

## Improved Switching Loss for Single-Phase H-Bridge Boost Inverter Configuration

Yen-Nhi Tran Thi<sup>1</sup>, Vinh Thanh Tran<sup>1</sup>, Dinh Hai Nguyen<sup>2</sup>, Tuan Le Danh<sup>3</sup>, Duc Tri Do<sup>1\*</sup>

<sup>1</sup>Ho Chi Minh City University of Technology and Education, Vietnam

<sup>2</sup>Lac Hong University, Vietnam

<sup>3</sup>Kien Giang College, Vietnam

\*Corresponding author. Email: [tridd@hcmute.edu.vn](mailto:tridd@hcmute.edu.vn)

### ARTICLE INFO

Received: 15/08/2024  
Revised: 01/10/2024  
Accepted: 13/11/2024  
Published: 28/08/2025

### KEYWORDS

Switching loss;  
DC-AC converter;  
H-bridge;  
Boost converter;  
Film capacitor.

### ABSTRACT

This paper presents the configuration of a single-phase H-bridge boost inverter circuit controlled by an algorithm that can reduce switching losses on power switches. The configuration combines a three-level boost DC - DC converter and a single-phase H-bridge inverter. Different from the conventional algorithm, where the voltage behind the DC - DC boost converter is maintained at a constant level. The paper proposes a solution in which the DC-link voltage control technique supplied to the inverter can be changed in two modes. In buck mode, the input DC voltage is higher than the output voltage, and then only the switches on the inverter side operate to create the output voltage. In boost mode, the input DC voltage is lower than the output voltage, and the semiconductor switches of the boost DC - DC converter control the DC-link voltage equal to the output voltage. From there, the number of switching times as well as the voltage stress applied to the semiconductor switches can be reduced. Thereby improving efficiency compared to conventional algorithm. In addition, using film capacitors instead of electrolytic capacitors makes the inverter more efficient and reliable. To verify the advantage of reducing switching losses, power loss analysis simulation results were performed using PSIM software.

## Cải thiện tổn hao chuyển mạch cho cấu hình nghịch lưu 1 pha tăng áp cầu H

Trần Thị Yến Nhi<sup>1</sup>, Trần Vinh Thanh<sup>1</sup>, Nguyễn Đình Hải<sup>2</sup>, Danh Tuấn Lê<sup>3</sup>, Đỗ Đức Trí<sup>1\*</sup>

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

<sup>2</sup>Trường Đại học Lạc Hồng, Việt Nam

<sup>3</sup>Trường Cao đẳng Kiên Giang, Việt Nam

\*Tác giả liên hệ. Email: [tridd@hcmute.edu.vn](mailto:tridd@hcmute.edu.vn)

### THÔNG TIN BÀI BÁO

Ngày nhận bài: 15/08/2024  
Ngày hoàn thiện: 01/10/2024  
Ngày chấp nhận đăng: 13/11/2024  
Ngày đăng: 28/08/2025

### TỪ KHÓA

Tổn hao chuyển mạch;  
Bộ chuyển đổi DC-AC;  
Cầu H;  
Bộ chuyển đổi tăng áp;  
Tụ film.

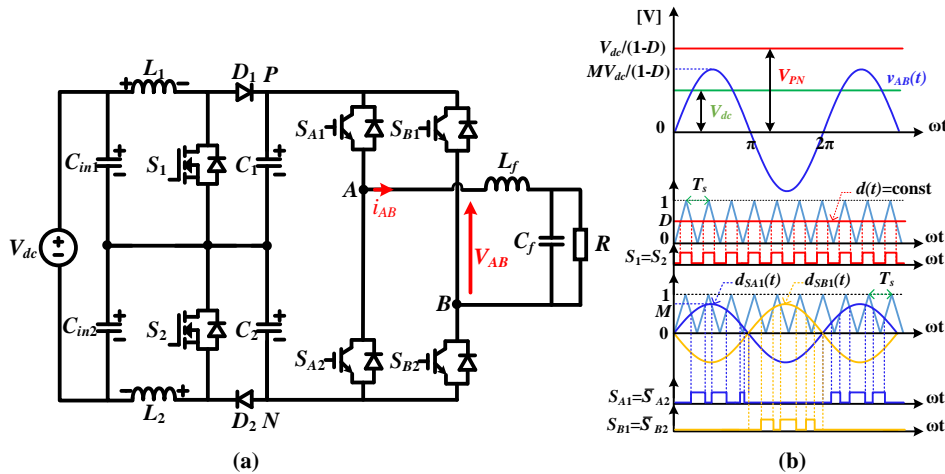
### TÓM TẮT

Bài báo trình bày cấu hình mạch nghịch lưu 1 pha tăng áp cầu H được điều khiển với giải thuật có khả năng giảm tổn hao chuyển mạch trên các khoá công suất. Cấu hình kết hợp bộ chuyển đổi DC-DC tăng áp ba bậc và bộ nghịch lưu 1 pha cầu H. Khác với giải thuật thông thường, điện áp sau bộ chuyển đổi DC-DC tăng áp được duy trì ở mức hằng số, bài báo đề xuất giải thuật điều khiển điện áp DC-link cấp cho phía nghịch lưu thay đổi được trong hai chế độ. Chế độ giảm áp, điện áp DC đầu vào lớn hơn điện áp đầu ra, khi này chỉ các khoá ở phía nghịch lưu hoạt động tạo điện áp đầu ra. Và ngược lại, ở chế độ tăng áp, điện áp DC đầu vào thấp hơn điện áp đầu ra, các khoá bán dẫn của bộ chuyển đổi DC-DC tăng áp điều khiển điện áp DC-link bằng với điện áp đầu ra. Từ đó giảm được số lần chuyển mạch cũng như điện áp đặt trên các khoá bán dẫn. Từ đó cải thiện hiệu suất so với giải thuật thông thường. Ngoài ra, việc sử dụng tụ film thay thế cho các tụ hoá làm cho bộ nghịch lưu có hiệu suất và độ tin cậy cao hơn. Để kiểm chứng lợi thế của việc giảm tổn hao chuyển mạch, các kết quả mô phỏng phân tích tổn hao công suất được thực hiện bằng phần mềm PSIM.

Doi: <https://doi.org/10.54644/jte.2025.1641>

Copyright © JTE. This is an open access article distributed under the terms and conditions of the [Creative Commons Attribution-NonCommercial 4.0 International License](https://creativecommons.org/licenses/by-nc/4.0/) which permits unrestricted use, distribution, and reproduction in any medium for non-commercial purpose, provided the original work is properly cited.

## 1. Giới thiệu



Hình 1. (a) Cấu hình mạch nghịch lưu tăng áp. (b) Giải thuật điều khiển thông thường.

Các bộ nghịch lưu (DC-AC) được ứng dụng rộng rãi trong công nghiệp cũng như dân dụng. Các bộ nghịch lưu này không chỉ đảm bảo nguồn điện liên tục (UPS) [1]-[3], mà còn đóng vai trò quan trọng trong các bộ điều khiển động cơ [4], [5]. Ngoài ra, các bộ chuyển đổi này còn được sử dụng trong nhiều ứng dụng năng lượng tái tạo [6]. Đáng được quan tâm nhất là hệ thống pin năng lượng mặt trời (photovoltaic - PV), thu hút nhiều sự chú ý của các nhà khoa học trên toàn cầu. Bên cạnh đó, với sự phát triển liên tục của công nghệ ngày nay, hệ thống PV kết hợp vào lưới điện được ứng dụng nhiều trong công nghiệp và dân dụng. Trong đó, các bộ nghịch lưu được xem là thành phần quan trọng không thể thiếu [7], [8]. Chuỗi tấm pin quang điện hoặc pin nhiên liệu được kết nối nối tiếp để cung cấp điện áp đầu vào DC cho bộ nghịch lưu nguồn áp (voltage source inverter - VSI). Bộ nghịch lưu này sau đó chuyển đổi điện áp một chiều (DC) thành điện áp xoay chiều (AC) để cung cấp cho các thiết bị điện, hệ thống điện.

