

# GIẢI THUẬT PWM CẢI TIẾN CHO NGHỊCH LƯU BA BẬC HÌNH T ĐỂ TĂNG HỆ SỐ TĂNG ÁP

## MODIFIED PWM STRATEGY FOR THREE LEVEL T-TYPE INVERTER TO INCREASE BOOST FACTOR

Đỗ Đức Trí<sup>1</sup>, Trần Vĩnh Thanh<sup>1</sup>, Nguyễn Phan Thanh<sup>1</sup>, Chiêm Trọng Hiền<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật Thành phố Hồ Chí Minh, Việt Nam.

<sup>2</sup>Đại học Công nghiệp Thực phẩm, Thành phố Hồ Chí Minh, Việt Nam.

Ngày toà soạn nhận bài 9/4/2021, ngày phân biên đánh giá 4/5/2021, ngày chấp nhận đăng 11/5/2021.

### TÓM TẮT

Trong bài báo này, một giải thuật PWM cải tiến cho nghịch lưu tăng áp tựa khóa chuyển mạch hình T ba bậc (TL-MqSBT<sup>2</sup>I) để tăng hệ số tăng áp được trình bày. Trạng thái ngắn mạch (ST) được chèn vào các vector zero nhằm mục đích tăng áp mà không ảnh hưởng đến điện áp ngõ ra. Phương pháp điều khiển xung ngắn mạch cải tiến có thể tăng hệ số tăng áp lên đến 66.67% so với phương pháp điều khiển truyền thống khi chu kỳ đóng  $D_0$  là 0.15. Bằng cách kết hợp kỹ thuật ngắn mạch xen kẽ và ngắn mạch đồng thời giữa mạng nguồn kháng và nghịch lưu hình T. Nguyên lý hoạt động và phương pháp điều khiển tổng quát cho cấu hình này được trình bày chi tiết. Kết quả mô phỏng được thực hiện trên phần mềm PSIM để chứng minh tính chính xác của phương pháp này.

**Từ khóa:** Nghịch lưu đa bậc; nguồn Z; Tăng áp tựa khóa chuyển mạch; Nghịch lưu hình T; Hệ số tăng áp cao.

### ABSTRACT

In this paper, a modified pulse-width modulation (PWM) strategy for the three-level quasi-switched boost T-type inverter (TL-MqSBT<sup>2</sup>I) to increase boost factor is presented. The Shoot through (ST) state is inserted into zero vector in order not to affect the output voltage. Modified shoot through pulse control method can increase boost factor up to 66.67% as compared to the traditional control method when the duty cycle  $D_0$  is 0.15. By combining the technique of alternating short-through and full short-through between impedance source network and T-Type inverter. The operation principle and overall control strategy for this configuration are also detailed. The simulation is implemented with the help of PSIM software to demonstrate the accuracy of this strategy.

**Keywords:** Multilevel inverter; Z Source; Quasi Switch Boost; T-Type inverter; High boost factor.

## 1. GIỚI THIỆU

Ngày nay, ngành công nghiệp đã và đang ứng dụng nguồn năng lượng tái tạo như: Năng lượng gió (wind), năng lượng mặt trời (Photovoltaic), pin nhiên liệu (fuel cell), nguồn công suất liên tục (uninterrupted power supply), việc tạo ra nguồn điện sạch sẽ thân thiện với môi trường. Các bộ chuyển đổi năng lượng một

chiều (DC) thành điện xoay chiều (AC) đóng vai trò quan trọng cho quá trình chuyển đổi năng lượng tái tạo này phục vụ cho hệ thống phân phối. Bộ nghịch lưu nguồn áp (VSI) được áp dụng phổ biến trong những cấu hình nghịch lưu. Tuy nhiên, các bộ nghịch lưu này (VSI) có một số nhược điểm như điện áp hiệu dụng đầu ra nhỏ hơn nguồn điện áp một chiều đầu vào. Vì vậy, các nghịch lưu này (VSI) chỉ hoạt

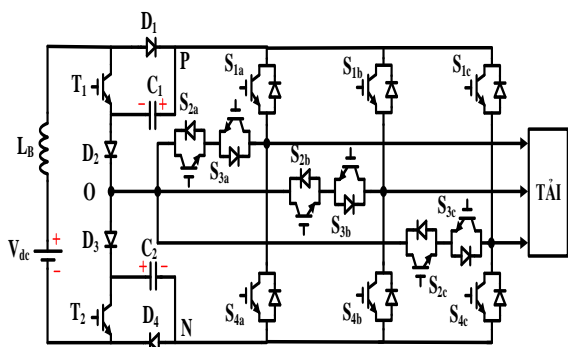
động ở chế độ giảm áp (Buck). Khi các bộ nghịch lưu có yêu cầu hoạt động ở chế độ tăng-giảm áp, bộ chuyển đổi DC-DC được bổ sung ghép nối tiếp với bộ nghịch lưu truyền thống để tăng điện áp đầu ra từ điện áp một chiều đầu vào thấp, việc chuyển đổi này hình thành một bộ chuyển đổi công suất hai chặng [1], [2]. Trong [3] hai bộ chuyển đổi miniboost được nối tiếp với bộ nghịch lưu truyền thống với mục đích nâng cao hiệu suất. Tuy vậy, các bộ nghịch lưu hai chặng truyền thống vẫn hoạt động trạng thái ngắn mạch (trạng thái hai khóa công suất trên một nhánh dẫn cùng thời gian). Để tránh hiện tượng ngắn mạch, bộ deadtime được tăng cường để đảm bảo không bị trùng dẫn. Việc tăng cường bộ deadtime sẽ gia tăng chi phí và kích thước của bộ chuyển đổi cũng như tăng méo dạng sóng hài tổng (THD) ảnh hưởng đến chất lượng đầu ra của bộ chuyển đổi.

