

# KỸ THUẬT PWM CẢI TIẾN CHO NGHỊCH LƯU 5 BẬC CASCADE H-BRIDGE VỚI KHẢ NĂNG TĂNG ÁP

## MODIFIED PWM STRATEGY FOR FIVE LEVEL CASCADE H-BRIDGE INVERTER WITH BOOST VOLTAGE CAPABILITY

Đỗ Đức Trí<sup>1</sup>, Quách Thanh Hải<sup>1</sup>, Trần Vĩnh Thanh<sup>1</sup>,  
Nguyễn Thanh Phương<sup>2</sup>, Phan Phúc Huy<sup>2</sup>, Văn Đức Chiến<sup>2</sup>  
<sup>1</sup>Trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật Thành phố Hồ Chí Minh, Việt Nam  
<sup>2</sup>Trường Đại học Công Nghệ Thành phố Hồ Chí Minh, Việt Nam

Ngày toà soạn nhận bài 2/8/2019, ngày phản biện đánh giá 28/8/2019, ngày chấp nhận đăng 3/10/2019

### TÓM TẮT

Nghịch lưu tăng áp tựa khóa chuyển mạch (*qSBI*) có ưu điểm hơn so với nghịch lưu tựa nguồn Z (*qZSI*), với việc giảm một tụ điện và một cuộn dây. Nghịch lưu tựa khóa chuyển mạch không chỉ được áp dụng cho cấu hình liên kết cầu H (*CHB*) để tạo ra một bộ nghịch lưu năm bậc một pha liên kết mới (*NCHB-1P-5LI*) mà còn giảm độ gợn dòng điện của cuộn cảm bằng cách sử dụng hai sóng mang tần số cao  $V_{car1}$  và  $V_{car2}$ , với  $V_{car2}$  được tạo ra bằng cách dịch pha  $V_{car1}$   $90^\circ$ . Bài báo này trình bày phân tích mạch, các nguyên lý hoạt động và kết quả mô phỏng của *CHB-5L-qSBI*. Một mô hình thực nghiệm được xây dựng dựa trên bộ xử lý tín hiệu số (*DSP*) *TMS320F28335* để kiểm tra nguyên lý hoạt động của *CHB-5L-qSBI*.

**Từ khóa:** Nghịch lưu ghép cầu H; Nghịch lưu tăng áp; nghịch lưu năm bậc; ngắn mạch; nghịch lưu tựa nguồn Z.

### ABSTRACT

The quasi-switched boost inverter (*qSBI*) has the advantage over the quasi-Z-source inverter (*qZSI*) in reducing one capacitor and one inductor. The *qSBI* is not only applied to the cascaded H-bridge (*CHB*) topology to create a new cascaded single-phase five-level inverter (*CHB-1P-5LI*) but also reduces the current ripple of the inductor by using two high-frequency carriers  $v_{car1}$  and  $v_{car2}$ , where  $v_{car2}$  is generated by shifting  $v_{car1}$  through  $90^\circ$ . This paper presents circuit analysis, the operating principles, and simulation results of the *CHB-5L-qSBI*. A laboratory prototype was constructed based on a *DSP TMS320F28335* to validate the operating principle of the *CHB-5L-qSBI*.

**Keywords:** Cascaded H-bridge inverter; boost inverter; five-level inverter; shoot-through state (*ST*); quasi-Z-source inverter.

## 1. GIỚI THIỆU

Ngày nay, nghịch lưu đa bậc đóng vai trò quan trọng cho những ứng dụng công suất cao bởi vì những lợi thế của chúng so với các bộ nghịch lưu điều chế độ rộng xung (*PWM*) thông thường. Những lợi thế của bộ biến tần đa bậc như sau: dạng sóng ngõ ra được cải thiện với *THD* thấp hơn, kích thước bộ lọc nhỏ hơn và nhiễu điện từ thấp hơn (*EMI*). [1] - [4]. Những cấu hình nghịch lưu đa bậc truyền thống có ba dạng nghịch lưu tổng quát

đó là: cấu hình diode kẹp (*Neutral Point Clamped-NPC*), cấu hình tụ bay (*Flying Capacitor-FC*) và cấu hình ghép tầng cầu H (*Cascade H-Bridge-CHB*) [5] - [7]. Các diode và tụ điện được sử dụng để làm tăng các mức điện áp ngõ ra trong nghịch lưu diode kẹp và tụ bay. Mặt khác, để đạt được mức điện áp ngõ ra cao phải tăng nguồn *DC* ngõ vào.

