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.

So với [2] bài báo đã thực nghiệm và sử dụng giải thuật cân bằng điện áp trên tụ có sự sai lệch $V_{C1}=190V$, $V_{C2}=10V$ và nhanh chóng cân bằng trong khoảng thời gian 0.01s.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Phan Quốc Dũng, Tô Hữu Phúc, Giáo trình Truyền động điện.: NXB Đại học Quốc gia TP.HCM, 2003.
- [2] Vo Xuan Nam, Le Van Manh Giau., Nguyen Van Nho., Tran Thanh Trang., Neutral Point Voltage Balancing Method and the Influence of Some Parameters on Capacitor Voltage in Three-Level NPC Converter.: Springer Berlin Heidelberg, vol. 282, pp. 159-167, 2014.
- [3] 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.
- [4] Lazhar Ben-Brahim, A Discontinuous PWM Method for Balancing the Neutral Point Voltage in Three-Level Inverter-Fed Variable Frequency Drives.: IEEE transactions on energy conversion, VOL. 23, NO. 4, DECEMBER 2008.
- [5] L. Ben-Brahim and S. Tadakuma, A novel multilevel carrier-based PWM control method for GTO inverter in low index modulation region.: IEEE Trans. Ind. Appl., vol.42, no.1, pp. 121–127, Jan/Feb 2006.
- [6] Jordi Zaragoza, Josep Pou., Salvador Ceballos., Eider Robles., Carles Jaen., Montse Corbalan., Voltage Balance Compensator for a Carrier Based Modulation in the Neutral-Point-Clamped Converter.: IEEE transactions on industrial electronics, vol. 56, NO.2, February 2009.
- [7] Sergio Busquets-Monge, Salvador Alepuz., Josep Bordonau., Juan Peracaula., Voltage Balancing Control of Diode-Clamped Multilevel Converters with Passive Front-Ends.: IEEE, April 13 2009.
- [8] Nikola Celanovic, A Comprehensive Study of Neutral-Point Voltage Balancing Problem in Three-Level Neutral-Point-Clamped Voltage Source PWM Inverters.: Member, IEEE, Pages. 535 - 541, vol.1, 1999.

Tác giả chịu trách nhiệm bài viết:

Đỗ Đức Trí

Trường Đại học Sư Phạm Kỹ Thuật Tp.HCM

Email: tridd@hcmute.edu.vn