

Single-phase Inverter in Grid PV Application

Duc Tri Do^{*}, Vinh Thanh Tran, Thi Bích Nga Truong, Phan Anh Tuan Nguyen

Ho Chi Minh City University of Technology and Education, Vietnam

^{*}Corresponding author. Email: tridd@hcmute.edu.vn

ARTICLE INFO

Received: 10/08/2023
Revised: 13/09/2023
Accepted: 10/10/2023
Published: 28/08/2024

KEYWORDS

Multilevel inverter;
Grid connected;
Photovoltaic;
SinPWM;
Cascaded H-Bridge.

ABSTRACT

Many countries widely use grid-connected solar power systems. Deploying this technology in urban centers is highly practical because it allows the use of the existing grid while bringing the generated energy closer to the point of consumption. The increasing demand for energy as well as environmental impact from traditional energy sources, especially fossil fuels, have made renewable energy sources more popular. Among these, grid-connected inverters are gaining popularity due to their ease of installation, maintenance, and low purchase cost. The method of controlling a grid-connected single-phase inverter typically use of sinusoidal pulse width modulation (SPWM) algorithm in grid synchronization conditions. In addition, the control technique solves the short-circuit (shoot-through) problem by adding dead-time to the switching process of power switches, calculating component selection, analyzing and building control algorithms for grid-connected inverters. Furthermore, small signal analysis is carried out to design a controller for the grid-connected inverter system, ensuring stable and efficient operation of the system. Research results have been verified using PSIM simulation software and an actual prototype.

Nghịch Lưu một Pha trong Ứng Dụng PV Hòa Lưới

Đỗ Đức Trí^{*}, Trần Vinh Thanh, Trương Thị Bích Nga, Nguyễn Phan Anh Tuấn

Trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật Thành phố Hồ Chí Minh, Việt Nam

^{*}Tác giả liên hệ. Email: tridd@hcmute.edu.vn

THÔNG TIN BÀI BÁO

Ngày nhận bài: 10/08/2023
Ngày hoàn thiện: 13/09/2023
Ngày chấp nhận đăng: 10/10/2023
Ngày đăng: 28/08/2024

TỪ KHÓA

Nghịch lưu đa bậc;
Nối lưới;
Quang điện;
SinPWM;
Cầu H ghép tầng.

TÓM TẮT

Nhiều quốc gia sử dụng rộng rãi hệ thống điện mặt trời hòa lưới. Việc triển khai công nghệ này ở các trung tâm đô thị rất thiết thực vì nó cho phép sử dụng lưới điện hiện có trong khi vẫn đưa năng lượng được tạo ra đến gần hơn với điểm tiêu thụ. Nhu cầu năng lượng ngày càng tăng cũng như tác động đến môi trường từ các nguồn năng lượng truyền thống, đặc biệt những nhiên liệu hóa thạch, đã làm cho các nguồn năng lượng tái tạo trở nên phổ biến hơn. Trong số này, nghịch lưu kết nối lưới đang trở nên phổ biến nhờ tính dễ lắp đặt, bảo trì và chi phí mua thấp. Phương pháp điều khiển nghịch lưu 1 pha kết nối lưới thường sử dụng kỹ thuật điều chế độ rộng xung sin (SPWM) trong điều kiện đồng bộ lưới. Ngoài ra, kỹ thuật điều khiển giải quyết vấn đề ngắn mạch (shoot-through) bằng cách bổ sung thêm dead-time vào quá trình chuyển mạch của các khóa công suất, tính toán chọn linh kiện, phân tích-xây dựng giải thuật điều khiển bộ nghịch lưu nối lưới. Việc phân tích tín hiệu nhỏ được thực hiện để xây dựng bộ điều khiển cho hệ thống nghịch lưu nối lưới, giúp đảm bảo hệ thống hoạt động ổn định và hiệu quả. Kết quả nghiên cứu đã được xác minh bằng phần mềm mô phỏng PSIM và mô hình thử nghiệm thực tế.

Doi: <https://doi.org/10.54644/jte.2024.1442>

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

Nguồn năng lượng tái tạo được xem là giải pháp để tạo ra năng lượng ít tác động đến môi trường và ít phát thải CO₂ [1]. Trong các ứng dụng dân dụng, hầu hết sử dụng các hệ thống năng lượng mặt trời (PV) có hoặc không có kết nối với lưới điện [2]. Để hoạt động trong các tình huống mà có ánh nắng che phủ hoặc không có mạng lưới điện tạm thời, cũng như trong các hoạt động ban đêm, hệ thống này cần cách ly khỏi lưới điện chính và sử dụng năng lượng đã tích lũy để cung cấp cho các tải phụ [3].

Các hệ thống PV nối lưới phổ biến đang được sử dụng rộng rãi ở một số quốc gia. Việc triển khai công nghệ này tại các trung tâm đô thị mang tính thực tiễn cao vì cho phép tận dụng lưới điện hiện có đồng thời đưa nguồn năng lượng được tạo ra đến gần điểm tiêu thụ hơn, giảm thiểu chi phí phân phối điện và tổn thất truyền tải. Nó cũng có thể giúp giảm nhu cầu cao điểm và đầu tư vào đường dây truyền tải và phân phối [4], [5].

Bóng che là một vấn đề nghiêm trọng trong các hệ thống PV vì nó có thể ảnh hưởng đến hiệu quả và khả năng cung cấp các chỉ số chất lượng điện năng phù hợp cho phụ tải. Theo quan điểm này, bộ nghịch lưu đa bậc là một giải pháp khả thi để giảm thiểu vấn đề này vì chúng có chất lượng điện năng tốt hơn so với bộ nghịch lưu hai bậc [6], [7].