Nghịch lưu *CHB-5L* thông thường, mỗi nghịch lưu sử dụng một điện áp *DC-link* để tạo một điện áp được điều chế ở ngõ ra. Tổng

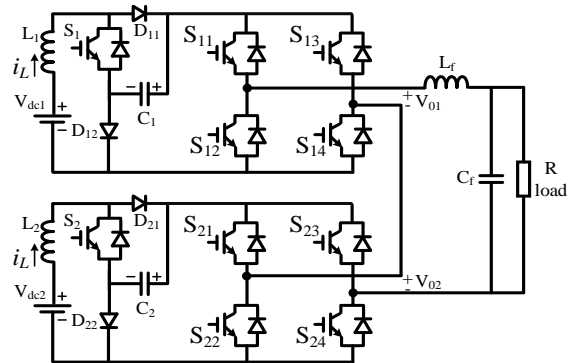
điện áp ngõ ra của CHB đạt được bởi tổng của hai ngõ ra nghịch lưu độc lập. Mỗi nghịch lưu có thể tạo ngõ ra ba bậc. Cấu hình Cascade này có một vài thuận lợi như: sử dụng nguồn độc lập và có thể ghép nhiều module cầu H. Ngoài ra, điện áp ngõ ra của CHB đạt đến điện áp trung bình và có số bậc ngõ ra cao dẫn đến giảm kích thước của bộ lọc ngõ ra cũng như không cần sử dụng biến áp tăng áp. Tuy nhiên, nghịch lưu CHB truyền thống chỉ hoạt động giảm áp (điện áp AC ngõ ra thấp hơn điện áp DC ngõ vào). Hơn nữa, CHB truyền thống không cho phép trạng thái hai khóa trên cùng một nhánh dẫn đồng thời (hiện tượng trùng dẫn - Shoot Through). Hiện tượng này làm ngắn mạch nguồn áp ngõ vào nghịch lưu gây hư hại đối với hệ thống. Bộ dead-time thường được sử dụng để hạn chế ảnh hưởng của ST. Tuy nhiên, việc sử dụng dead-time làm suy giảm hiệu suất của bộ chuyển đổi công suất.

Để cải tiến những bất lợi của nghịch lưu CHB truyền thống, nghịch lưu CHB tựa nguồn Z (CHB-qSBI) với một chặng chuyển đổi được trình bày trong [8]. Một giải thuật điều khiển mới phát triển CHB tựa nguồn Z cho nghịch lưu một pha đa bậc nối lưới được trình bày trong [9]. Tuy nhiên, mỗi module của mạng nguồn kháng đã sử dụng hai tụ điện và hai cuộn dây khi mức điện áp ngõ ra yêu cầu cao hơn, dẫn đến kích thước của tụ điện và cuộn dây phải lớn hơn, kết quả sẽ làm tăng trọng lượng và giá thành của hệ thống.

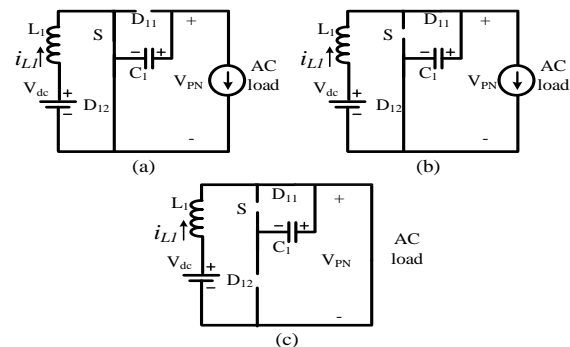
Để cải thiện những bất lợi về trọng lượng, kích thước và giá thành của hệ thống, một cấu hình nghịch lưu tăng áp bằng khóa chuyển mạch (SBI) được trình bày trong [10]. Trạng thái ngắn mạch để tăng áp của SBI được sử dụng giống như nghịch lưu tựa nguồn Z. Tuy nhiên, SBI sử dụng nhiều hơn một khóa tích cực và một diode so với nghịch lưu tựa nguồn Z. Một cấu hình mới được đề xuất đó là nghịch lưu tăng áp tựa khóa chuyển mạch (qSBI) được đề xuất trong [11] để giảm điện áp stress trên tụ, tăng hệ số tăng áp và cải tiến dòng điện ngõ vào. Một báo cáo về sự so sánh giữa hai cấu hình qSBI và qZSI được trình bày trong [12]. Những ưu

điểm của qSBI so với qZSI có tính nổi trội như sau: sử dụng ít hơn một cuộn dây, với điện cảm cao hơn và sử dụng ít hơn một tụ điện với điện dung thấp hơn, hệ số tăng áp cao hơn khi so sánh cùng các thông số, dòng điện đặt trên diode và khóa tích cực thấp hơn và hiệu suất cao hơn. Do các ưu điểm của qSBI so với các cấu hình đã trình bày ở trên. Vì thế cấu hình CHB-5L-qSBI được phân tích và kiểm chứng thông qua mô phỏng bằng phần mềm PSIM và kiểm chứng trên mô hình thực nghiệm.