Nghịch lưu nguồn Z (ZSI) còn được gọi là bộ nghịch lưu một chặng được đề xuất vào năm 2003 bởi nhà khoa học Fang Z Peng. Nghịch lưu nguồn Z với khả năng hoạt động tăng-giảm áp và giải quyết được vấn đề ngắn mạch đã tồn tại trong các cấu hình hai chặng truyền thống [4]. Tuy nhiên, cấu hình nghịch lưu nguồn Z tồn tại một số bất lợi: Dòng điện ngõ vào khi khởi động khá cao, điện áp đặt trên tụ điện lớn cũng như dòng điện đầu vào không liên tục. Để giải quyết những vấn đề bất lợi vừa đề cập, nghịch lưu tựa nguồn Z (qZSI) được đề xuất [5]-[7]. Các cấu hình này sử dụng các phần tử công suất thụ động L, C giống như nghịch lưu nguồn Z nhưng chỉ khác bởi cách ghép. Các bộ nghịch lưu tựa nguồn Z không chỉ thừa hưởng các thuận lợi của nghịch lưu truyền thống mà có khả năng hoạt động ở chế độ tăng-giảm áp, chế độ ngắn mạch cũng như cải thiện dòng điện ngõ vào liên tục. Phương pháp điều chế vector không gian được đề xuất để giảm điện áp common mode (CMV) trong cấu hình tựa nguồn Z [6], [7]. Tuy nhiên, các nghiên cứu này sẽ ảnh hưởng đến mất cân bằng điểm trung tính, để giải quyết cân bằng điểm trung tính các nhà nghiên cứu

tăng cường vector nhỏ phụ vào chuỗi xung truyền thống. Điều này sẽ ảnh hưởng đến việc tính toán phức tạp. Ngoài ra, việc sử dụng hai mạng tựa nguồn Z để đối xứng sẽ gia tăng số lượng phần tử công suất thụ động dẫn đến gia tăng kích thước và trọng lượng của hệ thống. Để giảm kích thước và trọng lượng của các bộ nghịch lưu nguồn Z và nghịch lưu tựa nguồn Z, bộ nghịch lưu tăng áp tựa khóa chuyển mạch (qSBI) được trình bày bởi [8]. Với cấu hình này chỉ sử dụng một khóa điều khiển công suất, điều đó giúp khả năng điều khiển linh hoạt hơn. Để tạo điện áp đầu ra ba bậc một cấu hình mới được đề xuất bằng cách ghép hai mạng nguồn kháng nối tiếp với nghịch lưu ba bậc NPC được trình bày bởi [9]. Kết quả, nghịch lưu [9] giảm phần lớn phần tử thụ động công suất cũng như điện áp đặt trên các phần tử công suất. Tuy vậy, bài báo [9] đã sử dụng hơn một khóa công suất. Trong bài báo nghịch lưu tăng áp tựa khóa chuyển mạch hình T ba bậc (3L-qSBT<sup>2</sup>I) [10] cải thiện độ gọn dòng điện của cuộn dây tăng áp so với bài báo [9], bởi vì bài báo [9] đã sử dụng phương pháp chèn xung ngắn mạch đồng thời dẫn đến độ gọn dòng điện của cuộn dây tăng áp cao. Ngoài ra, bài báo [10] cũng cải thiện độ lợi điện áp cao hơn so với bài báo [9]. Để hoạt động chế độ hở mạch các khóa công suất ở mạng nguồn kháng cũng như nghịch lưu hình T được trình bày trong bài báo [11]. Ngoài khả năng hở mạch các khóa công suất, bài báo [11] cũng duy trì những thuận lợi của bài báo [10].

Trong bài báo này, phương pháp chèn xung ngắn mạch mới sẽ giúp hệ thống tăng cường hệ số tăng áp (B) mà vẫn giữ nguyên những thuận lợi của bài báo trong [10] như giảm độ gọn dòng điện, độ lợi điện áp cao cũng như giảm điện áp đặt trên các phần tử công suất. Trạng thái ổn định, nguyên lý hoạt động của giải thuật chèn xung ngắn mạch cho cấu hình nghịch lưu tăng áp tựa khóa chuyển mạch hình T ba bậc được phân tích và kết quả mô phỏng bằng phần mềm PSIM được thực hiện để kiểm chứng cơ sở lý thuyết.