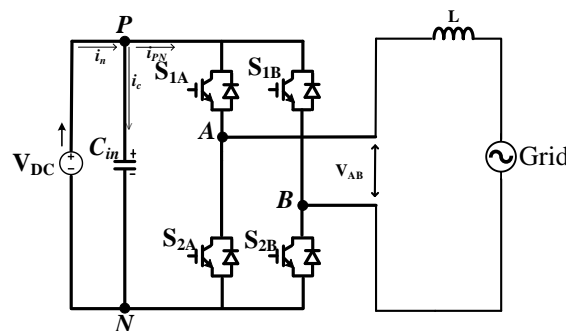
Nghịch lưu ba bậc là một trong những cấu trúc được sử dụng phổ biến nhất trong các ứng dụng PV. Trong số các cấu trúc liên kết nghịch lưu đa bậc, nghịch lưu kẹp điểm trung tính (NPC) [8], [9], nghịch lưu tụ kẹp (Flying Capacitor) [10], [11] và nghịch lưu ghép tầng cầu H (Cascade H-bridge) [6], [12]. Đối với nghịch lưu NPC có những nhược điểm cố hữu, chẳng hạn như các diode kẹp và tổn hao dẫn cao do luôn hoạt động với bốn khóa công suất trong một chu kỳ đóng ngắt [13]. Nghịch lưu hình T được biết như là một giải pháp để thay thế cho nghịch lưu NPC, ưu điểm của nghịch lưu hình T hoạt động với ít thiết bị bán dẫn hơn so với NPC. Tuy nhiên nhược điểm của nghịch lưu hình T bởi điện áp đặt trên các khóa công suất của nhánh nối với điện áp DC-link lớn [14]. Có thể thấy rằng, nghịch lưu cầu H có một số ưu điểm hơn so với nghịch lưu NPC và FC bởi vì nghịch lưu cầu H có thể dễ dàng nâng bậc điện áp đầu ra bằng cách ghép các module cầu H mà ưu điểm này trở thành lựa chọn cho nhiều ứng dụng như hệ thống PV nối lưới, hệ thống nguồn dự phòng UPS cũng như hệ thống điều khiển động cơ [6] – [8].

Trong bài báo này, kỹ thuật điều chế độ rộng xung cho cấu hình nghịch lưu bằng phương pháp SPWM được thực hiện. Giải thuật giải quyết vấn đề ngắn mạch (shoot-through) bằng cách bổ sung thêm dead-time vào quá trình chuyển mạch của các khóa công suất, tính toán chọn linh kiện, phân tích-xây dựng giải thuật điều khiển bộ nghịch lưu nối lưới cũng như kiểm chứng thông qua phần mềm mô phỏng PSIM và mô hình thử nghiệm.

2. Cấu hình nghịch lưu một pha ba bậc cầu H

2.1. Nguyên lý hoạt động

Mạch nghịch lưu một pha cầu H có đầu vào là nguồn điện một chiều (V_{DC}), tụ điện (C_{in}) mắc song song với nguồn điện một chiều để dòng nguồn I_n là hằng số. Mạch nghịch lưu một pha cầu H gồm có 4 khóa công suất được chia thành hai nhánh pha (A và B), mỗi nhánh có 2 khóa lần lượt là nhánh A (S_{1A} , S_{2A}), nhánh B (S_{1B} , S_{2B}). Hai nhánh này được nối song song để tạo thành nên cầu H (như trình bày ở Hình.1).

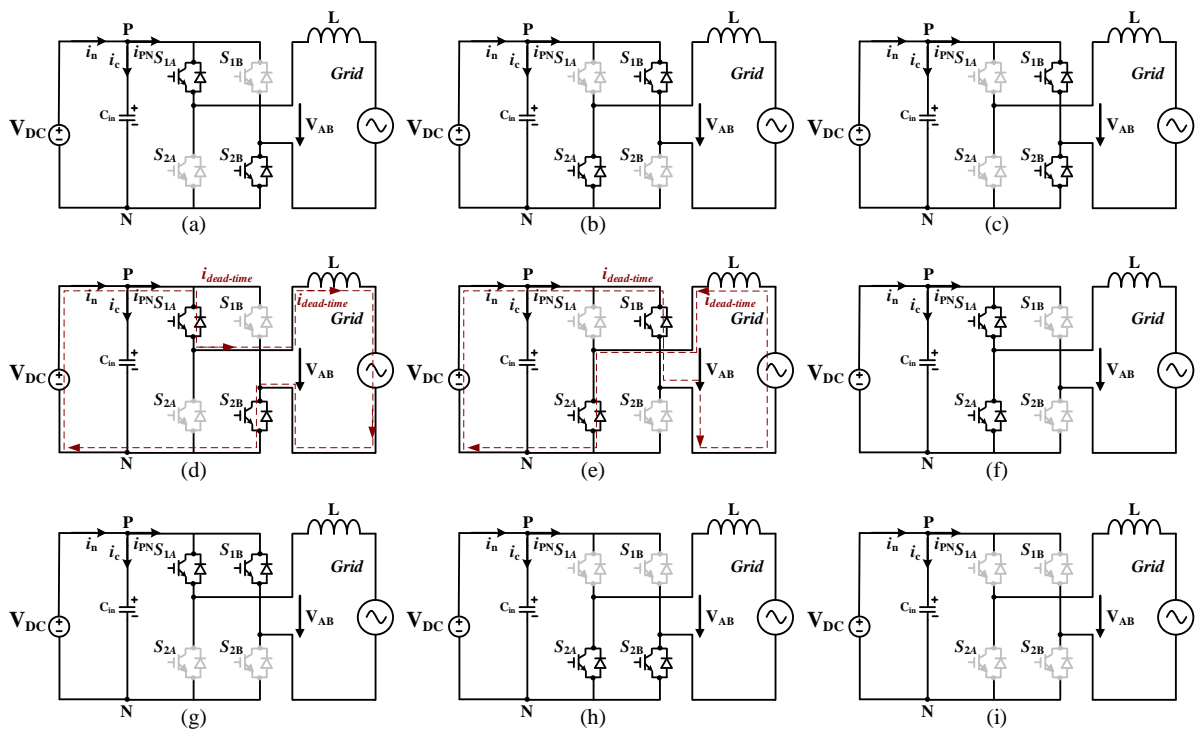


Hình 1. Sơ đồ nguyên lý mạch nghịch lưu cầu H.