## 2. CẤU HÌNH NGHỊCH LƯU CASCADE H-BRIDGE 5 BẬC TỰA KHÓA CHUYỂN MẠCH



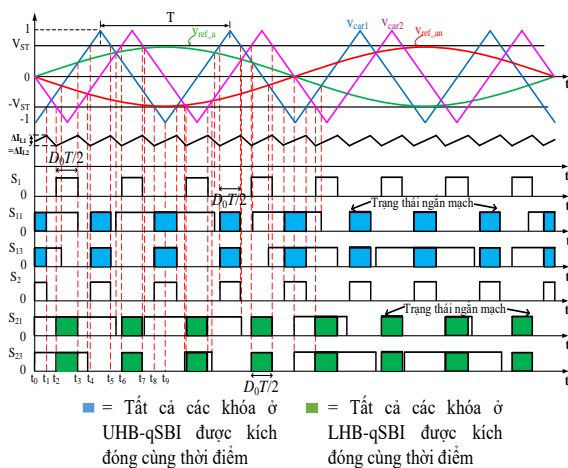
Hình 1. Cấu trúc của bộ CHB-5L-qSBI



Hình 2. Nguyên lý hoạt động của bộ CHB-5L-qSBI

Cấu trúc của mạch CHB-5L-qSBI gồm hai mạch nghịch lưu cầu H tựa khóa chuyển mạch (HB-qSBI) ghép nối tiếp với nhau là HB-qSBI trên (UHB-qSBI) và HB-qSBI dưới (LHB-qSBI) được biểu diễn như Hình 1. Mỗi mạch có cấu tạo gồm một mạng trở kháng (qSB) đặt phía trước mạch cầu H (HB). Mạng qSB gồm có một cuộn dây ( $L_1$  hoặc  $L_2$ ), một tụ điện ( $C_1$  hoặc  $C_2$ ) hai diode ( $D_{11}$ ,  $D_{12}$  hoặc  $D_{21}$ ,  $D_{22}$ ) và một khóa bán dẫn

( $S_1$  hoặc  $S_2$ ). HB có cấu tạo gồm 4 khóa bán dẫn ( $S_{11}, S_{12}, S_{13}, S_{14}$  của UHB-qSBI) hoặc ( $S_{21}, S_{22}, S_{23}, S_{24}$  của LHB-qSBI) được biểu diễn ở Hình. 1. Với cấu trúc này, mỗi HB có khả năng tạo ra 3 cấp điện áp ở ngõ ra:  $+V_{PN}$ , 0,  $-V_{PN}$  bằng cách kích đóng các khóa bán dẫn tương ứng được liệt kê như Bảng 1. Trong đó,  $V_{PN}$  là điện áp ngõ ra của mạng qSB. Điện áp ngõ ra của CHB-5L-qSBI là tổng điện áp ngõ ra của hai mạch HB-qSBI.



Hình 3. Kỹ thuật điều khiển PWM cải tiến của CHB-5L-qSBI

Bảng 1. Trạng thái đóng cắt của HB-qSBI ( $x = 1, 2$ )

Trạng thái	Khóa được kích đóng	Diode dẫn	Điện áp ngõ ra
NST 1	$S_x, S_{x1}, S_{x4}$	$D_{x2}$	$+V_{PN}$
	$S_x, S_{x2}, S_{x4}$		0
	$S_x, S_{x1}, S_{x3}$		0
	$S_x, S_{x2}, S_{x3}$		$-V_{PN}$
NST 2	$S_{x1}, S_{x4}$	$D_{x1},$ $D_{x2}$	$+V_{PN}$
	$S_x, S_{x2}, S_{x4}$		0
	$S_x, S_{x1}, S_{x3}$	0	
	$S_x, S_{x2}, S_{x3}$	$-V_{PN}$	
ST	$S_{x1}, S_{x2},$ $S_{x3}, S_{x4},$	$D_{x1}$	0

Do đó, ngõ ra của mạch nghịch lưu có 5 bậc điện áp là:  $+2V_{PN}, +V_{PN}, 0, -V_{PN}, -2V_{PN}$ .