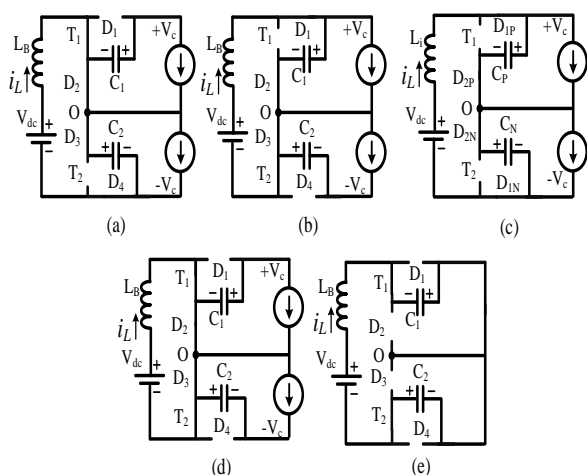
## 2. CẤU HÌNH NGHỊCH LƯU TĂNG ÁP TỰA KHÓA CHUYỂN MẠCH HÌNH T BA BẬC



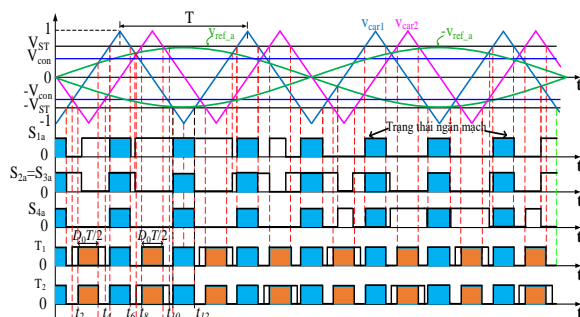
Hình 1. Cấu trúc ba bậc qSBT<sup>2</sup>I.

Nghịch lưu tăng áp tựa khóa chuyển mạch hình T ba bậc (3L qSBT<sup>2</sup>I) được kết hợp bởi hai chặng chính đó là mạng nguồn kháng (qSB) và nghịch lưu 3 bậc hình T truyền thống.

Mạng nguồn kháng (qSB) gồm có 1 cuộn cảm ( $L_B$ ), 2 tụ điện ( $C_1, C_2$ ) và 4 diode ( $D_1, D_2, D_3, D_4$ ), chúng được kết nối với nhau để tạo ra điểm giữa (O). Điểm giữa này và hai đầu ra của mạng qSB (P, N) sẽ cung cấp năng lượng cho mạch nghịch lưu 3 bậc hình T truyền thống gồm 3 nhánh (pha a, b, c), mỗi nhánh gồm 4 IGBT. Trong đó, một khóa hai chiều được cấu tạo bởi 2 IGBT mắc ngược chiều nhau và được trình bày như Hình 1.



Hình 2. Nguyên lý hoạt động của 3L qSBT<sup>2</sup>I  
 (a) trạng thái NST1, (b) trạng thái NST2, (c) trạng thái NST3, (d) trạng thái NST4, (e) trạng thái ST.



Hình 3. Phương pháp điều khiển SPWM cải tiến cho pha A.

Với cấu trúc 3 bậc, nghịch lưu hình T có khả năng tạo ra 3 cấp điện áp trên ngõ ra bằng cách kích đóng khóa  $S_{1x}$  ( $x = a, b, c$ ) điện áp  $V_{XO}$  sẽ đạt được giá trị  $+V_C$ . Điện áp  $V_{XO}$  sẽ đạt giá trị 0 khi khóa  $S_{2x}, S_{3x}$  được kích đóng. Tương tự, điện áp  $V_{XO}$  sẽ đạt giá trị  $-V_C$  bằng cách kích đóng  $S_{4x}$ .

### 2.1 Nguyên lý hoạt động

Cấu hình 3L-MqSGBT<sup>2</sup>I-HB có hai trạng thái chuyển mạch chính là “Không ngắn mạch (NST)” và “Ngắn mạch (ST)”. Hình. 2 trình bày trạng thái hoạt động của 3L-MqSGBT<sup>2</sup>I-HB.