Nguyên lý hoạt động của bộ nghịch lưu một pha cầu H dựa vào các trạng thái chuyển mạch của các khóa công suất. Cấu hình nghịch lưu một pha cầu H có thể tạo điện áp ngõ ra (V_{AB}) ở 3 mức: $+V_{DC}$, 0, $-V_{DC}$. Các mức điện áp ứng với từng trạng thái của các khóa công suất được trình bày như Bảng 1.

Bảng 1. Trạng thái đóng-ngắt của bộ nghịch lưu

| Mode | S_{1A} | S_{2A} | S_{1B} | S_{2B} | V_{AB} |
|------|----------|----------|----------|----------|-----------|
| 1 | ON | OFF | OFF | ON | $+V_{dc}$ |
| 2 | OFF | ON | ON | OFF | $-V_{dc}$ |
| 3 | OFF | OFF | ON | ON | Ngắn mạch |
| 4 | ON | ON | OFF | OFF | Ngắn mạch |
| 5 | ON | OFF | ON | OFF | 0 |
| 6 | OFF | ON | OFF | ON | 0 |
| 7 | OFF | OFF | OFF | OFF | 0 |



Hình 2. Sơ đồ mạch tương đương theo Bảng 1: (a) Mode 1; (b) Mode 2; (c) Mode 3; (f) Mode 4; (g) Mode 5; (h) Mode 6; (i) Mode 7.

Để đạt điện áp đầu ra $+V_{dc}$ (Hình 2a) hai khóa S_{1A} , S_{2B} ở trạng thái “ON”, trong khi đó hai khóa S_{1B} , S_{2A} , ở trạng thái “OFF”.

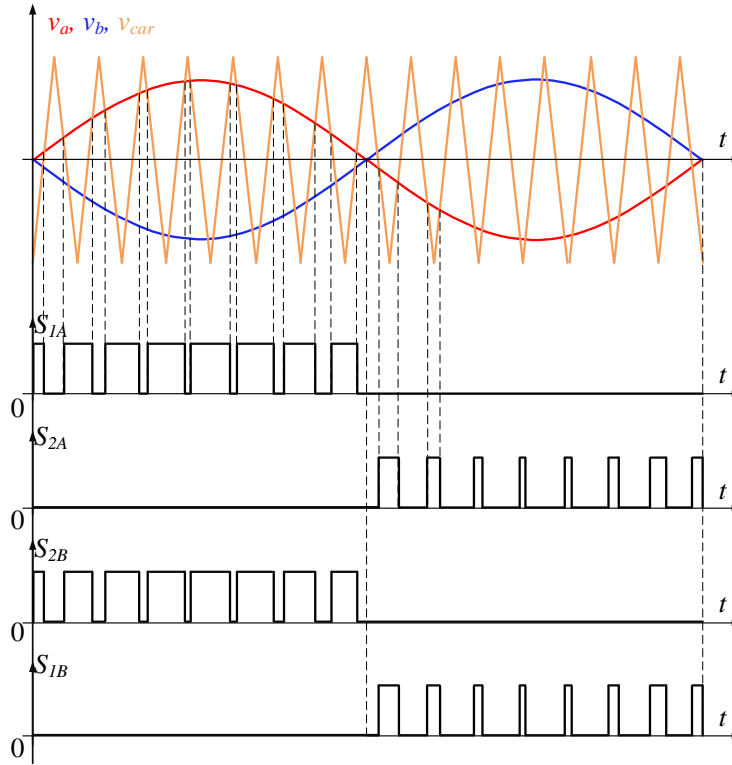
Để đạt điện áp đầu ra $-V_{dc}$ (Hình 2b), hai khóa S_{1B} , S_{2A} ở trạng thái “ON”, trong khi đó hai khóa S_{1A} , S_{2B} , ở trạng thái “OFF”.

Trạng thái ngắn mạch được trình bày ở Hình 2c, Hình 2f, trạng thái này không được phép sử dụng trong các bộ nghịch lưu truyền thống. Lưu ý, trạng thái này chỉ trình bày để người đọc thấy rõ ảnh hưởng của chúng khi xảy ra ngắn mạch. Trong thực tế của các bộ nghịch lưu trạng thái này không được sử dụng.

Trạng thái chuyển mạch khi có deadtime như trình bày ở Hình 2d, Hình 2e, hai trạng thái này tránh hiện tượng ngắn mạch xảy ra như trình bày ở Hình 2c, Hình 2f.

Để đạt điện áp đầu ra 0 (Hình 2g, 2h, 2i), hai khóa S_{1A} , S_{1B} hoặc S_{2A} , S_{2B} ở trạng thái “ON”, trong khi đó hai khóa S_{1A} , S_{1B} hoặc S_{2A} , S_{2B} , hoặc S_{1A} , S_{1B} và S_{2A} , S_{2B} ở trạng thái “OFF”.

2.2. Phương pháp điều khiển



Hình 3. Tín hiệu điều khiển của các khóa công suất trong nghịch lưu 1 pha cầu H.

Phương trình tổng quát của 2 sóng điều khiển:

$$\begin{cases} V_a = m \cdot \sin(2\pi ft) \\ V_b = m \cdot \sin(2\pi ft + \pi) = -m \cdot \sin(2\pi ft) \end{cases} \quad (1)$$

Với: f là tần số cơ bản đầu ra; m là chỉ số điều chế ($0 \leq m \leq 1$).

Biên độ đỉnh của sóng hài bậc một điện áp đầu ra:

$$V_x = m \times V_{dc} \quad (2)$$

Trong đó, V_x là điện áp đầu ra V_{AB} .