Các bộ VSI truyền thống có điện áp xoay chiều đầu ra nhỏ hơn nguồn DC đầu vào thường được gọi là bộ nghịch lưu giảm áp [9]. Tuy nhiên, tùy thuộc vào đặc điểm của tấm pin quang điện, điện áp đầu ra từ các tấm pin quang điện có thể thay đổi đáng kể do nhiều yếu tố khác nhau như bức xạ mặt trời, hiệu ứng bóng che do sự xuất hiện của đám mây hoặc bóng cây. Trong một số điều kiện vận hành, chẳng hạn như những ngày nhiều mây hoặc khi một số tấm pin quang điện bị lỗi, nguồn DC đầu vào suy giảm một cách đáng kể. Điều này có thể làm cho điện áp đầu vào không đạt yêu cầu về biên độ điện áp để đảm bảo hoạt động ổn định và liên tục của hệ thống khi kết nối với lưới điện. Trong trường hợp này, hệ thống buộc phải dừng hoạt động. Để khắc phục vấn đề này, một bộ chuyển đổi DC-DC tăng áp thường được lắp đặt trước bộ VSI để nâng cao mức điện áp DC-link cấp cho mạch nghịch lưu [10].

Một trong các cấu hình nghịch lưu tăng áp được sử dụng phổ biến là sự kết hợp giữa cấu hình DC-DC tăng áp ba bậc (three-level boost - TLB) và mạch nghịch lưu cầu H truyền thống như thể hiện ở hình 1(a). Bộ chuyển đổi DC-DC tăng áp có nhiệm vụ tăng giá trị điện áp DC-link đầu vào mạch nghịch lưu. Với điện áp DC đầu vào 200-V, điện áp đầu ra mong muốn đạt giá trị hiệu dụng 220-V<sub>RMS</sub>, thì điện áp DC-link cấp cho phía nghịch lưu thường được điều khiển có giá trị là hằng số 400-V. Khi này, các khoá bán dẫn của bộ nghịch lưu 1 pha cầu H được điều khiển với giải thuật sine-PWM truyền thống tạo ra điện áp đầu ra như biểu diễn trong hình 1(b). Để duy trì cho điện áp DC-link không đổi, các khoá bán dẫn trong bộ chuyển đổi DC-DC tăng áp hoạt động liên tục ở tần số sóng mang cao. Đồng thời, các khoá bán dẫn ở phía nghịch lưu cũng chuyển mạch với tần số chuyển mạch cao. Từ đó, tổn hao chuyển mạch tăng lên dẫn đến hiệu suất của cấu hình giảm xuống. Ngoài ra, đầu ra bộ chuyển đổi DC-DC tăng áp cần phải sử dụng tụ hoá có điện dung đủ lớn để giữ cho điện áp DC-link là hằng số. Tuy nhiên, tụ hoá có kích thước lớn làm giảm mật độ công suất của cấu hình [11]. Bên cạnh đó, tụ điện phân cực mang lại

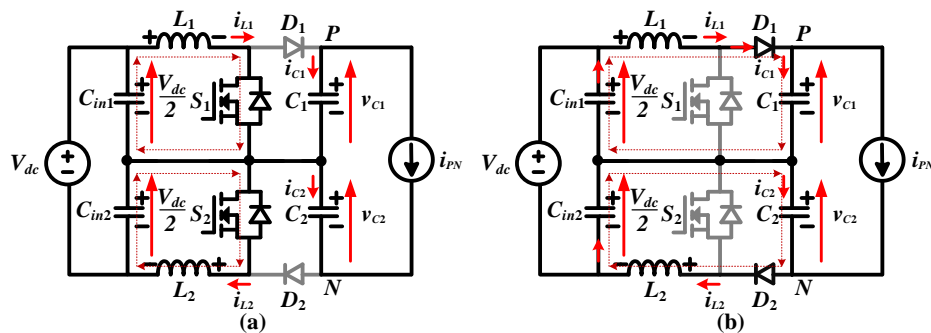
độ tin cậy thấp và tuổi thọ hạn chế, theo khảo sát của nghiên cứu [12] khả năng xảy ra sự cố của tụ hoá lên đến 30% trong các bộ biến đổi điện tử công suất.

Nhằm làm giảm tổn hao công suất của cấu hình, bài báo đề xuất sử dụng các tụ film thay thế cho các tụ hoá, kết hợp sử dụng các linh kiện bán dẫn Silicon Carbide - SiC ở phía DC-DC tăng áp. Bên cạnh đó, bài báo đề xuất giải thuật điều khiển điện áp DC-link cấp cho bộ nghịch lưu theo hai chế độ. Ở chế độ giảm áp, điện áp DC đầu vào lớn hơn giá trị điện áp đầu ra, các khoá công suất phía DC-DC tăng áp không hoạt động, các khoá ở phía nghịch lưu được điều khiển đóng ngắt tạo ra điện áp đầu ra. Ngược lại, ở chế độ tăng áp, điện áp DC đầu vào bé hơn điện áp đầu ra, các khoá phía DC-DC tăng áp được điều khiển hoạt động tạo ra điện áp DC-link bằng với điện áp đầu ra khi này các khoá ở phía nghịch lưu không có sự chuyển mạch. Từ đó giảm được số lần chuyển mạch cũng như điện áp đặt trên các khoá công suất của cấu hình. Với cùng điện áp DC đầu vào 200-V, điện áp đầu ra 220- $V_{RMS}$ , cấu hình được điều khiển giải thuật đề xuất có tổng số lần chuyển mạch ở phía DC-DC tăng áp có thể giảm khoảng 2/5 và ở phía nghịch lưu giảm khoảng 3/5 so với giải thuật điều khiển thông thường. Thêm vào đó, cuộn dây có thể được lựa chọn có giá trị điện cảm nhỏ hơn giúp làm giảm tổn hao dẫn qua cuộn dây. Chi tiết về nguyên lý hoạt động của cấu hình nghịch lưu tăng áp, giải thuật điều khiển đề xuất, phân tích tổn hao và so sánh sẽ được trình bày cụ thể trong phần sau của bài báo. Cấu trúc các phần tiếp theo của bài báo được chia thành 5 phần như sau: phần 2 trình bày nguyên lý hoạt động cấu hình mạch nghịch lưu tăng áp và giải thuật điều khiển đề xuất; phần 3 trình bày các thông số lựa chọn linh kiện; phần 4 trình bày kết quả mô phỏng; phần 5 trình bày phân tích tổn hao công suất; phần 6 trình bày kết luận của bài báo.