#### 2.1.1 Trạng thái không ngắn mạch

Trạng thái NST 1: ( $t_1$  đến  $t_2$  và  $t_3$  đến  $t_4$ )

khóa  $T_1$  được kích đóng trong khi khóa  $T_2$  được kích ngắt như được biểu diễn như Hình 2(a). Kết quả là diode  $D_1$  được phân cực ngược. Trong khi đó các diode  $D_2, D_3, D_4$  được phân cực thuận. Năng lượng tích trữ trong cuộn dây  $L_B$  và nguồn điện ngõ vào  $V_{dc}$  nạp cho tụ điện  $C_2$ , trong khi tụ điện  $C_1$  xả năng lượng. Mạch nghịch lưu làm việc như một mạch nghịch lưu hình T truyền thống và được đại diện bằng nguồn dòng như Hình 2(a). Điện áp đặt trên cuộn dây  $L_B$  được xác định như sau:

$$V_{L_B} = V_{dc} - V_{C_1} \quad (1)$$

Trạng thái NST 2: ( $t_7$  đến  $t_8$  và  $t_9$  đến  $t_{10}$ ) khóa  $T_1$  được kích ngắt trong khi khóa  $T_2$  được kích đóng như được biểu diễn như Hình 2(b). Kết quả là diode  $D_4$  được phân cực ngược. Trong khi đó các diode  $D_1, D_2, D_3$  được phân cực thuận. Năng lượng tích trữ

trong cuộn dây  $L_B$  và nguồn điện ngõ vào  $V_{dc}$  nạp cho tụ điện  $C_1$ , trong khi tụ điện  $C_2$  xả năng lượng. Phía nghịch lưu được đại diện bằng nguồn dòng như Hình 2(b). Điện áp đặt trên cuộn dây  $L_B$  được xác định như sau:

$$V_{L_B} = V_{dc} - V_{C_2} \quad (2)$$

Trạng thái NST 3: ( $t_0$  đến  $t_1$ ,  $t_4$  đến  $t_5$ ,  $t_6$  đến  $t_7$  và  $t_{10}$  đến  $t_{11}$ ) khóa  $T_1$  và  $T_2$  được kích ngắt được biểu diễn như Hình 2(c). Kết quả là các diode  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$  và  $D_4$  được phân cực thuận. Năng lượng tích trữ trong cuộn dây  $L_B$  và nguồn điện ngõ vào  $V_{dc}$  nạp cho tụ điện  $C_1$  và  $C_2$ . Phía nghịch lưu được đại diện bằng nguồn dòng như Hình 2(c). Điện áp đặt trên cuộn dây  $L_B$  được xác định như sau:

$$V_{L_B} = V_{dc} - V_{C_1} - V_{C_2} \quad (3)$$

Trạng thái NST 4: ( $t_2$  đến  $t_3$  và  $t_8$  đến  $t_9$ ) khóa  $T_1$  và  $T_2$  được kích đóng đồng thời, được biểu diễn như Hình 2(d). Kết quả là các diode  $D_1$  và  $D_4$  được phân cực ngược trong khi các diode  $D_2$  và  $D_3$  được phân cực thuận. Năng lượng của nguồn cung cấp nạp cho cuộn dây  $L_B$ . Năng lượng tích trữ tụ điện  $C_1$  và  $C_2$  cung cấp năng lượng cho mạch nghịch lưu. Phía nghịch lưu được đại diện bằng nguồn dòng như Hình 2(d). Điện áp đặt trên cuộn dây  $L_B$  được biểu diễn như sau:

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

### 2.1.2 Trạng thái ngắn mạch: ( $t_5$ đến $t_6$ và $t_{11}$ đến $t_{12}$ )

Khóa  $T_1$  và  $T_2$  được kích đóng đồng thời với tất cả các khóa bên phía nghịch lưu hình T,  $S_{1x}$ - $S_{4x}$  được biểu diễn như hình 2(e). Kết quả là các diode  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$  và  $D_4$  bị phân cực ngược. Năng lượng tích trữ trong cuộn dây  $L_B$  và nguồn điện ngõ vào  $V_{dc}$  nạp cho tụ điện  $C_1$  và  $C_2$ . Điện áp đặt trên cuộn dây  $L_B$  được biểu diễn như sau:

$$V_{L_B} = V_{dc} + V_{C_1} + V_{C_2} \quad (5)$$

Lưu ý rằng để không gây ra sự méo dạng trên điện áp ngõ ra của bộ nghịch lưu giá trị  $V_{ST}$  sẽ không nhỏ hơn giá trị đỉnh của điện áp tham chiếu  $V_x$  ( $x = a, b, c$ ). Giá trị lớn nhất

của điện áp tham chiếu được xác định là chỉ số điều chế  $M$ . Dựa vào giản đồ xung Hình 3, có thể xác định mối liên hệ giữa hệ số ngắn mạch ( $D_0$ ) và chỉ số điều chế  $M$  như sau:

$$D_0 + M \leq 1 \quad (6)$$

## 2.2 Phân tích trạng thái ổn định

Thời gian tác dụng của trạng thái NST4 và ST trong một chu kỳ sóng mang là  $D_0T$ . Trong khi đó trạng thái NST1 và NST2 được tạo ra trong khoảng thời gian  $dT/2$ . Có thể xác định được thời gian tồn tại của trạng thái NST3 là  $(1 - D_0 - d)T$ . Mối liên hệ giữa hệ số  $d$  và tỉ số ngắn mạch  $D_0$  được biểu diễn như sau:

$$D_0 \leq d \leq 1 - D_0 \quad (7)$$

Với  $d$  là chu kỳ ngắn mạch của mạng nguồn kháng,  $D_0$  là chu kỳ ngắn mạch của mạng nguồn kháng và nghịch lưu hình T (Trong bài báo [10]  $D_0$  chỉ ngắn mạch cho nghịch lưu hình T).