Điều khiển kích đóng cho các khóa công suất phụ thuộc vào 2 tín hiệu điều khiển và sóng mang tần số cao như trình bày tại Hình 3. Tín hiệu điều khiển được trình bày theo phương trình (3):

$$\begin{aligned} S_{1A}, S_{2B} &= \begin{cases} 1 & \text{if } v_x > V_{Car} \\ 0 & \text{else} \end{cases} \\ S_{2A}, S_{1B} &= \begin{cases} 1 & \text{if } v_x \leq V_{Car} \\ 0 & \text{else} \end{cases} \end{aligned} \quad (3)$$

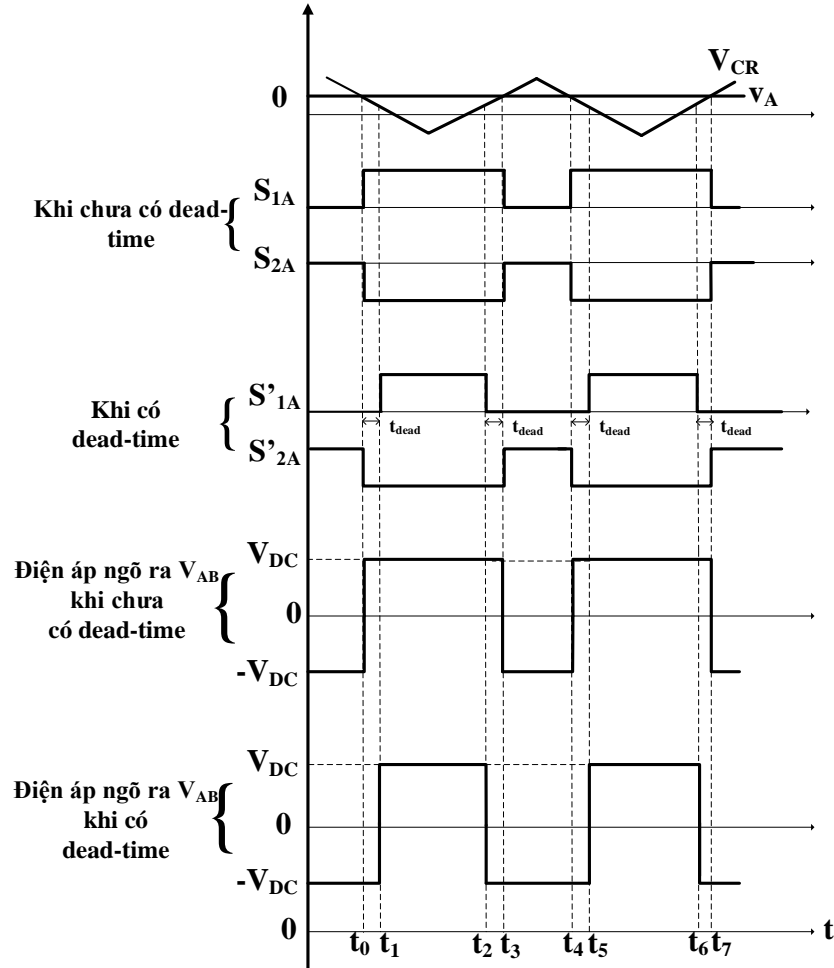
2.3. Dead-time

Điện áp đầu ra trên một pha mạch nghịch lưu khi chưa có dead-time, điện áp đầu ra được xác định như sau:

$$\overline{V_{AB}} = V_{DC} \cdot \left(\frac{t_3 - t_0}{T_S} \right) = V_{DC} \cdot m \cdot \sin(2\pi f_o t + \varphi) \quad (4)$$

Trong đó:

V_{DC} là điện áp đầu vào, m là chỉ số điều chế, φ là góc pha



Hình 4. Ảnh hưởng của dead-time đối với điện áp đầu ra.

Điện áp đầu ra trên một pha mạch nghịch lưu khi có dead-time, điện áp đầu ra được xác định như sau:

$$\begin{aligned} \overline{V_{AB}} &= V_{DC} \cdot \left(\frac{t_2 - t_1}{T_S} \right) - V_{DC} \cdot \left(\frac{t_1 - t_0}{T_S} \right) = V_{DC} \cdot \left(\frac{t_2 - t_1}{T_S} - \frac{t_{dead}}{T_S} \right) \\ &= V_{DC} \cdot \left[m \cdot \sin(2\pi f_o t + \varphi) - \frac{t_{dead}}{T_S} \right] \end{aligned} \quad (5)$$

Trong đó: t_{dead} là thời gian delay, T_S là chu kỳ đóng ngắt.

Để tránh tổn hao điện áp do dead-time gây ra, kỹ thuật bổ sung tín hiệu điều khiển bởi năng lượng mất đi được xác định theo phương trình (6).

$$v_a = \begin{cases} m \cdot \sin(2\pi f_o t + \varphi) + \frac{t_{dead}}{T_s} & \text{if } I > 0 \\ m \cdot \sin(2\pi f_o t + \varphi) - \frac{t_{dead}}{T_s} & \text{if } I \leq 0 \end{cases} \quad (6)$$

2.4. Lựa chọn linh kiện

Bảng 2. Thông số chính của linh kiện

| Thông số | Ký hiệu | Giá trị | Đơn vị |
|------------------------------|--------------|---------|--------|
| Điện áp danh định | V_{DS} | 300 | V |
| Dòng điện tối đa | I_D | 70 | A |
| Điện trở D-S dẫn | $R_{DS(on)}$ | 25,5 | mΩ |
| Thời gian delay dẫn | $t_{d(on)}$ | 24 | ns |
| Thời gian tăng | t_r | 16 | ns |
| Thời gian delay ngắt | $t_{d(off)}$ | 62 | ns |
| Thời gian giảm | t_f | 45 | ns |
| Điện áp thuận đặt trên Diode | V_{SD} | 1,3 | V |
| Reverse recovery time | t_{rr} | 351 | ns |
| Reverse recovery charge | Q_{rr} | 3686 | nC |

2.4.1. Lựa chọn tụ điện

Dựa trên bảng thông số của linh kiện và nguyên lý hoạt động của cấu hình nghịch lưu 1 pha cầu H, tụ điện trong mạch nghịch lưu được trình bày.

$$V_{C,2\omega} = Z_C \cdot I_{C,2\omega} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{2\omega} \cdot C} \cdot I_{C,2\omega} \quad (7)$$

Trong đó:

$V_{C, 2\omega}$, $I_{C, 2\omega}$, $f_{C, 2\omega}$ lần lượt là giá trị điện áp, dòng điện, tần số trên tụ điện tại tần số (100 Hz).

