

KỸ THUẬT CÂN BẰNG ĐIỆN ÁP TỤ CHO NGHỊCH LƯU 3 PHA 5 BẬC LAI NPC

CAPACITOR VOLTAGE BALANCE TECHNIQUES ON A 5- LEVEL H-NPC INVERTER

Trần Tuấn Anh¹
Trần Thu Hà¹
Đỗ Đức Trí¹

¹ Trường ĐH Sư phạm Kỹ thuật TP.HCM

TÓM TẮT

Bài báo này thực hiện kỹ thuật điều chế sóng mang có kiểm soát thông qua việc cân bằng điện áp trên hai tụ nhằm giảm độ méo dạng sóng ngõ ra cung cấp cho tải trong bộ nghịch lưu NPC 5 bậc lai. Kỹ thuật này sử dụng việc giám sát điện áp trên hai tụ để điều khiển đóng ngắt các khóa công suất một cách hợp lý nhằm đảm bảo điện áp cung cấp ra tải ít bị méo dạng nhất. Với kỹ thuật xây dựng giải thuật cân bằng điện áp trên tụ được trình bày trong nghiên cứu, chỉ số THD điện áp có thể giảm từ 28,10% xuống 27,57%, THD dòng điện giảm từ 2,35% xuống mức 1.10%. Trong bài báo này, tác giả có so sánh giữa hai giải thuật điều khiển có cân bằng điện áp trên tụ và không điều khiển cân bằng điện áp trên tụ. Kết quả của giải thuật được kiểm chứng qua mô phỏng và qua quá trình thực nghiệm

Từ khóa: *điều chế sóng mang có kiểm soát, nghịch lưu NPC 5 bậc lai, THD.*

ABSTRACT

In this paper, the Controlled Pulse Wide Modulation (CPWM) is performed through the balance of two capacitors voltage to reduce output waveform distortion provides load on a hybrid 5 level NPC inverter. This technique is applied to monitor the voltage on the capacitor to control two switching the power lock sensibly to ensure the load voltage supply at least distortion. With techniques balancing algorithms on the capacitor voltage, the voltage THD index decreased from 28.10% down to 27.57%, the current THD down from 2.35% to 0.75%. This study presents a comparative study of Capacitor Voltage balance and unbalance techniques. The proposed results can be verified through the simulation and the experiment.

Keywords: *Controlled Pulse Wide Modulation, hybrid 5 level NPC inverter, THD.*

3. GIẢI THUẬT PWM

Phương pháp SPWM sử dụng sóng điều khiển dạng sin để so sánh với các sóng mang dạng tam giác tạo giản đồ kích động cho linh kiện. 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-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 n-1. Nếu sóng điều khiển lớn hơn sóng mang nào đó thì linh kiện tương ứng đó được điều khiển kích động tương ứng ngược lại nếu sóng điều khiển nhỏ hơn sóng mang nào đó thì linh kiện bị khóa.

Đối với nghịch lưu áp đa bậc, chỉ số biên độ m_a và chỉ số tần số m_f được định nghĩa như sau:

$$m_a = \frac{A_m}{(n-1)A_c} \quad (1)$$

$$m_f = \frac{f_c}{f_m} \quad (2)$$

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.

Khi giá trị $m_a > 1$, biên độ tín hiệu điều chế lớn hơn biên độ sóng mang thì biên độ áp hài cơ bản điện áp ra tăng không tuyến tính theo m_a . Lúc này, bắt đầu xuất hiện lượng sóng hài bậc cao tăng dần cho đến khi đạt được mức giới hạn cho bởi phương pháp sáu bước. Trường hợp này còn gọi là quá điều chế.

Đối với bộ nghịch lưu 1 pha, biên độ áp pha hài cơ bản :

$$U_{t(1)m} = m_a \times V_d \quad (3)$$

Với V_d là tổng điện áp nguồn DC

Đối với bộ nghịch lưu 3 pha, biên độ điện áp hài cơ bản:

$$U_{t(1)m} = m_a \times \frac{V_d}{2} \quad (4)$$

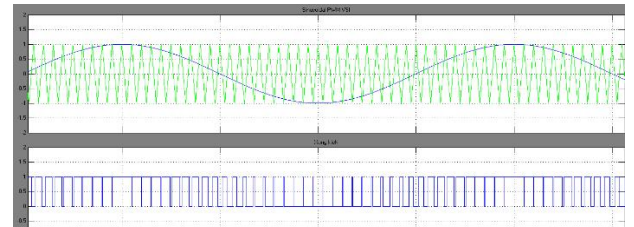
Phương pháp SPWM đạt được chỉ số lớn nhất trong vùng tuyến tính khi biên độ sóng điều chế bằng biên độ sóng mang. Khi đó:

$$m_{SPWM_max} = \frac{U_{(1)m}}{U_{(1)m-Six_step}} \quad (5)$$

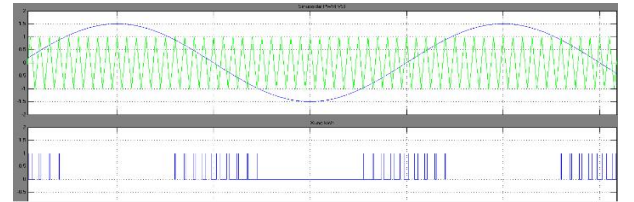
Với: $U_{(1)m}$ là biên độ hài cơ bản

$U_{(1)m-Six_step}$ là biên độ cực đại hài bậc cao theo phương pháp 6 bước.

$$m_{SPWM_max} = \frac{\frac{V_d}{2}}{\frac{2}{\pi}V_d} = \frac{\pi}{4} = 0.785(6)$$



Hình 2: Dạng sóng mang, sóng điều khiển và xung kích điều chế liên tục

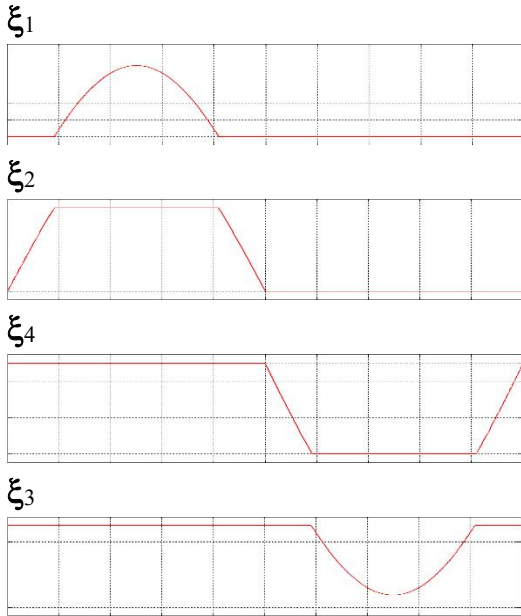


Hình 3: Dạng sóng mang, sóng điều khiển và xung kích điều chế gián đoạn

4. GIẢI THUẬT ĐỀ XUẤT

Thay vì sử dụng 1 sóng điều khiển $u_{đkj}$ và nhiều sóng mang với biên độ khác nhau (0,1), (1,2),..., (n-2,n-1), có thể sử dụng kỹ thuật CPWM với một sóng mang đơn vị (0,1) cho các cặp linh kiện (S_{j1} , S'_{j1}), (S_{j2} , S'_{j2}),..., (S_{jn-2} , S'_{jn-1}). Tuy nhiên, kỹ thuật này cần (n-1) sóng điều

khiến $\xi_{j1}, \xi_{j2}, \dots, \xi_{jn-1}$ cho $(n-1)$ cặp linh kiện.



Hình 4: Tách u_{đkj} thành 4 sóng điều khiển $\xi_1, \xi_2, \xi_3, \xi_4$

* Xác định giá trị ξ_j

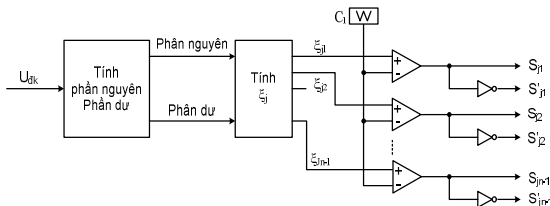
$$\text{Ta phân tích: } u_{đkj} = \text{Int}(u_{đkj}) + \xi_j \quad (7)$$

$$\xi_j = u_{đkj} - \text{Int}(u_{đkj}) \quad (8)$$

Với: $\text{Int}(u_{đkj})$ là phần nguyên của $u_{đkj}$

Và ξ_j là phần dư của $u_{đkj}$ sau khi lấy đi phần nguyên.

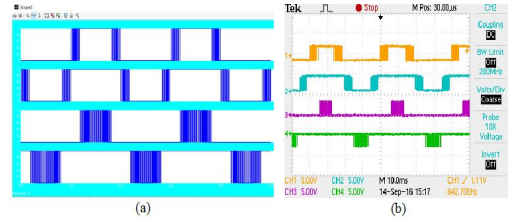
So sánh các áp điều khiển ξ_j với sóng mang chuẩn có biên độ (0,1) sẽ được các xung kích tung ương cho các cặp linh kiện.