Với giả thuyết điện dung trên tụ điện đủ lớn để điện áp đặt trên tụ được xem như hằng số, áp dụng tính chất cân bằng điện áp trên cuộn dây, có thể xác định được điện áp DC-link của 3L-MqSBT<sup>2</sup>I-HB như sau:

$$V_{PN} = 2V_C = \frac{2V_{dc}}{2 - 5D_0 - d} \quad (8)$$

Khi đó, giá trị hiệu dụng của điện áp ngõ ra trên tải được xác định như sau:

$$V_{x,RMS} = \frac{M \cdot V_C}{\sqrt{2}} = \frac{M}{\sqrt{2}} \cdot \frac{V_{dc}}{(2 - 5D_0 - d)} \quad (9)$$

Với  $M$  là chỉ số điều chế của phần nghịch lưu.

Hệ số tăng áp ( $B$ ) được xác định như sau:

$$B = \frac{V_{PN}}{V_{dc}} = \frac{2}{2 - 5D_0 - d} \quad (10)$$

Như trình bày ở Hình 3, hằng số điện áp  $V_{con}$  và hằng số điện áp  $-V_{con}$  thay đổi từ  $[1 - V_{ST}, V_{ST}]$  đến  $[-V_{ST}, V_{ST} - 1]$ . Do đó  $d$  được thay đổi từ  $D_0$  đến  $1 - D_0$  như sau:

$$D_0 \leq d \leq 1 - D_0. \quad (11)$$

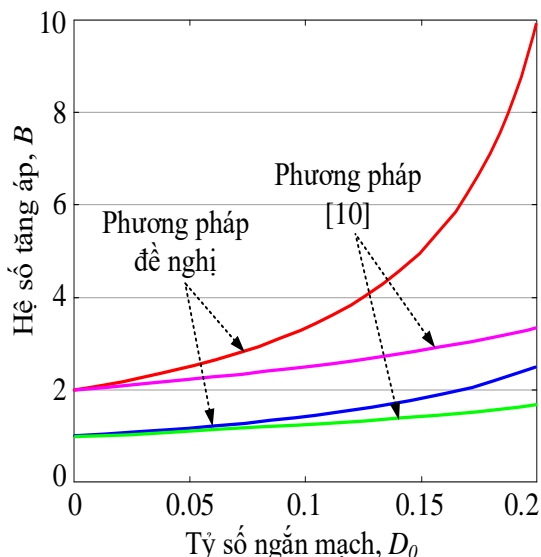
Khi  $d=D_0$  hệ số tăng áp nhỏ nhất của giải thuật đề nghị được xác định:

$$B_{\min} = 1/(1-3D_0). \quad (12)$$

Khi  $d=1-D_0$  hệ số tăng áp lớn nhất của giải thuật đề nghị được xác định:

$$B_{\max} = 2/(1-6D_0). \quad (13)$$

Hình 4 trình bày kết quả so sánh hệ số tăng áp giữa phương pháp đề nghị và phương pháp [10]. Cả hai phương pháp được so sánh với hệ số tăng áp nhỏ nhất (màu xanh dương và màu xanh lá) và tăng áp lớn nhất (màu đỏ và màu hồng). Có thể thấy rằng cả hai trường hợp tăng áp nhỏ nhất và tăng áp lớn nhất, phương pháp đề xuất có hệ số tăng áp cao hơn phương pháp [10].



Hình 4. So sánh hệ số tăng áp của phương pháp đề nghị và phương pháp [10].

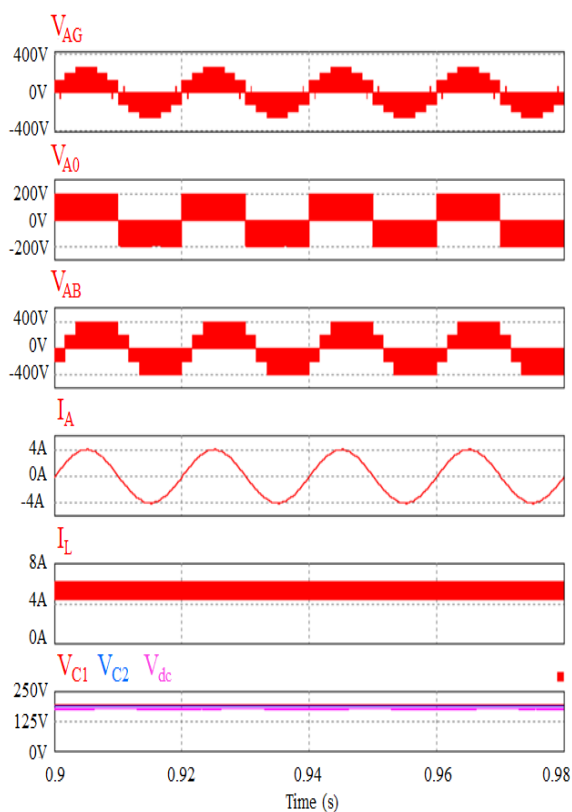
### 3. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG

Nhóm nghiên cứu tiến hành mô phỏng dưới sự hỗ trợ của phần mềm PSIM với các thông số ở Bảng 1.

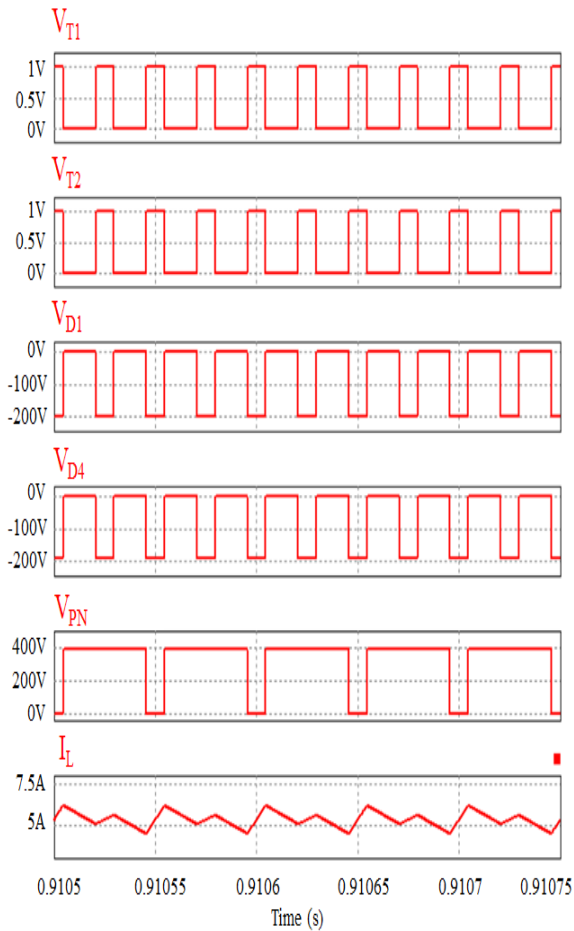
Hình 5 trình bày kết quả mô phỏng cho cấu hình 3L-MqSBT<sup>2</sup>I-HB khi  $V_{dc} = 180$  V và  $d = 0.18$ . Từ trên xuống dưới: điện áp pha ngõ ra  $V_{AG}$ , điện áp pha so với trung tính nguồn  $V_{AO}$ , điện áp dây ngõ ra  $V_{AB}$ , dòng điện tải  $I_A$ , dòng điện ngõ vào  $I_L$  ở tần số cao, điện áp ngõ vào  $V_{dc}$ , và điện áp tụ điện  $C_1$  và  $C_2$ .

Bảng 1. Các thông số mô phỏng và thực nghiệm của bộ nghịch lưu.

Thông số các thành phần		Giá trị
Điện áp ngõ vào	$V_g$	90 - 180V
Điện áp ngõ ra	$V_o$	110V
Tần số ngõ ra	$f_o$	50 Hz
Tần số sóng mang	$f_s$	5 kHz
Tỉ số ngắn mạch phụ mạng nguồn kháng	$d$	0.15-0.85
Tỉ số ngắn mạch	$D_0$	0.18
Tỉ số điều chế	$M$	0.82
Điện cảm	$L$	3mH
Tụ điện	$C_2 = C_3$	2200 $\mu$ F
Mạch lọc LC	$L_f$ và $C_f$	3 mH và 10 $\mu$ F
Tải trở	$R_t$	40 $\Omega$



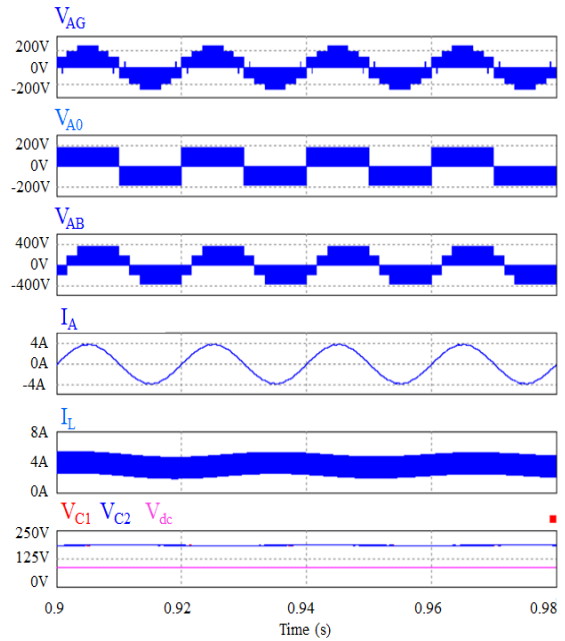
Hình 5. Kết quả mô phỏng cho cấu hình 3L-MqSBT<sup>2</sup>I-HB khi  $V_{dc} = 180$  V và  $d = 0.18$ .