Phương pháp PWM điều khiển mạch HB-5L-qSBI sử dụng hai tín hiệu tham chiếu dạng sine ( $V_{ref\_a}$  và  $V_{ref\_an}$ ) và hai tín hiệu

sóng mang có tần số cao lệch pha nhau  $90^\circ$  ( $V_{car1}$  và  $V_{car2}$ ) được biểu diễn ở Hình. 3. Tín hiệu tham chiếu có phương trình như sau:

$$\begin{cases} V_{ref\_a} = m \cdot \sin(\theta) \\ V_{ref\_an} = -m \cdot \sin(\theta) \end{cases} \quad (1)$$

Trong đó:  $m$  là chỉ số điều chế ( $0 \leq m \leq 1$ ),  $\theta$  là góc pha  $0 \leq \theta \leq 2\pi$ .

Hai tín hiệu  $V_{ST}$  và  $-V_{ST}$  được sử dụng để tạo xung kích ngắn mạch cho mạch HB và các khóa  $S_x$  của mạch qSB.

Trạng thái đóng ngắt các khóa của HB-5L-qSBI được biểu diễn trong Hình. 3. Trong đó xung kích cho khóa  $S_{12}$  và  $S_{14}$  là nghịch đảo của  $S_{11}$  và  $S_{13}$ . Tương tự cho 4 khóa  $S_{21}, S_{22}, S_{23}, S_{24}$ . Trạng thái ngắn mạch được tạo ra bằng cách kích đóng tất cả các khóa của HB được biểu thị bằng ký hiệu  $\blacksquare$  và  $\blacksquare$  cho mạch UHB-qSBI và LHB-qSBI.

## 2.1 Nguyên lý hoạt động

Do hoạt động của hai mạch HB-qSBI là tương tự như nhau nên bài báo này chỉ phân tích nguyên lý hoạt động của mạch UHB-qSBI.

Có hai chế độ chính trong suốt quá trình hoạt động của UHB-qSBI đó là: chế độ không ngắn mạch (NST) và chế độ ngắn mạch (ST).

### 2.1.1 Trạng thái không ngắn mạch

Trạng thái NST 1: (từ  $t_2$  đến  $t_3$  và  $t_6$  đến  $t_7$ ) được biểu diễn như Hình. 2a. Trong trạng thái này, khóa  $S_1$  đóng, diode  $D_{11}$  phân cực ngược trong khi diode  $D_{12}$  phân cực thuận. Mạch nghịch lưu có thể tạo ra 3 cấp điện áp trên ngõ ra tùy thuộc vào trạng thái đóng ngắt của các khóa bán dẫn trên cầu H. Tự điện  $C_1$  xả năng lượng trong khi cuộn dây  $L_1$  được nạp năng lượng từ nguồn. Điện áp qua cuộn dây  $L_1$  được xác định như sau:

$$V_{L1} = V_{dc1} \quad (2)$$

Trạng thái NST 2: (từ  $t_1$  đến  $t_2, t_3$  đến  $t_4, t_5$  đến  $t_6$  và  $t_7$  đến  $t_8$ ) được biểu diễn ở Hình. 2b. Khóa  $S_1$  được kích ngắt, mạch nghịch lưu tạo ra 3 cấp điện áp ở ngõ ra. Diode  $D_{11}$  và  $D_{12}$  phân cực thuận. Cuộn dây  $L_1$  truyền năng

lượng từ nguồn đến tải. Tụ điện  $C_1$  được nạp năng lượng. Điện áp qua cuộn dây được tính toán như sau:

$$V_{L1} = V_{dc} - V_{C1} \quad (3)$$

### 2.1.2 Trạng thái ngắn mạch

Trạng thái ST: ( $t_0$  đến  $t_1$ ,  $t_4$  đến  $t_5$  và  $t_8$  đến  $t_9$ ) được biểu diễn như hình 2c. Trong khoảng thời gian này, tất cả các khóa trên mạch cầu H được kích đóng đồng thời. Do đó điện áp ngõ ra cũng như điện áp DC-link của mạch nghịch lưu bằng không. Tụ điện  $C_1$  được cách ly ra khỏi mạch công suất do diode  $D_{12}$  phân cực ngược và khóa  $S_1$  được kích ngắt. Trong khi diode  $D_{11}$  được phân cực thuận. Cuộn dây  $L_1$  được nạp năng lượng từ nguồn DC ngõ vào. Tương tự như trạng thái NST 1, điện áp qua cuộn dây  $L_1$  được xác định như sau:

$$V_{L1} = V_{dc} \quad (4)$$

### 2.2 Phân tích trạng thái ổn định

Tổng thời gian tồn tại của trạng thái ST và trạng thái NST 1 trong một chu kỳ sóng mang (từ  $t_0$  đến  $t_9$  được biểu diễn như Hình. 3) là  $2D_0T$ . Từ đó, dễ dàng xác định được thời gian tồn tại của trạng thái NST 2 là  $(1-2D_0)T$ . Giả sử, tụ điện  $C_1$  có giá trị đủ lớn để điện áp trên tụ điện có giá trị không đổi trong suốt quá trình hoạt động. Điện áp của tụ  $C_1$  trong trạng thái xác lập được xác định như sau:

$$V_{C1} = \frac{V_{dc1}}{1-2D_0} \quad (5)$$

Đối với phương pháp PWM điều khiển cho CHB-5L-qSBI được biểu diễn ở Hình. 3, thời gian ngắn mạch cho hai mạch cầu H cũng như thời gian kích đóng cho khóa  $S_1$  và  $S_2$  trong một chu kỳ sóng mang là như nhau. Do đó, điện áp trên tụ  $C_2$  được xác định như sau:

$$V_{C2} = V_{C1} = V_C = \frac{V_{dc}}{1-2D_0} \quad (6)$$

Độ gợn sóng dòng điện qua 2 cuộn dây  $L_1$  và  $L_2$  là như nhau và được tính toán như:

$$\Delta I_L = \frac{1}{2Lf} V_{dc} D_0 \quad (7)$$

Biên độ đỉnh của sóng hài bậc một điện áp ngõ ra được tính dựa trên chỉ số điều chế  $m$ , hệ số ngắn mạch  $D_0$  và điện áp ngõ vào như sau:

$$V_x = m \cdot 2V_C = m \cdot \frac{2V_{dc}}{1-2D_0} \quad (8)$$

$m$  là chỉ số điều chế và được xác định

$$0 \leq m \leq 1 \quad (9)$$

$D_0$  là hệ số ngắn mạch và được xác định

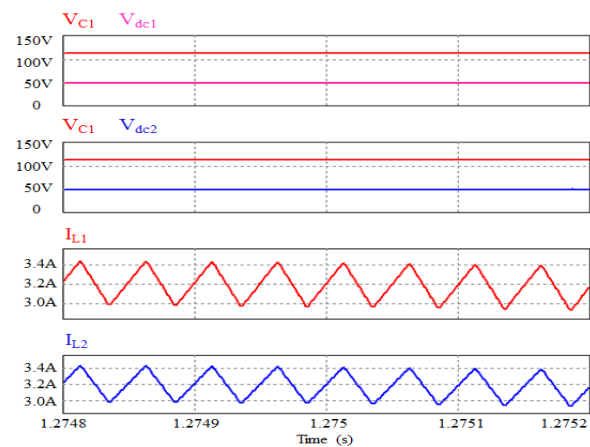
$$m + D_0 \leq 1 \quad (10)$$

## 3. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG VÀ THỰC NGHIỆM

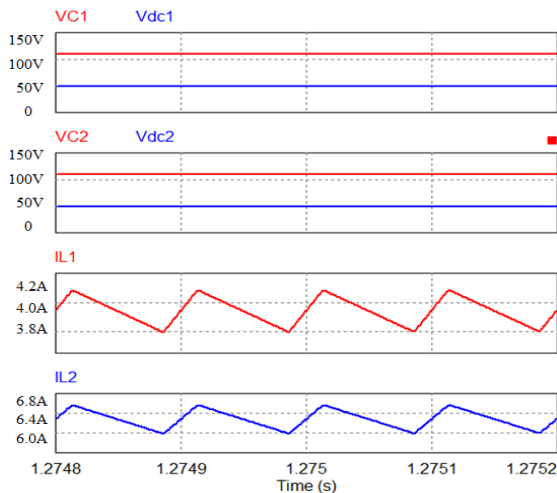
### 3.1 Kết quả mô phỏng

**Bảng 2.** Thông số mô phỏng và thực nghiệm cho CHB-5L-qSBI.

Thông số các thành phần		Giá trị
Điện áp ngõ vào	$V_{dc}$	50 V
Điện áp ngõ ra	$V_o$	110 V
Tần số ngõ ra	$f_o$	50 Hz
Tần số sóng mang	$f_s$	5 kHz
Tỉ số ngắn mạch	$D$	0.273
Tỉ số điều chế	$M$	0.727
Điện cảm	$L_1 = L_2$	3mH/ 20 A
Tụ điện	$C_1 = C_2$	2200 $\mu$ F/400 V
Mạch lọc LC	$L_f$ và $C_f$	3mH và 10 $\mu$ F
Tải trở	$R_t$	40 $\Omega$