## 2. Nguyên lý hoạt động và giải thuật điều khiển đề xuất cấu hình mạch nghịch lưu tăng áp.

Như mô tả trong hình 1(a), cấu hình mạch gồm có bộ chuyển đổi TLB DC-DC kết hợp với mạch nghịch lưu 1 pha cầu H. Hai tụ  $C_{in1}$ ,  $C_{in2}$  phía sau nguồn DC đầu vào có nhiệm vụ chia đôi nguồn điện áp cấp cho bộ chuyển đổi DC-DC. Bộ chuyển đổi DC-DC gồm các khoá bán dẫn  $S_1$ ,  $S_2$  được sử dụng là SiC MOSFET, diode  $D_1$ ,  $D_2$ , cuộn dây  $L_1$ ,  $L_2$  và tụ điện  $C_1$ ,  $C_2$ . Mạch nghịch lưu 1 pha cầu H gồm 4 khoá được phân thành hai nhánh, mỗi nhánh gồm hai khoá bán dẫn  $S_{X1}$ ,  $S_{X2}$  ( $X$  là A, B) là các IGBT. Đầu ra của mạch nghịch lưu được lắp đặt một bộ lọc thông thấp ( $L_f$  và  $C_f$ ) để giảm thiểu biên độ sóng hài ở tần số cao điện áp đầu ra trên tải. Nguyên lý hoạt động của cấu hình nghịch lưu tăng áp được phân tích dựa trên hoạt động của mạch DC-DC và mạch DC-AC.

### 2.1. Nguyên lý hoạt động



**Hình 2.** Nguyên lý hoạt động của bộ chuyển đổi DC-DC tăng áp, (a) trạng thái 1, (b) trạng thái 2.

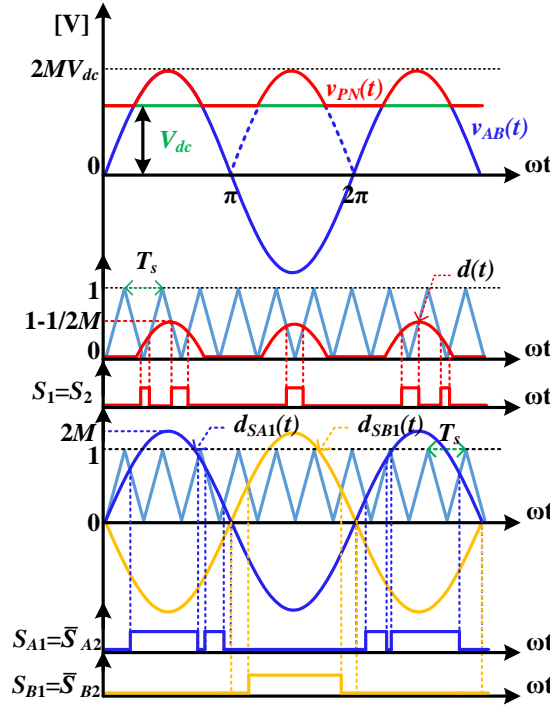
Nguyên lý hoạt động của bộ chuyển đổi TLB DC-DC có hai trạng thái hoạt động được thể hiện trong hình 2. Tại đây, cả hai khoá bán dẫn  $S_1$ ,  $S_2$  trong bộ chuyển đổi DC-DC được điều khiển với cùng một tín hiệu kích.

Trong trạng thái 1, khoá bán dẫn  $S_j$  ( $j = 1, 2$ ) được kích dẫn, được mô tả trong hình 2(a). Khi này, diode  $D_j$  phân cực ngược. Cuộn dây  $L_j$  được nạp năng lượng từ nguồn DC. Điện áp trên cuộn dây  $L_j$  và dòng điện qua tụ điện  $C_j$  được trình bày như sau:

$$v_{Lj}(t) = L_j \frac{di_{Lj}(t)}{dt} = \frac{V_{dc}}{2} \quad \& \quad i_{Cj}(t) = C_j \frac{dv_{Cj}(t)}{dt} = -i_{PN}(t) \quad (1)$$

Ở trạng thái 2 như trong hình 2(b), khoá bán dẫn  $S_j$  được kích ngắt. Các diode  $D_j$  phân cực thuận, cuộn dây  $L_j$  giải phóng năng lượng và kết hợp với năng lượng từ nguồn DC để nạp cho các tụ điện  $C_j$ . Điện áp trên cuộn dây  $L_j$  và dòng điện qua tụ điện  $C_j$  được biểu diễn như sau:

$$v_{L_j}(t) = L_j \frac{di_{L_j}(t)}{dt} = \frac{V_{dc}}{2} - v_{C_j}(t) \quad \& \quad i_{C_j}(t) = C_j \frac{dv_{C_j}(t)}{dt} = i_{L_j}(t) - i_{PN}(t) \quad (2)$$



**Hình 3.** Giải thuật điều khiển đề xuất.

Trong đó:  $V_{dc}$ ,  $v_{L_j}$  và  $i_{C_j}$  lần lượt là điện áp đầu vào, điện áp cuộn cảm  $L_j$  và dòng điện qua tụ điện  $C_j$ .

Giả sử trong mỗi chu kỳ chuyển mạch  $T_s = 1/f_s$ , khoá  $S_j$  được kích dẫn với hệ số công tác là  $d(t)$ . Có thể thấy rằng, thời gian tác dụng ở trạng thái 1 và trạng thái 2 lần lượt là  $d(t)T_s$  và  $[1-d(t)]T_s$ . Tương tự bộ chuyển đổi DC-DC tăng áp truyền thống [13], điện áp trên tụ điện  $C_j$  có thể được biểu diễn như sau:

$$v_{C_j}(t) = \frac{V_{dc}}{2[1-d(t)]} \quad (3)$$

Khi này, điện áp DC-link cho phía nghịch lưu được xác định:

$$v_{PN}(t) = v_{C1}(t) + v_{C2}(t) \quad (4)$$

Nguyên lý hoạt động của phía mạch nghịch lưu 1 pha cầu H dựa trên sự đóng ngắt của các khoá bán dẫn  $S_{X1}$ ,  $S_{X2}$  ( $X$  là  $A$ ,  $B$ ). Tạo ra điện áp đầu ra  $V_{AB}$  có ba bậc điện áp là  $\pm V_{PN}$  và  $0$ -V. Khi khoá  $S_{A1}$ ,  $S_{B2}$  được kích đóng, điện áp đầu ra  $V_{AB}$  là  $+V_{PN}$ . Khoá  $S_{B1}$ ,  $S_{A2}$  được kích đóng, điện áp đầu ra  $V_{AB}$  là  $-V_{PN}$ . Điện áp đầu ra  $V_{AB}$  đạt giá trị  $0$ -V khi khoá  $S_{A1}$ ,  $S_{B1}$  hoặc  $S_{A2}$ ,  $S_{B2}$  được kích đóng.

## 2.2. Giải thuật điều khiển đề xuất

Giải thuật đề xuất điều khiển cho cấu hình có thể giảm số lần chuyển mạch trên các khoá bán dẫn. Sóng hài bậc 1 của điện áp đầu ra  $v_{AB,1}$  được xác định như sau:

$$v_{AB,1}(t) = 2MV_{dc} \sin(\omega t) \quad (5)$$

Trong đó,  $M$  là chỉ số điều chế ( $M > 0$ ) và  $\omega = 2\pi f$  là tần số góc, với  $f$  là tần số của điện áp đầu ra.