2.4.2. Lựa chọn cuộn dây trên mạch lọc đầu ra.

Để lựa chọn giá trị cuộn dây, độ biến thiên của dòng điện qua cuộn dây được xác định như sau:

$$\Delta I_L = \frac{V_{DC} - V_g}{L \cdot f_s} \cdot V_a \quad (8)$$

Trong đó:

V_{DC} là điện áp đầu vào của mạch nghịch lưu (V), V_g là điện áp đầu ra của mạch nghịch lưu (V), L là cuộn cảm (H), f_s là tần số chuyển mạch (Hz), V_a là tín hiệu điện áp tham chiếu (V).

2.5. Phân tích tổn hao mạch nghịch lưu 1 pha cầu H

2.5.1. Phân tích tổn hao đóng-ngắt của khóa công suất S_{1A}

– Tổn hao đóng của khóa công suất S_{1A} .

$$P_{onS_{1A}} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^\pi V_{S_{1A}} \cdot I_{S_{1A},RMS}(t) \cdot t_{on} \cdot f_s dt \quad (9)$$

Trong đó:

V_{S1A} là giá trị điện áp đặt trên khóa S_{1A} , $I_{S1A,RMS}$ RMS là giá trị dòng hiệu dụng qua khóa S_{1A} , f_s là tần số chuyển mạch, t_{on} là thời gian khóa công suất S_{1A} đóng, $t_{on} = t_{d(on)} + t_r$ ($t_{d(on)}$ là thời gian delay turn-on và t_r là thời gian tăng)).

- Tổng hao ngắt của khóa công suất S_{1A} .

$$P_{offS_{1A}} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^\pi V_{S1A} \cdot I_{S_{1A}}(t) \cdot t_{off} \cdot f_s dt \quad (10)$$

Trong đó:

t_{off} là thời gian khóa công suất S_{1A} khi bị kích ngắt, $t_{off} = t_{d(off)} + t_f$ ($t_{d(off)}$ là thời gian delay khi khóa công suất bị kích ngắt và t_f là thời gian giảm).

2.5.2. Phân tích tổn hao dẫn các phần tử công suất

- Tổng hao dẫn của khóa công suất S_{1A} .

$$P_{cond,S_{1A}} = I_{S_{1A},rms}^2 \cdot R_{ds(on)} \quad (11)$$

- Tổng hao dẫn của tụ điện.

$$P_{cond,C} = r_C \cdot I_{C,rms}^2 \quad (12)$$

Trong đó: r_C là giá trị điện trở ký sinh của tụ điện và có giá trị là 40 mΩ.

- Tổng hao dẫn của Diode D_2 và D_3 khi khôi phục ngược (reverse recovery loss).

$$\begin{cases} P_{rr,D_2} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_\pi^{2\pi} V_{D2A} \cdot f_s \cdot Q_{rr} dt \\ P_{rr,D_3} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^\pi V_{D3A} \cdot f_s \cdot Q_{rr} dt \end{cases} \quad (13)$$

- Tổng hao dẫn do dead-time (S_{2A} , S_{3A}).

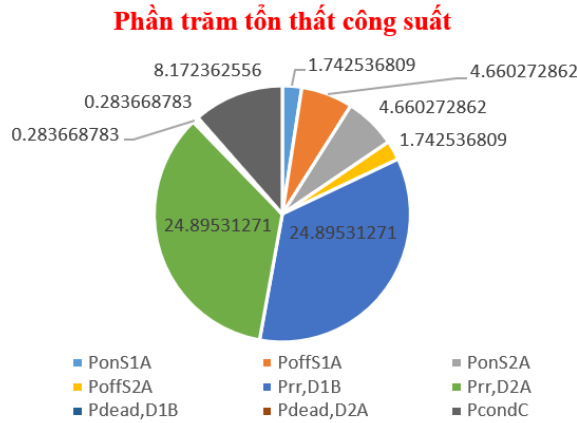
$$\begin{cases} P_{dead,S_{2A}} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_\pi^{2\pi} 2 \cdot V_{SD} \cdot |I_{S_{2A},RMS}(t)| \cdot t_{dead} \cdot f_s dt \\ P_{dead,S_{3A}} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^\pi 2 \cdot V_{SD} \cdot |I_{S_{3A},RMS}(t)| \cdot t_{dead} \cdot f_s dt \end{cases} \quad (14)$$

Từ phương trình (9) đến phương trình (14) tổng tổn hao của nghịch lưu 1 pha cầu H được trình bày như sau:

$$\begin{aligned} \sum P_{loss} = & P_{onS_{1A}} + P_{offS_{1A}} + P_{onS_{2A}} + P_{offS_{2A}} + 2P_{rr,D_2A} + 2P_{dead,S_{2A}} \\ & + P_{cond,C} + P_{cond,S_{1A}} + P_{cond,S_{2A}} + P_{cond,S_{1B}} + P_{cond,S_{2B}} \end{aligned} \quad (15)$$

Từ phương trình (14) tỉ lệ thành phần tổn hao cấu hình nghịch lưu 1 pha cầu H được trình bày như Hình 5.

Hình 5 trình bày thành phần tổn hao cấu hình nghịch lưu 1 pha cầu H, trong đó tổn hao đóng của khóa công suất S_{1A} và năng lượng tổn thất trên Diode khi khôi phục ngược là lớn nhất. Các thành phần tổn hao không đáng kể.