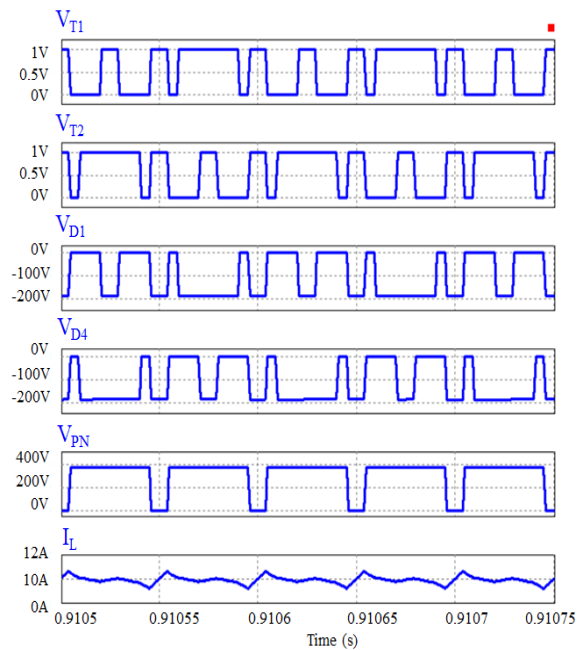
**Hình 6.** Kết quả mô phỏng dạng sóng tín hiệu điều khiển cho khóa công suất mạng nguồn kháng ( $V_{T1}$ ,  $V_{T2}$ ), điện áp trên Diode ( $V_{D1}$  và  $V_{D2}$ ), điện áp DC-link ( $V_{PN}$ ) và dòng điện ngõ vào ( $I_L$ ) khi  $V_{dc} = 180\text{ V}$  và  $d = 0.18$ .

Như trình bày ở Hình 5 điện áp của tụ  $C_1$  và  $C_2$  được tăng áp lên 195 V và 195 V từ điện áp ngõ vào 180 V. Điện áp DC-link mô phỏng đạt được 390 V. Tần số hoạt động của cuộn dây  $L_B$  là 20 kHz. Điện áp pha so với tâm nguồn ( $V_{A0}$ ) có điện áp 195 V, 0 và -195 V. Dòng điện ngõ ra liên tục.

Hình 6. Tín hiệu điều khiển cực công của  $T_1$  và  $T_2$ , điện áp của diode  $D_1$  và  $D_4$ , điện áp DC-link, và dòng điện của cuộn dây tăng áp ở tần số thấp. Hình 6 có thể thấy rằng, điện áp  $V_{PN}$  đo được 390 V, dòng điện của cuộn dây tăng áp đo được 5.44 A. Như trình bày ở Hình 6 và Hình 8, dòng điện của cuộn dây tăng trong suốt chu kỳ ngắn mạch hoặc ở trạng thái không ngắn mạch 3 (NST3), khi cả hai khóa  $T_1$  và  $T_2$  được kích đồng thời.



**Hình 7.** Kết quả mô phỏng cho cấu hình 3L-MqSBT<sup>2</sup>I-HB khi  $V_{dc} = 90\text{ V}$  và  $d = 0.63$ .



**Hình 8.** Kết quả mô phỏng dạng sóng tín hiệu điều khiển cho khóa công suất mạng nguồn kháng ( $V_{T1}$ ,  $V_{T2}$ ), điện áp trên Diode ( $V_{D1}$  và  $V_{D2}$ ), điện áp DC-link ( $V_{PN}$ ) và dòng điện ngõ vào ( $I_L$ ) khi  $V_{dc} = 90\text{ V}$  và  $d = 0.63$ .

Hình 7 trình bày kết quả mô phỏng cho cấu hình 3L-MqSBT<sup>2</sup>I-HB khi  $V_{dc} = 90\text{ V}$  và  $d = 0.63$ . Từ trên xuống dưới: điện áp pha ngõ ra  $V_{AG}$ , điện áp pha so với trung tính nguồn  $V_{A0}$ , điện áp dây ngõ ra  $V_{AB}$ , dòng

điện tải  $I_A$ , dòng điện ngõ vào  $I_L$  ở tần số cao, điện áp ngõ vào  $V_{dc}$ , và điện áp tụ điện  $C_1$  và  $C_2$ .