Nhằm làm giảm tổn hao chuyển mạch của các khoá bán dẫn, điện áp DC-link cấp cho bộ nghịch lưu không còn là hằng số mà được điều khiển như biểu diễn ở hình 3. Điện áp đầu ra của bộ chuyển đổi DC-DC tăng áp xác định như sau:

$$v_{PN}(t) = \max[V_{dc}, v_{AB,1}(t)] \quad (6)$$

Dựa vào (3), (4) và (6), hệ số công tác kích cho khoá  $S_1, S_2$  được tính toán như sau:

$$d(t) = 1 - \frac{V_{dc}}{\max[V_{dc}, v_{AB,1}(t)]} \quad (7)$$

Như thể hiện trong hình 3, khi điện áp DC đầu vào của cấu hình mạch có giá trị nhỏ hơn giá trị điện áp đầu ra ( $V_{dc} < |v_{AB,1}(t)|$ ), các khoá bán dẫn bộ chuyển đổi DC-DC tăng áp được điều khiển với hệ số công tác được xác định tại (7). Khi này, các khoá bán dẫn của mạch nghịch lưu không có sự chuyển mạch (khoá  $S_{A1}, S_{B2}$  được kích đóng tạo điện áp đầu ra  $+V_{PN}$  hoặc khoá  $S_{B1}, S_{A2}$  được kích đóng điện áp đầu ra  $-V_{PN}$ ). Khi điện áp đầu vào có giá trị lớn hơn hoặc bằng giá trị điện áp đầu ra ( $V_{dc} \geq |v_{AB,1}(t)|$ ), các khoá của bộ chuyển đổi DC-DC được kích ngắt, các khoá ở phía mạch nghịch lưu được điều khiển với hệ số công tác là tỉ số của  $v_{AB,1}(t)$  và  $v_{PN}(t)$ . Tổng quát hệ số công tác của các khoá  $S_{A1}, S_{B1}$  được tính toán như sau:

$$d_{SA1}(t) = \frac{v_{AB,1}(t)}{v_{PN}(t)} \quad \& \quad d_{SB1}(t) = \frac{-v_{AB,1}(t)}{v_{PN}(t)} \quad (8)$$

Có thể thấy rằng, khi  $V_{dc} < |v_{AB,1}(t)|$ , không có sự chuyển mạch trên khoá công suất ở phía nghịch lưu. Ngược lại, khi  $V_{dc} \geq |v_{AB,1}(t)|$ , các khoá của bộ chuyển đổi DC-DC tăng áp được kích ngắt. Vì vậy, tổn hao dẫn cũng như tổn hao chuyển mạch trên các khoá của cấu hình được giảm đáng kể khi hoạt động với tần số chuyển mạch cao. So với giải thuật điều khiển thông thường, thì giải thuật điều khiển đề xuất này làm cho hiệu suất của cấu hình được cải thiện hơn.

### 3. Lựa chọn linh kiện

#### 3.1. Lựa chọn cuộn cảm và tụ điện

Từ (2) và (3), độ gợn dòng điện  $\Delta i_{L_j}$  của cuộn dây  $L_j$  được tính như sau:

$$\Delta i_{L_j, T_s}(t) = \left| \frac{V_{dc} d(t) T_s}{2L_j} \right| \quad (9)$$

Dựa vào (5), (6) và (7), xét trong khoảng thời gian  $V_{dc} < |v_{AB,1}(t)|$ , thời điểm khoá  $S_j$  được kích dẫn. Ta có:

$$d(t) = 1 - \frac{V_{dc}}{v_{AB,1}(t)} = 1 - \frac{1}{2M \sin(\omega t)} \quad (10)$$

Từ (9) và (10), giá trị độ gợn dòng điện  $\Delta i_{L_j, T_s}$  của cuộn dây  $L_j$  đạt giá trị cực đại tại  $\omega t = \pi/2$ . Do đó, giá trị cực đại của độ gợn dòng điện qua cuộn cảm  $\Delta I_{L_j, \max}$  được tính toán như sau:

$$\Delta I_{L_j, \max} = \frac{V_{dc} T_s}{2L_j} \left( 1 - \frac{1}{2M} \right) \quad (11)$$

Xét trong khoảng thời gian khi  $V_{dc} < |v_{AB,1}(t)|$ , giá trị trung bình dòng điện qua cuộn dây  $L_j$  tính trong một chu kỳ chuyển mạch  $T_s$  được tính toán như sau:

$$\dot{i}_{L_j, T_s}(t) = \frac{\dot{i}_{PN, T_s}(t)}{[1-d(t)]} = \frac{|\dot{i}_{load, T_s}(t)|}{[1-d(t)]} \quad (12)$$

Tải được sử dụng có hệ số công suất bằng 1, khi này dòng  $i_{load}$  được xác định:

$$\dot{i}_{load, T_s} = I_m \sin(\omega t) \quad (13)$$

Trong đó,  $I_m$  là giá trị cực đại của dòng điện đầu ra.

Từ (10), (12) và (13), giá trị dòng điện trung bình qua cuộn dây  $L_j$  tính trong một chu kỳ chuyển mạch đạt giá trị cực đại tại  $\omega t = \pi/2$ :

$$I_{L_j, T_s, \max} = 2MI_m \quad (14)$$

Cuộn dây  $L_0$  được chọn sao cho  $\Delta I_{L_j, \max} \leq k_L \% I_{L_j, T_s, \max}$ , với  $k_L \%$  là phần trăm độ gợn dòng điện tối đa cho phép của cuộn dây.

$$L_j \geq \frac{V_{dc} T_s}{4k_L \% I_m} \left(1 - \frac{1}{2M}\right) \quad (15)$$

Xét trong khoảng thời gian khi  $V_{dc} < |v_{AB,1}(t)|$ , dựa vào (10) và (14), dựa vào (1), độ gợn điện áp của tụ điện  $C_0$  trong được tính như sau:

$$\Delta v_{C_j}(t) = \left| \frac{-i_{PN}(t)d(t)T_s}{C_j} \right| = \left| \frac{-I_m \sin(\omega t)T_s}{C_j} \left(1 - \frac{1}{2M \sin(\omega t)}\right) \right| \quad (16)$$

Từ (16) giá trị cực đại của độ gợn điện áp của tụ điện  $\Delta V_{C_j, \max}$  được xác định:

$$\Delta V_{C_j, \max} = \frac{I_m T_s}{C_j} \left(1 - \frac{1}{2M}\right) \quad (17)$$

Từ (3), (4) và (6), giá trị cực đại của điện áp trên tụ điện  $V_{C_j, \max}$  có thể được tính toán như sau:

$$V_{C_j, \max} = M \times V_{dc} \quad (18)$$

Tụ điện  $C_j$  được chọn sao cho  $\Delta V_{C_j, \max} \leq k_c \% V_{C_j, \max}$ , với  $k_c \%$  phần trăm độ gợn sóng điện áp tối đa cho phép của tụ điện.

$$C_j \geq \frac{I_m T_s}{k_c \% M V_{dc}} \left(1 - \frac{1}{2M}\right) \quad (19)$$

### 3.2. Lựa chọn các khoá bán dẫn

Điện áp đặt trên khoá bán dẫn  $S_j$  và diode  $D_j$  là giá trị điện áp cực đại trên tụ điện  $C_j$  được tính ở (18). Dòng điện cực đại qua khoá bán dẫn  $S_j$  và diode  $D_j$ , dòng điện lớn nhất qua cuộn dây  $L_j$  được xác định ở (14).

$$V_{S_j, \text{rating}} = V_{D_j, \text{rating}} = M V_{dc} \quad \& \quad I_{S_j, \text{rating}} = I_{D_j, \text{rating}} = I_{L_j, \max} = 2MI_m \quad (20)$$

Điện áp đặt trên các khoá bán dẫn ở phía nghịch lưu ( $S_{X1}$  và  $S_{X2}$ ) bằng điện áp đầu ra của mạch. Dòng điện cực đại qua các khoá bằng dòng điện cực đại của tải  $I_{load, \max}$ .

$$V_{S_{Xj}, \text{rating}} = 2M V_{dc} \quad \& \quad I_{S_{Xj}, \text{rating}} = I_{load, \max} = I_m \quad (21)$$