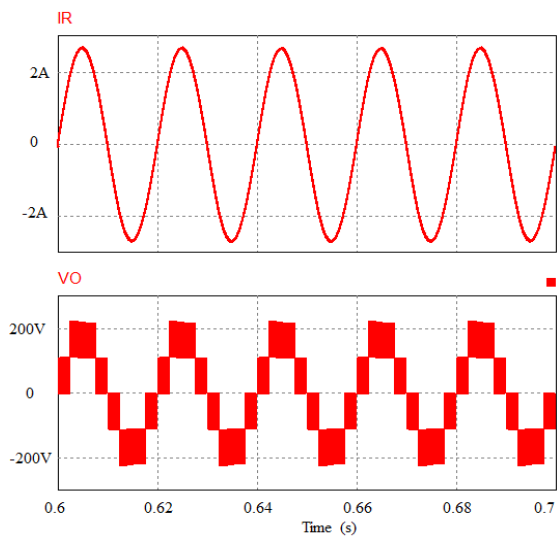


**Hình 4.** Kết quả mô phỏng từ trên xuống dưới: dạng sóng điện áp trên tụ ( $C_1$ ,  $C_2$ ) và điện áp ngõ vào ( $V_{dc1}$ ,  $V_{dc2}$ ), dòng điện của cuộn dây tăng áp ( $I_{L1}$  và  $I_{L2}$ ) cho CHB-5L-qSBI.



**Hình 5.** Kết quả mô phỏng từ trên xuống dưới: dạng sóng điện áp trên tụ ( $C_1$ ,  $C_2$ ) và điện áp ngõ vào ( $V_{dc1}$ ,  $V_{dc2}$ ), dòng điện của cuộn dây tăng áp ( $I_{L1}$  và  $I_{L2}$ ) cho PWM thông thường.

Bảng 2 liệt kê các thông số kỹ thuật của mô phỏng và thực nghiệm cho cấu hình CHB-5L-qSBI. Để kiểm tra nguyên lý hoạt động của CHB-5L-qSBI như trong Hình. 1, phần mềm mô phỏng PSIM được sử dụng. Khởi tạo  $V_{dc1} = V_{dc2} = 50$  V. Điện áp ngõ ra của CHB-5L-qSBI có năm cấp; và điện áp tải là 110 Vrms.



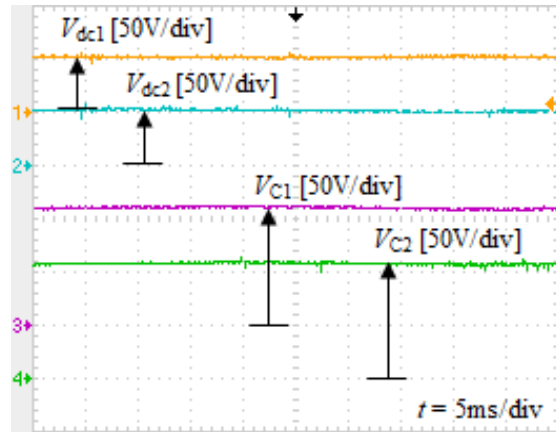
**Hình 6.** Kết quả mô phỏng dạng sóng dòng điện ngõ ra ( $I_R$ ) và điện áp ngõ ra ( $V_0$ ).

Hình. 4, điện áp ngõ vào ( $V_{dc1}$  và  $V_{dc2}$ ) được khởi tạo 50V và điện áp trên tụ đạt ( $V_{C1}$  và  $V_{C2}$ ) 110V, dòng điện trên cuộn dây tăng áp ( $I_{L1}$  và  $I_{L2}$ ) 3.2A. Hình. 5 điện áp ngõ vào và điện áp trên tụ có giá trị như nhau tuy nhiên với giải thuật PWM thông thường giá trị dòng

điện trung bình trên cuộn dây tăng áp đạt 4.0A. Như kết quả từ Hình. 4 và Hình. 5 có thể thấy rằng, dòng điện trung bình của cuộn tăng áp trong giải thuật PWM cải tiến giảm 0.8A so với giải thuật PWM thông thường.

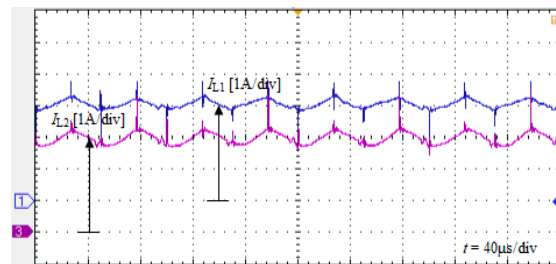
Hình. 6 có thể thấy rằng dòng điện hiệu dụng ngõ ra trên tải R đạt được 1.89A và điện áp ngõ ra hiệu dụng đạt được 156V.