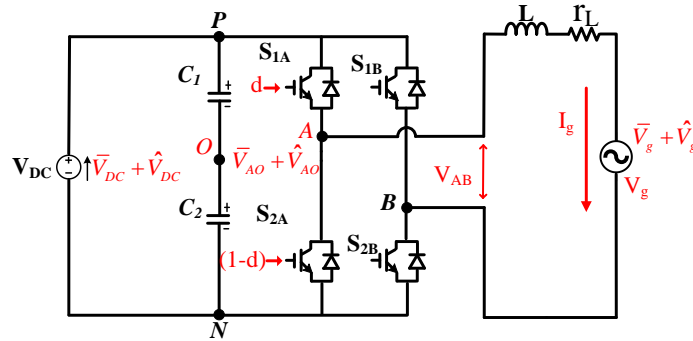


Hình 5. Tỷ lệ thành phần tổn hao cấu hình nghịch lưu 1 pha cầu H

2.6. Phân tích tín hiệu nhỏ và hàm truyền điều khiển

2.6.1. Phân tích tín hiệu nhỏ ở đầu vào bộ nghịch lưu

Phân tích tín hiệu nhỏ đóng vai trò quan trọng trong việc làm cho hệ thống điều khiển và ứng dụng thực tế hoạt động một cách ổn định và hiệu quả, bất kể sự biến đổi và nhiễu trong môi trường thực tế. Trong bài báo này, phân tích tín hiệu nhỏ được mô hình hóa như Hình 6.



Hình 6. Các thành phần trung bình và dao động trong mạch nghịch lưu 1 pha cầu H

Hình 6 trình bày các thành phần trung bình và dao động trong mạch nghịch lưu 1 pha cầu H. Có thể thấy rằng, hàm truyền đầu vào của nghịch lưu 1 pha cầu H được xác định:

$$\bar{V}_{AO} + \hat{V}_{AO} = \frac{\bar{V}_{DC} + \hat{V}_{DC}}{2} \cdot (D + \hat{d}) - \frac{\bar{V}_{DC} + \hat{V}_{DC}}{2} \cdot (1 - D - \hat{d})$$

$$\Leftrightarrow \begin{cases} \bar{V}_{AO} = \frac{V_{dc}}{2} \cdot D - \frac{V_{dc}}{2} \cdot (1 - D) \\ \hat{V}_{AO} = \frac{\hat{V}_{dc}}{2} \cdot D + \frac{\bar{V}_{dc}}{2} \cdot \hat{d} + \frac{\bar{V}_{dc}}{2} \cdot \hat{d} - \frac{\hat{V}_{dc}}{2} \cdot (1 - D) \end{cases} \quad (16)$$

Từ phương trình (15), ta có:

$$\hat{V}_{AO} = \bar{V}_{dc} \cdot \hat{d} \Big|_{V_{dc} = 0}; \hat{V}_{BO} = -\bar{V}_{dc} \cdot \hat{d}$$

$$\hat{V}_{AB} = \hat{V}_{AO} - \hat{V}_{BO} = 2 \cdot \bar{V}_{dc} \cdot \hat{d} = \bar{V}_{dc} \cdot \hat{v}_a \Rightarrow G_{inv} = \frac{\hat{V}_{AB}}{\hat{v}_a} = V_{dc} \quad (17)$$

2.6.2. Phân tích tín hiệu nhỏ ở đầu ra bộ nghịch lưu

Dựa vào Hình 5, hàm truyền của lưới điện được xác định:

$$G_g = \frac{\hat{i}_g}{\hat{V}_{inv}}; V_{inv}(t) = i_g(t).r_L + L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} + V_g(t) \quad (18)$$

Xét trong chu kỳ [0 - T]

$$\begin{aligned} \langle V_{in}(t) \rangle_T &= \langle i_g(t).r_L \rangle_T + \left\langle L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \right\rangle_T + \langle V_g(t) \rangle_T \\ \Leftrightarrow \bar{V}_{in} + \hat{V}_{in} &= (\bar{i}_g + \hat{i}_g).r_L + L \cdot \frac{d\bar{i}_g}{dt} + L \cdot \frac{d\hat{i}_g}{dt} + \bar{V}_g + \hat{V}_g \\ \Rightarrow G_g = \frac{\hat{i}_g}{\hat{V}_{inv}} &= \frac{1}{Ls + r_L} \end{aligned} \quad (19)$$

2.7. Xây dựng điều khiển PR

Bộ điều khiển cộng hưởng tỷ lệ (PR) thường được thực hiện để điều khiển vòng kín của các hệ thống có dạng sóng hình sine, nó được sử dụng rộng rãi trong việc điều khiển các bộ nghịch lưu nối lưới 1 pha công suất nhỏ bởi vì khả năng đạt được sai số xác lập về không một cách nhanh chóng.

$$G_{(s)} = \frac{1}{r_L + Ls} \cdot V_{dc} \begin{cases} r_L = 0,1 \quad (\Omega) \\ L = 0,005 \text{ (H)} \end{cases} \quad (20)$$

$$C(s) = K_p + \frac{K_i s}{s^2 + \omega_0^2}$$

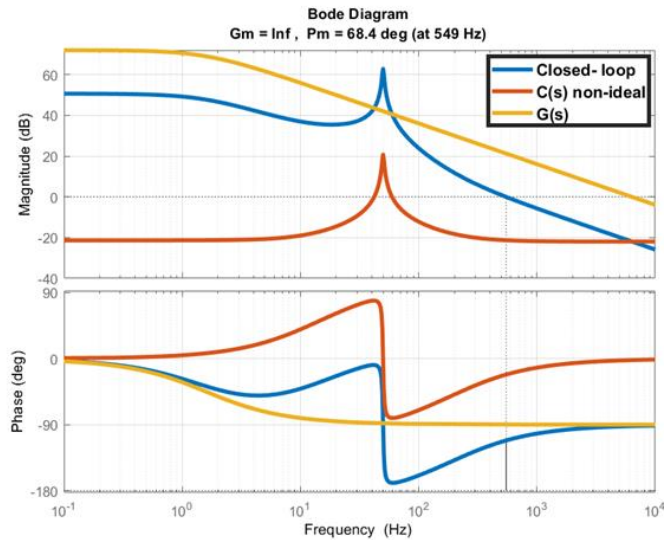
Trong đó: $\omega_0 = 2\pi f_0 = 100\pi$

Cấu trúc bộ điều khiển cho thấy bộ điều khiển này được thiết kế trên miền tần số, trên cơ sở lựa chọn băng thông cho hàm truyền vòng kín. Thông thường, các nhà nghiên cứu sẽ chọn băng 10 lần tần số cơ bản ($f_1 = 50\text{Hz}$) [15].