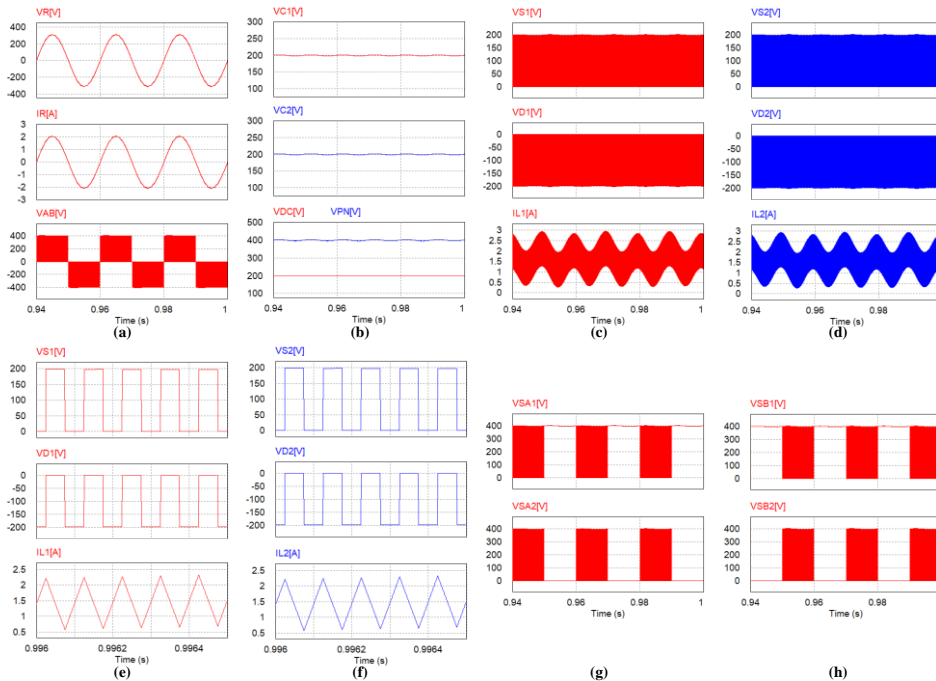
Trong đó  $j = 1 \div 2$  và  $X = A, B$ .

#### 4. Kết quả mô phỏng

**Bảng 1. Thông số mô phỏng**

Thông số		Giá trị	
		Giải thuật thông thường	Giải thuật đề xuất
Điện áp đầu vào	$V_{dc}$	200 V	200 V
Điện áp đầu ra	$V_{AB,RMS}$	220- $V_{RMS}$	220- $V_{RMS}$
Tần số đầu ra	$f$	50 Hz	50 Hz
<b>Bộ chuyển đổi DC – DC tăng áp</b>			
MOSFET	$S_1, S_2$	C3M0040120D 1200V – 40m $\Omega$	C3M0040120D 1200V – 40m $\Omega$
Diode	$D_1, D_2$	UJ3D1250K2 1200V – 1.5V	UJ3D1250K2 1200V – 1.5V
Cuộn dây	$L_1, L_2$	3mH, $r_L = 140m\Omega$	0.5mH, $r_L = 40m\Omega$
Tụ điện	$C_1, C_2$	1mF, $r_{ESR} = 45m\Omega$	10 $\mu$ F, $r_{ESR} = 7.64m\Omega$
<b>Nghịch lưu 1 pha cầu H</b>			
IGBT	$S_{A1}, S_{A2}, S_{B1}, S_{B2}$	FGL40N120AND 1200V – 2.6V	FGL40N120AND 1200V – 2.6V
Tần số chuyển mạch	$f_s$	10 kHz	10 kHz
Mạch lọc	$C_f$ và $L_f$	10 $\mu$ F and 3 mH	10 $\mu$ F and 3 mH
Tải trở	$R$	150 $\Omega$	150 $\Omega$

Cấu hình mạch được mô phỏng bằng phần mềm PSIM với các thông số mô trình bày trong bảng 1. Điện áp DC đầu vào của cấu hình là 200-V. Để đạt được điện áp đầu ra 220- $V_{RMS}$ , chỉ số điều chế  $M$  được tính là 0.78 cho cả hai giải thuật điều khiển. Ở giải thuật điều khiển thông thường, hệ số công tác điều khiển cho các khoá của bộ chuyển đổi DC-DC tăng áp là 0.5.

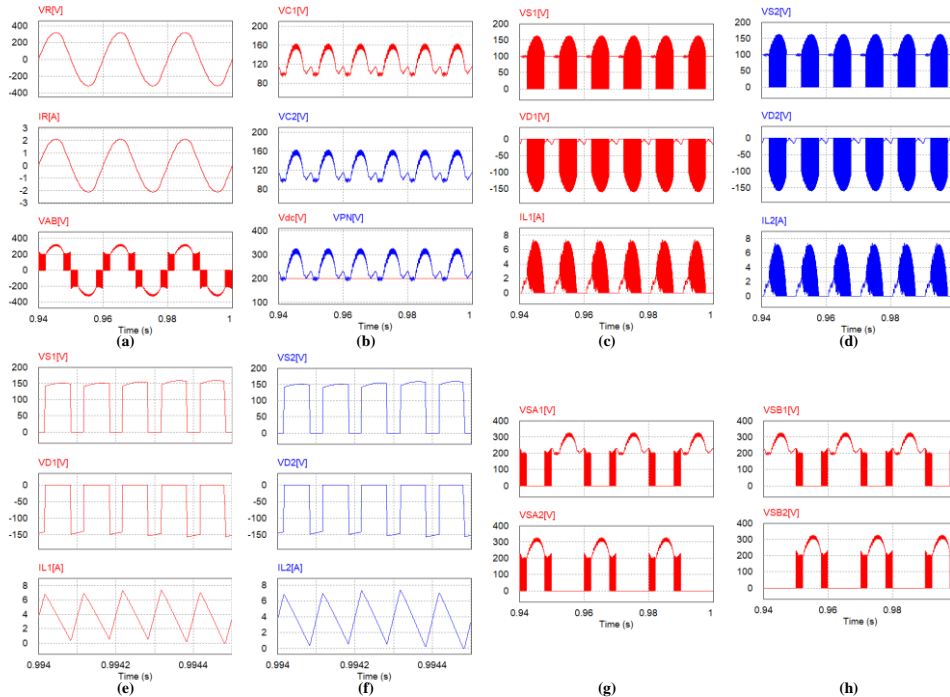


**Hình 4. Kết quả mô phỏng cấu hình điều khiển giải thuật thông thường.**

Kết quả mô phỏng của cấu hình được điều khiển với giải thuật thông thường được thể hiện trong hình 4. Trong hình 4(a), điện áp đầu ra trên tải sau bộ lọc thông thấp LC có dạng sóng hình sin có giá trị hiệu dụng 219- $V_{RMS}$ , với giá trị hiệu dụng dòng điện trên tải là 1.46- $A_{RMS}$ . Giá trị THD của điện áp

đầu ra sau bộ lọc đo được là 1.17%. Điện áp đầu ra  $V_{AB}$  gồm 3 cấp điện áp: +400-V; 0-V và -400-V thể hiện trong hình 4(a). Điện áp trên hai tụ  $C_1, C_2$  bằng nhau có giá trị 200-V,  $V_{PN}$  tổng điện áp trên hai tụ có giá trị không đổi 400-V so với điện áp DC đầu vào 200-V được thể hiện trong hình 4(b). Như trình bày trong hình 4(b), 4(c), 4(d) và 4(f) là các kết quả của phía DC-DC tăng áp, điện áp trên khoá  $S_1, S_2$  bằng nhau, tương tự điện áp trên diode  $D_1, D_2$  là như nhau và giá trị điện áp đặt trên các linh kiện bán dẫn là 200-V. Dòng điện qua cuộn dây  $L_1, L_2$  cân bằng và giá trị trung bình đo được 1.6-A,  $I_{L1,2}$  có giá trị lớn nhất 3-A, độ gợn dòng điện  $\Delta I_{L1,2}$  trong một chu kỳ chuyển mạch xấp xỉ khoảng 1.6-A. Dạng điện áp của các khoá công suất phía nghịch lưu được mô tả trong hình 4(g) và 4(h), ở bán kỳ dương của điện áp đầu ra thì khoá  $S_{A1}, S_{A2}$  hoạt động, khoá  $S_{B1}$  ngắt, khoá  $S_{B2}$  đóng. Đối với bán kỳ âm của điện áp đầu ra thì khoá  $S_{B1}, S_{B2}$  hoạt động, khoá  $S_{A1}$  ngắt khoá  $S_{A2}$  đóng. Điện áp đặt trên các khoá bán dẫn có giá trị là 400-V.