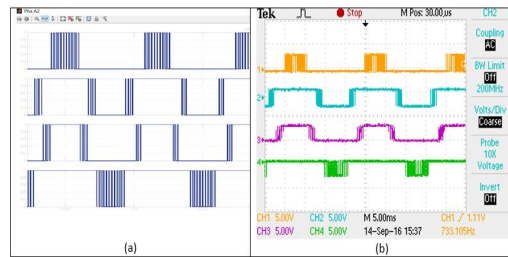
Hình 5: Sơ đồ khối kỹ thuật PWM dùng một sóng mang

5. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG VÀ THỰC NGHIỆM

Điều kiện mô phỏng, thực nghiệm với tần số sóng mang 5kHz, sóng điều khiển tần số 50Hz, tải $R=40\Omega$, $L=50\text{ mH}$, tụ điện $C=1000\mu\text{F}$, DSP 28335, máy đo Tektronik TPS 2024B, Hioki.

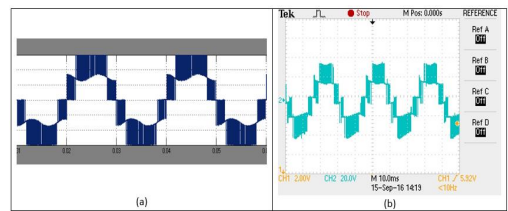


Hình 6: Dạng sóng xung kích cho các IGBT khi chưa cân bằng điện áp tụ trong mô phỏng (a) và thực nghiệm (b)



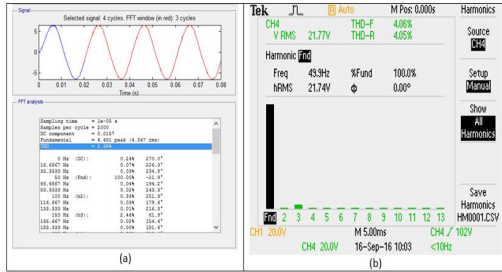
Hình 7: Dạng sóng xung kích cho các IGBT khi cân bằng điện áp tụ trong mô phỏng (a) và thực nghiệm (b)

Trong hình 6 và 7, dạng sóng xung kích cho các IGBT trong mô phỏng và thực nghiệm tương đồng nhau



Hình 8: Dạng sóng điện áp trên pha a khi chưa cân bằng điện áp tụ trong mô phỏng (a) và thực nghiệm (b)

Trong hình 8, dạng sóng điện áp trên tải bị méo dạng khá nhiều khi tác giả chưa thực hiện cân bằng điện áp trên tụ.



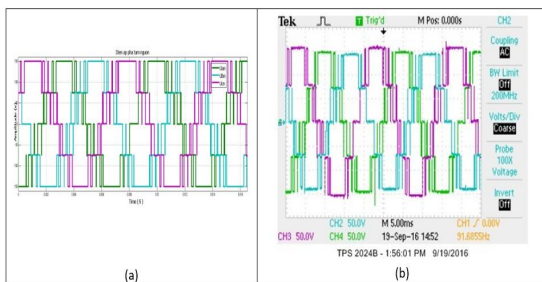
Trong hình 12, tác giả khảo sát THD điện áp theo chỉ số điều chế m. Theo khảo sát, chỉ số m tối ưu khi cả mô phỏng và thực nghiệm là 0.866.

- Khảo sát dạng sóng điện áp trên cả 3 pha

Để thực hiện khảo sát dạng sóng điện áp trên cả 3 pha. Tác giả thực hiện mô phỏng và thực nghiệm với các thông số sau đây:

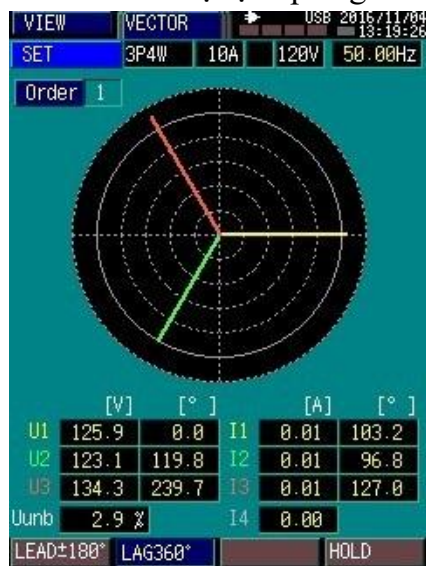
$R=40 \text{ Ohm}$, $L=50\text{mH}$, $f_s=3\text{kHz}$, $C=1000\mu\text{F}$, tần số sóng sin 50Hz.