### 3.2 Kết quả thực nghiệm

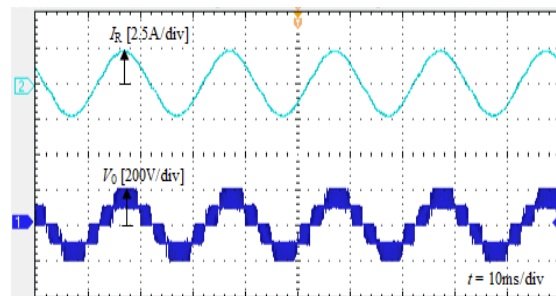


**Hình 7.** Kết quả thực nghiệm dạng sóng ngõ ra của dòng điện  $I_a$  và điện áp pha  $V_o$

Hình. 7, từ trên xuống dưới, có thể thấy rằng điện áp ngõ vào  $V_{dc1}=V_{dc2}=50$ V, điện áp trên tụ  $V_{c1}=V_{c2}=108$ V. Kết quả thực nghiệm gần với kết quả mô phỏng.

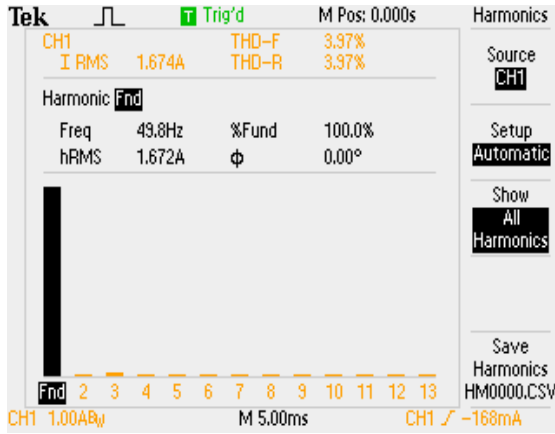


**Hình 8.** Kết quả thực nghiệm dạng sóng dòng điện  $I_{L1}$  và  $I_{L2}$  của cuộn dây tăng áp.



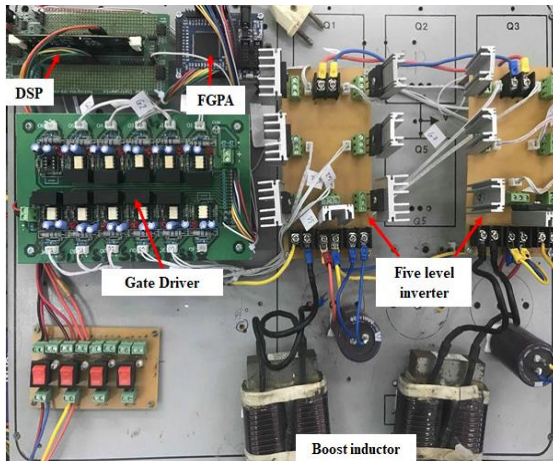
**Hình 9.** Kết quả thực nghiệm dạng sóng dòng điện ngõ ra ( $I_R$ ) và điện áp ngõ ra ( $V_0$ ).

Hình. 8, dòng điện trên các cuộn dây tăng áp đạt  $I_{L1}=I_{L2}= 3.15A$  tại thời gian  $40\mu s/div$ . Kết quả Hình. 8 so với kết quả mô phỏng Hình. 4 nhỏ hơn  $0.05A$ . Bởi vì, trong kết quả thực nghiệm các khóa công suất phải chịu điện áp rơi còn kết quả mô phỏng điện áp rơi được xem như lý tưởng.



Hình 10. Kết quả thực nghiệm THD của dòng điện ngõ ra ( $I_R$ ).

Hình. 10 trình bày độ méo dạng dòng điện ngõ ra ( $THD_i$ ) đạt được 3.97% tại trị hiệu dụng dòng điện 1.674A. Với kết quả  $THD_i$  này đã thỏa mãn tiêu chí nhỏ hơn 5% của tiêu chuẩn IEC61000-4-30 Edition 2 Class A [13].



Hình 11. Mô hình thực nghiệm cho CHB-5L-qSBI.

Hình. 9 trình bày kết quả thực nghiệm của dòng điện ngõ ra ( $I_R$ ) và điện áp ngõ ra ( $V_0$ ). Từ kết quả này có thể thấy trị hiệu dụng dòng điện đạt được 1.73A và điện áp hiệu dụng ngõ ra đạt được 145V.

Hình. 11 trình bày kết quả mô hình thí nghiệm cho hệ thống CHB-5L-qSBI.