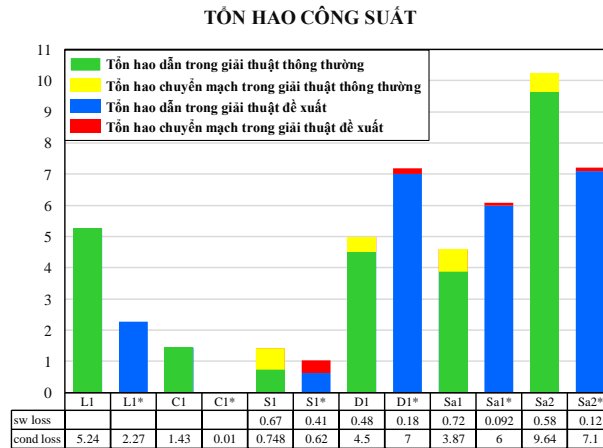
Các kết quả mô phỏng của cấu hình khi được điều khiển bằng giải thuật đề xuất được trình bày chi tiết trong hình 5. Trong hình 5(a) thể hiện điện áp và dòng điện đầu ra trên tải sau bộ lọc LC, có giá trị hiệu dụng lần lượt là 228-V<sub>RMS</sub> và 1.53-A<sub>RMS</sub>. Giá trị THD của điện áp đầu ra sau bộ lọc được đo bằng 3.8%. Điện áp đầu ra  $V_{AB}$  gồm 3 bậc điện áp: + $V_{PN}$ , 0-V và - $V_{PN}$  được thể hiện trong hình 5(a). Như được trình bày trong hình 5(b), điện áp trên hai tụ điện  $C_1, C_2$  cân bằng nhau, tuần hoàn với 1/2 chu kỳ điện áp tải, có giá trị đỉnh là 163-V và giá trị trung bình là 125-V. Điện áp  $V_{PN}$  là tổng điện áp trên hai tụ điện, có giá trị đỉnh 326-V và giá trị trung bình 250-V, khi các khoá công suất của bộ chuyển DC-DC tăng áp không hoạt động thì điện áp  $V_{PN}$  dao động xấp xỉ bằng với điện áp DC đầu vào. Khi điện áp DC đầu vào của cấu hình thấp hơn điện áp đầu ra, khi này bộ chuyển đổi DC-DC tăng áp hoạt động điều khiển cho điện áp DC-link bằng với điện áp đầu ra. Trong hình 5(c), 5(d), 5(e) và 5(f) minh hoạ điện áp trên khoá  $S_1$  và  $S_2$  bằng nhau, giá trị điện áp đặt cực đại trên chúng là 163-V. Diode  $D_1, D_2$  có điện áp như nhau và có giá trị điện áp đặt cực đại khoảng 160-V. Dòng điện qua cuộn dây  $L_1, L_2$  bằng nhau, giá trị dòng trung bình đo được 1.74-A,  $I_{L1,2}$  có giá trị lớn nhất 7.35-A và độ gợn dòng điện  $\Delta I_{L1,2}$  trong một chu kỳ chuyển mạch lớn nhất khoảng 7-A. Điện áp của các khoá công suất phía nghịch lưu được trình bày trong hình 5(g) và 5(h), có điện áp đặt bằng với giá trị điện áp cực đại đầu ra 318-V. Có thể thấy rằng với giải thuật đề xuất giảm được số lần chuyển mạch của các khoá công suất ở phía mạch nghịch lưu so với giải thuật điều khiển thông thường.



**Hình 5.** Kết quả mô phỏng cấu hình điều khiển giải thuật đề xuất.

Từ các kết quả mô phỏng ở hình 4 và hình 5, so sánh giữa giải thuật thông thường và giải thuật đề xuất, với cùng giá trị điện áp DC đầu vào, điện áp đầu ra sau lọc và THD trong giải thuật thông thường và đề xuất lần lượt có giá trị 219-V<sub>RMS</sub> và 228-V<sub>RMS</sub>, 1.17% và 3.8%. Giá trị THD của điện áp đầu ra trong giải thuật đề xuất vẫn phù hợp với tiêu chuẩn theo quy định (IEC61000-4-30). Quan sát điện áp trên các khoá bán dẫn ở cả hai giải thuật, có thể thấy rằng số lần chuyển mạch cũng như điện áp đặt trên chúng trong giải thuật đề xuất thấp hơn so với giải thuật thông thường từ đó giảm được tổn hao chuyển mạch trên các khoá. Với cùng điện áp DC đầu vào 200-V, điện áp đầu ra 220-V<sub>RMS</sub>, tổng số lần chuyển mạch của cấu hình được điều khiển với giải thuật đề xuất ở phía DC-DC tăng áp có thể giảm khoảng 2/5 và ở phía nghịch lưu giảm khoảng 3/5 so với giải thuật điều khiển thông thường. Phân tích tổn hao công suất của cấu hình ở cả hai giải thuật được trình bày chi tiết ở phần tiếp theo.

### 5. Phân tích tổn hao công suất.



**Hình 6.** Các thành phần tổn hao công suất của cấu hình. Trong đó (\*) là cấu hình được điều khiển với giải thuật đề xuất.

Cấu hình mạch khi hoạt động sẽ xuất hiện tổn hao công suất gồm có tổn hao dẫn trên cuộn dây  $L_1, L_2$ ; tổn hao trên tụ điện  $C_1, C_2$  và tổn hao trên các linh kiện bán dẫn. Tụ điện đầu vào  $C_{in1}, C_{in2}$  có nhiệm vụ chia đôi nguồn áp, tổn hao trên các tụ đầu vào không đáng kể. Tổn hao của các khoá bán dẫn gồm tổn hao dẫn và tổn hao chuyển mạch.

Tổn hao trên cuộn dây và tụ điện được tính toán như sau:

$$P_{Lj} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} r_L i_L^2(t) d\omega t \quad \& \quad P_{Cj} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} r_{ESR} i_C^2(t) d\omega t \quad (22)$$

Trong đó,  $r_L$  và  $r_{ESR}$  lần lượt là nội trở của cuộn dây và tụ điện,  $i_L$  là dòng qua cuộn dây,  $i_C$  là dòng điện qua tụ điện.