Kết quả như sau:



Hình 13: Dạng sóng điện áp 3 pha trên mô phỏng (a) và thực nghiệm (b)

Và khảo sát độ lệch pha giữa 3 pha



Hình 14: Khảo sát độ lệch pha của 3 pha

Kết luận: Khi khảo sát trên cả 3 pha, ta nhận thấy dạng sóng trên cả 3 pha là như nhau. Các pha cách đều nhau 120° điện.

6. KẾT LUẬN

Trong bài báo này, tác giả đã tiếp cận các phương pháp về phân tích kỹ thuật điều chế độ rộng xung sóng mang cho bộ nguồn ba pha gồm hai mạch NPC ba bậc để cung cấp cho phụ tải ba pha vòng hở. So với các nghiên cứu trước đây, khi sử dụng bộ nghịch lưu 5 bậc NPC cần nhiều linh kiện hơn và việc điều khiển phức tạp hơn, từ đó dẫn đến độ ổn định của hệ thống không cao, độ bền kém. Từ các kết quả mô phỏng và thực nghiệm cho thấy muốn nâng cao chất lượng điện áp ngõ ra phải nâng số bậc của biến tần, các biến tần lai ra đời với nhiều những ưu điểm điều khiển vượt trội so với các cấu hình biến tần cơ bản, hay sử dụng linh hoạt số lượng nguồn cấp DC (như một nguồn cho công nghiệp hay dân dụng, đa nguồn cho ứng dụng nguồn năng lượng mới). Trong các cấu hình biến tần lai thì cấu hình gồm hai mạch NPC ba bậc có nhiều ưu điểm, cụ thể là: khả năng điều khiển linh hoạt, có thể sử dụng cấu hình 6 tụ hoặc 2 tụ, các giải thuật điều khiển linh động và hiệu quả. Đây là điểm mới của bài báo

TÀI LIỆU THAM KHẢO

[1] Danh Tuấn Lê, “Nghiên cứu bộ nghịch lưu ba pha năm bậc NPC”, LVThS, Đại Học Sư Phạm Kỹ Thuật TPHCM, 2015

[2] 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.

[3] Nguyễn Văn Nhò, 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 bậc NPC”, Hội nghị toàn quốc lần thứ 6 về cơ điện tử - VCM – 2012.

[4] 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.

[5] Zhongyuan Cheng ,Bin Wu, “A Novel Switching Sequence Design for Five-Level HNPC-Bridge Inverters With Improved Output Voltage Spectrum and Minimized Device Switching Frequency”, 2007

[6] Wei Wu, Jianguo Jiang, Guifeng Wang, Shutong Qiao, He Liu, “A Multilevel SVPWM Algorithm for Linear Modulation and Over Modulation Operation” , 2013

[7] Mahmud Ismaila, “A Comparative Study of SPWM on A 5-Level H-NPC Inverter”, Research Journal of Applied Sciences, Engineering and Technology 6(12): 2277-2282, 2013 ISSN: 2040-7459

[8] 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.

[9] Bin Wu, “*High-Power Converters and ac Drives*”, IEEE Press / Wiley November 2005, ISBN: 0-4717-3171-4 .

[10] Nguyễn Văn Nhò, “Giáo trình điện tử công suất”, NXB Đại học quốc gia TP.HCM, 2012.

Thông tin liên hệ tác giả chính (người chịu trách nhiệm bài viết):

Họ tên: Trần Thu Hà

Đơn vị: Đại học Sư phạm Kỹ thuật Tp.HCM

Điện thoại: 0918 75 78 76

Email: tranthuha2000@yahoo.com.vn

BÀI BÁO KHOA HỌC

THỰC HIỆN CÔNG BỐ THEO QUY CHẾ ĐÀO TẠO THẠC SĨ

Bài báo khoa học của học viên

có xác nhận và đề xuất cho đăng của Giảng viên hướng dẫn



Bản tiếng Việt ©, TRƯỜNG ĐẠI HỌC SƯ PHẠM KỸ THUẬT TP. HỒ CHÍ MINH và TÁC GIẢ

Bản quyền tác phẩm đã được bảo hộ bởi Luật xuất bản và Luật Sở hữu trí tuệ Việt Nam. Nghiêm cấm mọi hình thức xuất bản, sao chụp, phát tán nội dung khi chưa có sự đồng ý của tác giả và Trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật TP. Hồ Chí Minh.

ĐỂ CÓ BÀI BÁO KHOA HỌC TỐT, CẦN CHUNG TAY BẢO VỆ TÁC QUYỀN!