Hàm truyền vòng kín của hệ thống (xét tại tần số cơ bản):

$$\left| T_{pr(\omega)} \right| = \frac{\sqrt{(\omega_0^2 - \omega^2) \cdot (K_p \cdot V_{dc})^2 + K_i^2 \cdot V_{dc}^2 \cdot \omega^2}}{\sqrt{\omega^2 \left[K_i \cdot V_{dc} + L(\omega_0^2 - \omega^2) \right]^2 + (r_L + K_p \cdot V_{dc})^2 \cdot (\omega_0^2 - \omega^2)^2}} \quad (21)$$

Hình 7 trình bày biểu đồ Bode của hệ thống. Hệ thống có độ dự trữ biên Gm rất lớn, độ dự trữ pha Pm = 68.4deg > 0, tần số cắt $f_c = 549 \text{ Hz}$. Hệ thống ổn định theo tiêu chuẩn Bode [16].



Hình 7. Biểu đồ Bode của hệ thống

3. Kết quả mô phỏng và thử nghiệm

Để kiểm chứng hiệu suất của bộ chuyển đổi. Thông số điều khiển cho mô phỏng và thử nghiệm được trình bày ở bảng 2:

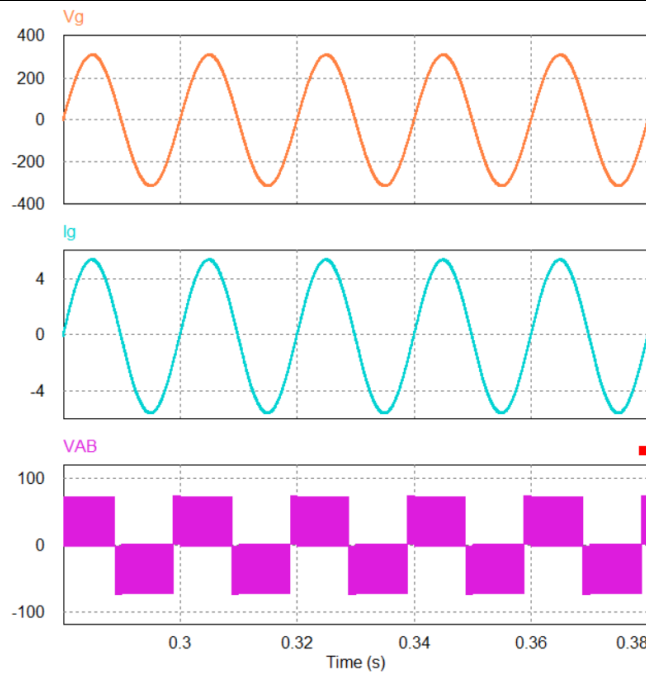
Bảng 3. Các thông số mô phỏng và thử nghiệm

| Thông số | Ký hiệu | Giá trị |
|----------------------|----------|---------------|
| Điện áp đầu vào (DC) | V_{DC} | 75 V |
| Điện áp đầu ra (AC) | V_{AB} | 220 V |
| Tần số đầu ra | f_o | 50 Hz |
| Tần số sóng mang | f_s | 10 kHz |
| Tải lưới | L_g | 3mH |
| | R_g | 0,05 Ω |

3.1. Kết quả mô phỏng

Do hạn chế về thiết bị của phòng thí nghiệm nên nhóm nghiên cứu chưa thể kết nối trực tiếp vào lưới điện, mà nhóm nghiên cứu sẽ sử dụng phương án giảm điện áp đầu vào (xuống 75 V_{DC}) và đầu ra (43 V) của bộ nghịch lưu 1 pha cầu H trong phần mô phỏng và thử nghiệm. Để đảm bảo đầu ra duy trì ở mức 220-V_{RMS} kết nối lưới, nhóm nghiên cứu đã chọn phương án sử dụng máy biến áp tăng áp (tỉ số 1/5) để tăng cường điện áp nối lưới kết hợp với bộ nghịch lưu 1 pha cầu H với mục tiêu kiểm chứng kỹ thuật điều khiển kết nối lưới.

Hệ thống nghịch lưu 1 pha cầu H nối lưới được mô phỏng bằng phần mềm PSIM với công suất 1000W. Các thông số của bộ nghịch lưu 1 pha cầu H nối lưới được sử dụng trong mô phỏng đã được trình bày trong Bảng 3. Nguồn đầu vào có điện áp định mức là 75V. Hình 8 trình bày một số dạng sóng mô phỏng chính như: điện áp lưới (V_g), dòng điện lưới (I_g), và điện áp đầu ra của bộ nghịch lưu (V_{AB}). Các dạng sóng mô phỏng này sẽ giúp đánh giá hiệu suất và hoạt động của hệ thống nghịch lưu trong điều kiện khác nhau.

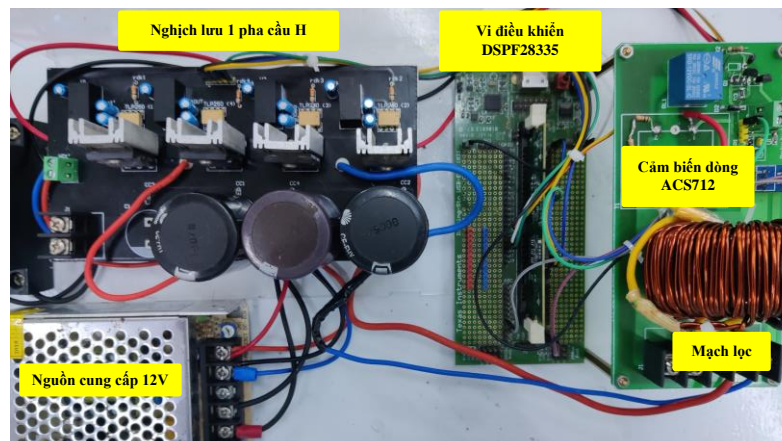


Hình 8. Kết quả mô phỏng dạng sóng điện áp lưới điện (V_g), dòng điện lưới điện (I_g) và điện áp đầu ra (V_{AB}).