Tổn hao dẫn của các linh kiện bán dẫn trong cấu hình được xác định như sau:

$$P_{Sj,cond,MOSFET} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} r_{DS(on)} i_{Sj}^2(t) d\omega t \quad \& \quad P_{Dj,cond} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_F i_{Dj}(t) d\omega t$$

$$\& \quad P_{Sxj,cond,IGBT} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_{CE(sat)} i_{Sxj}(t) d\omega t \quad (23)$$

Trong đó,  $P_{Sj,cond,MOSFET}$  và  $P_{Dj,cond}$  là tổn hao dẫn của khoá MOSFET và diode ở phía DC-DC,  $r_{DS(on)}$  là nội trở của MOSFET và  $V_F$  là điện áp phân cực thuận của Diode,  $i_{Sj}$  và  $i_{Dj}$  là dòng điện qua MOSFET và diode.  $P_{Sxj,cond,IGBT}$  là tổn hao dẫn của các IGBT ở phía nghịch lưu,  $V_{CE(sat)}$  là điện áp Collector- Emitter của IGBT và  $i_{Sxj}$  là dòng điện đi qua IGBT. Bên cạnh đó các IGBT được kích dẫn dòng điện đi từ Collector

sang Emitter, khi dòng điện đi từ Emitter sang Collector tức là qua body-diode của IGBT khi này tổn hao dẫn của body diode được tính như là tổn hao dẫn trên diode ở (23).

Tổn hao chuyển mạch trong cấu hình được xác định như sau:

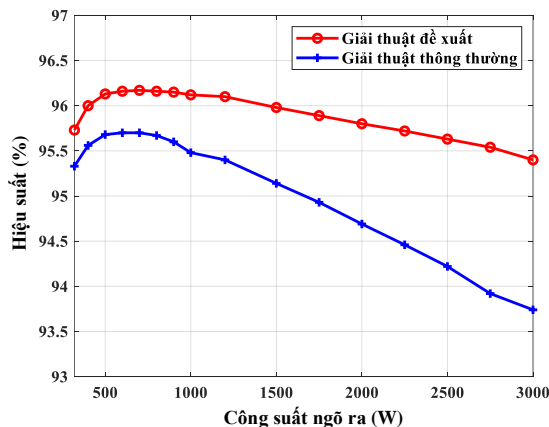
$$P_{Sj,MOSFET,SW} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{1}{2} \frac{v_{Sj}(t)i_{Sj}(t)(t_{on} + t_{off})}{T_s} d\omega t \quad \& \quad P_{Dj,rr} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{Q_{rr}v_{Dj}(t)}{T_s} d\omega t$$

$$\& \quad P_{Sj,IGBT,SW} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{E_{SW}[v_{Sj}(t), i_{Sj}(t)]}{T_s} d\omega t \quad (24)$$

Trong đó,  $P_{Sj,MOSFET,SW}$  là tổn hao chuyển mạch trên các MOSFET,  $v_{Sj}$  và  $i_{Sj}$  lần lượt là điện áp và dòng điện chuyển mạch của MOSFET,  $t_{on}$  và  $t_{off}$  thời gian đóng và ngắt của khoá.  $P_{Sj,IGBT,SW}$  là tổn hao chuyển mạch trên các khoá IGBT, năng lượng chuyển mạch  $E_{SW}[v_{Sj}(t), i_{Sj}(t)]$  là hàm số của điện áp và dòng điện chuyển mạch của IGBT.  $P_{Dj,rr}$  là tổn hao hồi phục ngược của diode cũng như bodydiode trên các khoá,  $Q_{rr}$  là điện tích hồi phục ngược (reverse recovery charge) và  $v_{Dj}$  là điện áp phân cực ngược của diode.

Cấu hình điều khiển với giải thuật thông thường, nhằm duy trì điện áp DC-link cấp cho mạch nghịch lưu là hằng số thì tụ điện đầu ra của bộ chuyển đổi DC-DC tăng áp phải có điện dung lớn làm cho tổn hao trên tụ điện tăng. Các khoá bán dẫn của cấu hình hoạt động đóng ngắt liên tục khi tần số chuyển mạch cao sinh ra tổn hao chuyển mạch đáng kể. Đối với cấu hình được điều khiển giải thuật đề xuất, điện áp DC-link cấp cho phía nghịch lưu được điều khiển như biểu diễn ở hình 3. Trong chế độ tăng áp, khoá  $S_1$ ,  $S_2$  sẽ xuất hiện tổn hao dẫn và tổn hao chuyển mạch, tổn hao hồi phục ngược của diode  $D_1$ ,  $D_2$ , và các khoá ở phía nghịch lưu không xuất hiện tổn hao chuyển mạch. Còn ở chế độ giảm áp, khoá  $S_1$ ,  $S_2$  không xuất hiện tổn hao, diode  $D_1$ ,  $D_2$  chỉ xuất hiện tổn hao dẫn và các khoá phía nghịch lưu xuất hiện tổn hao chuyển mạch, tổn hao hồi phục ngược của body diode. Tính toán và mô phỏng tổn hao công suất của cấu hình được điều khiển với cả hai giải thuật được thực hiện thông qua phần mềm PSIM. Các thông số linh kiện được trình bày ở bảng 1.

Các thành phần tổn hao công suất của cấu hình được điều khiển ở cả hai giải thuật với công suất đầu ra 1.2-KW được trình bày ở hình 6 (ở phía bộ chuyển đổi DC-DC tăng áp các thành phần thứ 1 ( $L_1$ ,  $C_1$ ,  $S_1$ ,  $D_1$ ) có tổn hao bằng với các thành phần thứ 2 ( $L_2$ ,  $C_2$ ,  $S_2$ ,  $D_2$ ), đối phía nghịch lưu tổn hao của các khoá nhánh A bằng nhánh B). Trong hình 6, tổng tổn hao công suất của cấu hình điều khiển giải thuật thông thường là 55.76-W và giải thuật đề xuất là 47.6-W. Có thể thấy rằng, cấu hình được điều khiển với giải thuật đề xuất có tổn hao chuyển mạch trên các khoá công suất giảm đáng kể so với giải thuật thông thường. Ở giải thuật đề xuất, tổng tổn hao trên khoá  $S_1$  giảm được 27.4%, diode  $D_1$  có tổn hao hồi phục ngược thấp hơn nhưng thay vào đó tổn hao dẫn lại tăng lên so với giải thuật thông thường. Tổn hao chuyển mạch trong giải thuật đề xuất của khoá  $S_{A1}$  giảm được 87.2%, đối với khoá  $S_{A2}$  bằng 1/5 so với giải thuật thông thường. Trong giải thuật đề xuất, điện áp DC-link cấp cho phía nghịch lưu không phải là hằng số, vì vậy tụ điện sử dụng có điện dung nhỏ hơn và cuộn dây được chọn cũng có giá trị điện cảm bé hơn so với giải thuật thông thường, trong hình 6 có thể thấy rằng tổn hao trên tụ điện là không đáng kể và tổn hao dẫn trên cuộn dây thấp hơn so với cấu hình điều khiển giải thuật thông thường.



Hình 7. Kết quả mô phỏng hiệu suất của cấu hình trong cả hai giải thuật điều khiển.

Kết quả mô phỏng hiệu suất của cấu hình trong cả hai giải thuật được trình bày ở hình 7, hiệu suất của giải thuật đề xuất lớn hơn gần 1% so với giải thuật thông thường. Ngoài ra, công suất đầu ra càng lớn thì hiệu suất của giải thuật đề xuất lớn hơn đáng kể so với giải thuật thông thường. Bởi vì, khi điện áp DC-link cấp cho phía nghịch lưu điều khiển giảm chuyển mạch các khoá bán dẫn, từ đó tổn hao chuyển mạch của các khoá giảm đáng kể làm cho hiệu suất của cấu hình được cải thiện.