#### 4 KẾT LUẬN

Bài báo này đã trình bày một mạng nguồn kháng qSB được kết nối với nghịch lưu cascade cầu H 1 pha năm bậc. Bên cạnh các tính năng tăng, giảm áp (Buck-Boost), chịu đựng ngắn mạch và đa bậc. Với giải thuật đã trình bày, giải thuật này còn có thể giảm độ gợn dòng điện của cuộn dây tăng áp.

Nguyên lý hoạt động và kết quả mô phỏng và thực nghiệm cho cấu hình CHB-5L-qSBI đã được phân tích phù hợp với cơ sở lý thuyết. Cấu hình và giải thuật cho CHB-5L-qSBI phù hợp với các ứng dụng công suất trung bình và nhỏ như: hệ thống PV, pin nhiên liệu và động cơ.

#### LỜI CẢM ƠN

Bài báo này được thực hiện tại phòng thí nghiệm điện tử công suất nâng cao D405 với sự hỗ trợ của dự án KC186 của Trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật Thành phố Hồ Chí Minh.

#### Danh mục từ viết tắt

THD	Total Harmonic Distortion
qSBI	Quasi Switch Boost Inverter
CHB-FL	Cascaded H-Bridge Five-Level
CHB-5L-qSBI	Cascaded H-Bridge Five-Level quasi switch boost inverter
qZS	Quasi-Z-Source
CHB	Cascaded H-Bridge
PWM	Pulse Width Modulation
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
SPWM	Sine Pulse Width Modulation

## TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Quách Thành Hải, Lê Huỳnh Lý, Đỗ Đức Trí, “Giải thuật điều chế sóng mang với đa sóng điều khiển cho nghịch lưu lai 5 bậc,” *Tạp chí Khoa học Giáo dục Kỹ thuật, Trường Đại học Sư Phạm Kỹ thuật*, số 41, Mar. 2017.
- [2] Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications’, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 49, (4), pp. 724–738, 2002.
- [3] Kouro, S., Malinowski, M., Gopakumar, K., et al.: ‘Recent advances and industrial applications of multilevel converters’, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 57, (8), pp. 2553–2580, 2010.
- [4] Pereda, J., Dixon, J.: ‘Cascaded multilevel converters: optimal asymmetries and floating capacitor control’, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 60, (11), pp. 4784–4793, 2013.
- [5] Rodriguez, J., Bernet, S., Steimer, P. K., et al.: ‘A survey on neutral-point clamped inverters’, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 57, (7), pp. 2219–2230, 2010.
- [6] Druant, J., Vyncke, T., Belie, F. D., et al.: ‘Adding inverter fault detection to model-based predictive control for flying-capacitor inverters’, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 62, (4), pp. 2054–2063, 2015.
- [7] Ding K., Cheng K.W.E., Zou Y.P.: ‘Analysis of an asymmetric modulation methods for cascaded multilevel inverters’, *IET Power Electron.*, 5, (1), pp. 74–85, 2012.
- [8] Sun, D., Ge, B., Yan, X., et al.: ‘Modeling, impedance-design, and efficiency analysis of quasi-Z-source module in cascaded multilevel photovoltaic power system’, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 61, (11), pp. 6108–6117, 2014.
- [9] Liu, Y., Ge, B., Abu-Rub, H., et al.: ‘An effective control method for quasi-Zsource cascade multilevel inverter-based grid-tie single-phase photovoltaic power system’, *IEEE Trans. Ind. Inform.*, 10, (1), pp. 399–407, 2014.
- [10] Ravindranath, A., Mishra, S., Joshi, A.: ‘Analysis and PWM control of switched boost inverter’, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 60, (12), pp. 5593–5602, 2013.
- [11] Nguyen, M. K., Le, T. V., Park, S. J., et al.: ‘A class of quasi-switched boost inverters’, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 62, (3), pp. 1526–1536, 2015.
- [12] Nguyen, M. K., Lim, Y. C., Park, S. J.: ‘A comparison between single-phase quasi-Z-source and quasi-switched boost inverters’, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 62, (10), pp. 6336–6344, 2015.
- [13] IEC 61000-4-30: 2015. *Testing and Measuring Techniques—Power Quality Measurement Methods*; IEC: Geneva, Switzerland, 2015.



© 2019 by the authors. Submitted for possible open access publication under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution (CC BY) license (<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>).

### Tác giả chịu trách nhiệm bài viết:

Đỗ Đức Trí

Trường Đại học Sư Phạm Kỹ Thuật Tp. HCM

Email: tridd@hcmute.edu.vn