Như trình bày ở Hình 7 điện áp của tụ  $C_1$  và  $C_2$  được tăng áp lên 195 V và 195 V từ điện áp ngõ vào 90 V. Điện áp DC-link mô phỏng đạt được 390 V. Tần số hoạt động của cuộn dây  $L_B$  là 20 kHz. Điện áp pha so với tâm nguồn ( $V_{A0}$ ) có ba bậc là 195 V, 0 và -195 V. Dòng điện ngõ ra liên tục.

Hình 8 có thể thấy rằng, Từ trên xuống dưới, Tín hiệu điều khiển hai khóa công suất mạng nguồn kháng  $V_{T1}$ ,  $V_{T2}$ , điện áp đặt trên các Diode  $D_1$ ,  $D_2$ , điện áp  $V_{PN}$  và dòng điện của cuộn dây tăng áp. Giá trị đỉnh  $V_{PN}$  đo được 390 V, dòng điện trung bình của cuộn dây tăng áp đo được 9.98 A, độ gợn dòng điện đạt 1 A.

#### 4. KẾT LUẬN

Bài báo này đã trình bày một mạng nguồn kháng qSB được kết nối với nghịch lưu ba bậc hình T. Bên cạnh các tính năng tăng, giảm áp (Buck-Boost) và đa bậc. Với giải thuật đã trình bày, cấu hình 3L-MqSBT<sup>2</sup>I còn có khả năng tăng hệ số tăng áp lên đến 66.67% so với bài báo [10] khi chu kỳ đóng  $D_0$  là 0.15 và áp dụng giải thuật tăng áp lớn nhất.

Nguyên lý hoạt động và kết quả mô phỏng cho cấu hình 3L-MqSBT<sup>2</sup>I-HB đã được phân tích phù hợp với cơ sở lý thuyết. Cấu hình và giải thuật cho 3L-MqSBT<sup>2</sup>I-HB 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 CT2019.04.03 của Trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật Thành phố Hồ Chí Minh.

#### DANH MỤC TỪ VIẾT TẮT

3L	Three level
PWM	Pulse Width Modulation
qSB	Quasi-Z-Source
qZSI	Quasi-Z-Source Inverter
SPWM	Sine Pulse Width Modulation
T <sup>2</sup> I	T-Type inverter
ST	Shoot Through
NST	Non Shoot Through

#### TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] D. Meneses, F. Blaabjerg, O. García, and J. A. Cobos, "Review and comparison of step-up transformerless topologies for photovoltaic AC-module application," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 6, pp. 2649–2663, Jun. 2013.
- [2] S. Kouro, J. I. Leon, D. Vinnikov, and L. G. Franquelo, "Grid-connected photovoltaic systems: An overview of recent research and emerging PV converter technology," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 9, no. 1, pp. 47–61, Mar. 2015.
- [3] E. Serban, F. Paz, and M. Ordonez, "Improved PV inverter operating range using a miniboost," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 11, pp. 8470–8485, Nov. 2017.
- [4] F. Z. Peng, "Z-source inverter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 2, pp. 504–510, Mar./Apr. 2003.
- [5] V. F. Pires, A. Cordeiro, D. Foito, and J. F. Martins, "Quasi-z-Source Inverter with a T-Type Converter in Normal and Failure Mode," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 11, pp. 7462–7470, Nov. 2016.
- [6] C. Qin, C. Zhang, A. Chen, X. Xing, and G. Zhang, "A Space Vector Modulation Scheme of the Quasi-Z-Source Three-Level T-Type Inverter for Common-Mode Voltage Reduction," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 65, no. 10, pp. 8340–8350, Oct. 2018.

- [7] C. Qin, C. Zhang, X. Xing, X. Li, A. Chen, G. Zhang, “Simultaneous Common-Mode Voltage Reduction and Neutral-Point Voltage Balance Scheme for the Quasi-Z-Source Three-Level T-Type Inverter,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 67, no. 3, pp. 1956-1967, Mar. 2020.
- [8] M.-K. Nguyen, T.-V. Le, S.-J. Park, and Y.-C. Lim, “A class of quasiswitched boost inverters,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 3, pp. 1526–1536, Mar. 2015.
- [9] M. Sahoo and S. Keerthipati, “A Three-Level LC-Switching-Based Voltage Boost NPC Inverter,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 4, pp. 2876-2883, Apr. 2017.
- [10] Do, D. T.; Nguyen M. K. Three-Level Quasi-Switched Boost T-Type Inverter: Analysis, PWM Control, and Verification, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, 65, 10, 8320–8329.
- [11] Do, D. T.; Nguyen, M. K.; Quach, T. H.; Tran, V. T.; Blaabjerg, F.; Vilathgamuwa, M. A PWM Scheme for a Fault-Tolerant Three-Level Quasi-Switched Boost T-Type Inverter, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2019.

**Tác giả chịu trách nhiệm bài viết:**

Đỗ Đức Trí

Trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật Tp.HCM

Email: tridd@hcmute.edu.vn