## 6. Kết luận

Bài báo đã trình bày giải thuật đề xuất cho cấu hình nghịch lưu 1 pha tăng áp cầu H nhằm mục đích giảm tổn hao chuyển mạch, cải thiện hiệu suất. Lý thuyết và nguyên lý hoạt động của mạch đã được phân tích trình bày và xác minh bằng các kết quả mô phỏng thực hiện từ phần mềm PSIM. Các kết quả mô phỏng và tính toán phân tích tổn hao công suất cho thấy số lần chuyển mạch trên các khoá công suất của cấu hình đề xuất giảm và hiệu suất của giải thuật đề xuất cao hơn 1% so với giải thuật thông thường. Điều đó cho thấy tổn hao chuyển mạch trên các khoá bán dẫn đã được cải thiện. Hơn nữa, việc sử dụng tụ film thay thế cho tụ hoá giúp tăng độ tin cậy của hệ thống. Ngoài ra, so với giải thuật điều khiển thông thường, giải thuật đề xuất có giá trị điện áp đặt trên các linh kiện thấp hơn. Vì vậy có thể lựa chọn các linh kiện với giá trị nhỏ hơn để tối ưu hoá mật độ công suất của hệ thống. Cấu hình này thích hợp cho các ứng dụng có công suất từ nhỏ đến trung bình như hệ thống điện mặt trời hoặc pin nhiên liệu.

## Lời cảm ơn

Bài báo này được thực hiện tại phòng thử nghiệm điện tử công suất nâng cao D405 với sự hỗ trợ của dự án sinh viên nghiên cứu khoa học năm 2024 của Trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật Thành phố Hồ Chí Minh với mã số đề tài SV2024-183.

## Xung đột lợi ích

Các tác giả tuyên bố không có xung đột lợi ích.

## REFERENCES

- [1] P. Prabhakaran, S. M. Krishna, D. J. L. Febin, and T. Perumal, "A Novel PR Controller with Improved Performance for Single-Phase UPS Inverter," *2021 4th Biennial International Conference on Nascent Technologies in Engineering (ICNTE)*, NaviMumbai, India, 2021, pp. 1-6.
- [2] M. Parvez, M. F. M. Elias, N. A. Rahim, F. Blaabjerg, D. Abbott, and S. F. Al-Sarawi, "Comparative Study of Discrete PI and PR Controls for Single-Phase UPS Inverter," in *IEEE Access*, vol. 8, pp. 45584-45595, 2020.
- [3] G. He, S. Zheng, Y. Dong, G. Li, and W. Zhang, "Model Predictive Voltage Control of Uninterruptible Power Supply Based on Extended-State Observer," *Energies*, vol. 15, p. 5489, 2022.
- [4] El-Bourhichi, A. S. Oukassi, and L. El-Bahir, "El-Adnani, M. Active disturbance rejection control for a five-level cascaded H-bridge inverter fed induction motor sensorless field-oriented," *Math. Probl. Eng.*, p. 9925072, 2021.
- [5] N. A. Sevostyanov, R. L. Gorbunov, and M. A. Zharkov, "Digital control system with an adaptive feedback loop for AC motor PWM drive," *17th International Ural Conference on AC Electric Drives (ACED)*, Ekaterinburg, Russia, 2018, pp. 1-4.
- [6] F. Sevilmis and H. Karaca, "An Experimental Study of Grid Tied Inverter for Renewable Energy Systems," *2018 International Conference on Smart Energy Systems and Technologies (SEST)*, Seville, Spain, 2018, pp. 1-6.
- [7] S. Bouguerra, M. R. Yaiche, O. Gassab, A. Sangwongwanich, and F. Blaabjerg, "The Impact of PV Panel Positioning and Degradation on the PV Inverter Lifetime and Reliability," *IEEE J. Emer. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 9, no. 3, pp. 3114-3126, Jun. 2021.
- [8] S. A. Azmi, A. A. Shukor, and S. R. A. Rahim, "Performance Evaluation of Single-Phase H-Bridge Inverter Using Selective Harmonic Elimination and Sinusoidal PWM Techniques," *IEEE 7th International Conference on Power and Energy (PECon)*, Kuala Lumpur, Malaysia, 2018, pp. 67-72.
- [9] V. T. Tran, M. K. Nguyen, D. T. Do, and D. Vinnikov, "An SVM Scheme for Three-Level Quasi-Switched Boost T-Type Inverter With Enhanced Voltage Gain and Capacitor Voltage Balance," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 36, no. 10, pp. 11499-11508, Oct. 2021.
- [10] T. T. Tran, M. K. Nguyen, Y. C. Lim, and J. H. Choi, "A Single-Phase Common Ground Boost Inverter for Photovoltaic Applications," *2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia)*, Niigata, Japan, 2018, pp. 1799-1802.
- [11] H. Wen, W. Xiao, X. Wen, and P. Armstrong, "Analysis and Evaluation of DC-Link Capacitors for High-Power-Density Electric Vehicle Drive Systems," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 61, no. 7, pp. 2950-2964, Sept. 2012.
- [12] E. Wolfgang, "Examples for failures in power electronics systems," presented at *ECPE Tutorial on Reliability of Power Electronic Systems*, Nuremberg, Germany, Apr. 2007.
- [13] S. Dusmez, A. Hasanzadeh, and A. Khaligh, "Comparative Analysis of Bidirectional Three-Level DC-DC Converter for Automotive Applications," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 5, pp. 3305-3315, May 2015.

**Yen-Nhi Tran Thi** was born in Viet Nam, in 2002. She is currently a 4th year student in Electronic Engineering at Ho Chi Minh City University of Technology and Education, Viet Nam.

Email: [20142067@student.hcmute.edu.vn](mailto:20142067@student.hcmute.edu.vn). ORCID: <https://orcid.org/0009-0008-6960-4407>.

---

**Vinh Thanh Tran** was born in Viet Nam, in 1995. He received the B.S. and the M.S degrees in Electronic Engineering from Ho Chi Minh City University of Technology and Education, Viet Nam, in 2018 and 2020, respectively. He currently working toward the Ph.D. degree in Electronic Engineering at Ho Chi Minh City University of Technology and Education, Viet Nam. His current research interests include impedance source inverter and control of multi-level inverter.

Email: [thanhtv@hcmute.edu.vn](mailto:thanhtv@hcmute.edu.vn). ORCID:  <https://orcid.org/0000-0001-7135-5077>

**Dinh Hai Nguyen** was born in Viet Nam, in 1983. He is currently a 4th year student in electrical-electronic engineering from Lac Hong University, Viet Nam.

Email: [hainguyen082023@gmail.com](mailto:hainguyen082023@gmail.com). ORCID:  <https://orcid.org/0009-0004-1091-5527>

**Tuan Le Danh** was born in Viet Nam, in 1973. He received the B.S. and the M.S degrees in Electronic Engineering from Ho Chi Minh City University of Technology and Education, Viet Nam, in 1997 and 2016 respectively. His current research interests include power converters.

Email: [dtle@kge.edu.vn](mailto:dtle@kge.edu.vn). ORCID:  <https://orcid.org/0009-0009-3422-5826>

**Duc Tri Do** (Member, IEEE) was born in Vietnam in 1973. He received the B.S., M.S. and Ph.D degrees in electronic engineering from the Ho Chi Minh City University of Technology and Education, Ho Chi Minh City, Vietnam, in 1999, 2012 and 2021, respectively. He is currently a Lecturer with the Faculty of Electrical and Electronics Engineering, Ho Chi Minh City University of Technology and Education. His current research interests include power converters for renewable energy systems.

Email: [tridd@hcmute.edu.vn](mailto:tridd@hcmute.edu.vn). ORCID:  <https://orcid.org/0000-0002-4096-5208>