Hình 8 nhìn từ trên xuống dưới, điện áp lưới (V_g), dòng điện lưới (I_g), và điện áp đầu ra của bộ nghịch lưu (V_{AB}). Điện áp đầu ra lưới điện đo được $220\text{-}V_{\text{RMS}}$, dòng điện lưới là $4.4\text{-}A_{\text{RMS}}$. Trong khi đó, điện áp đầu ra của bộ nghịch lưu có ba bậc và có giá trị đỉnh lần lượt là $+73\text{-}V$, 0 , $-73\text{-}V$.

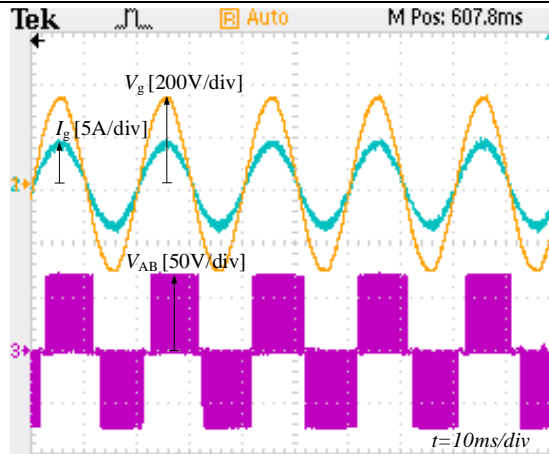
3.2. Kết quả thử nghiệm

Một mô hình thử nghiệm nghịch lưu 1 pha cầu H nối lưới đã được triển khai để xác minh kết quả nghiên cứu như trình bày ở Hình 9. Các thông số thử nghiệm tương tự với các thông số được sử dụng trong mô phỏng, do đó đảm bảo việc đối sánh kết quả. IGBT FGL40N150 được sử dụng cho các khóa công suất nghịch lưu, đặc biệt cho S_{1A} , S_{2A} , S_{1B} và S_{2B} .



Hình 9. Mô hình thử nghiệm nghịch lưu 1 pha cầu H nối lưới.

Kết quả thử nghiệm được trình bày như Hình 10. Có thể thấy rằng từ các kết quả thử nghiệm, điện áp đỉnh đầu ra lưới điện đo được $309\text{-}V$, điện áp hiệu dụng đầu ra lưới điện đo được $218\text{-}V_{\text{RMS}}$, dòng điện hiệu dụng lưới điện là $4.38\text{-}A_{\text{RMS}}$, và điện áp đỉnh đầu ra của bộ nghịch lưu lần lượt đo được là $+72\text{-}V$, 0 , $-72\text{-}V$. Tuy nhiên, kết quả thử nghiệm có giá trị điện áp và dòng điện đầu ra thấp hơn so với kết quả mô phỏng do có sự sụt giảm điện áp trên các phần tử công suất trong mô hình thử nghiệm.



Hình 10. Kết quả thử nghiệm dạng sóng điện áp lưới điện (V_g), dòng điện lưới điện (I_g) và điện áp đầu ra (V_{AB}).

4. Kết luận

Bài báo này trình bày về một bộ nghịch lưu 1 pha cầu H nối lưới. Nghiên cứu đã thêm vào kỹ thuật dead-time vào quá trình chuyển mạch của các khóa công suất và tính toán chọn linh kiện phù hợp. Ngoài ra, việc phân tích tín hiệu nhỏ cũng được thực hiện để xây dựng bộ điều khiển cho hệ thống nghịch lưu nối lưới, giúp hệ thống hoạt động ổn định hơn. Để kiểm chứng cơ sở lý thuyết và kết quả mô phỏng đã trình bày, nhóm nghiên cứu đã xây dựng mô hình thử nghiệm để so sánh. Trong tương lai, hệ thống nghịch lưu 1 pha cầu H dự kiến sẽ được thiết kế để nối trực tiếp vào lưới điện mà không cần thông qua biến áp tăng áp. Điều này hứa hẹn mang lại những lợi ích về hiệu suất và giảm chi phí cũng như cải thiện tính ổn định và đáng tin cậy của hệ thống.

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 T2023-62 của Trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật Thành phố Hồ Chí Minh.

Xung đột lợi ích

Các tác giả tuyên bố không có xung đột lợi ích trong bài báo này.

Danh mục chữ viết tắt

Bảng 4. Danh mục các chữ viết tắt

| | |
|------|------------------------------|
| 3L | Three level |
| PWM | Pulse Width Modulation |
| NPC | Neutral Point Clamped |
| FC | Flying Capacitor |
| SPWM | Sine Pulse Width Modulation |
| ST | Shoot Through |
| UPS | Uninterruptible Power Supply |
| PV | Photovoltaic |

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] X. Guo, S. Lou, Y. Wu, Y. Wang, "Low-carbon Operation of Combined Heat and Power Integrated Plants Based on Solar-assisted Carbon Capture," *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, vol. 10, no. 5, 2022.
- [2] M. J. Sathik, N. Sandeep, D. J. Almakhlis, U. R. Yaragatti, "A Five-Level Boosting Inverter for PV Application," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 9, no. 4, pp. 5016 - 5025, 2021.

- [3] H. Zhu, D. Zhang, H. S. Athab, B. Wu, Y. Gu, "PV Isolated Three-Port Converter and Energy-Balancing Control Method for PV-Battery Power Supply Applications," *IEEE Transactions on Ind Electronics*, vol. 62, no. 6, pp. 3595 - 3606, 2015.
- [4] M. Elkayam, A. Kuperman, "Optimized Design of Multiresonant AC Current Regulators for Single-Phase Grid-Connected Photovoltaic Inverters," *IEEE Journal of Photovoltaics*, vol. 9, no. 6, pp. 1815 - 1818, 2019.
- [5] P. K. Chamarthi, A. Al-Durra, T. H. M. EL-Fouly, K. Al-Jaafari, "A Novel Three-Phase Transformerless Cascaded Multilevel Inverter Topology for Grid-Connected Solar PV Applications," *IEEE Transactions on Ind Applications*, vol. 57, no. 3, pp. 2285 - 2297, 2021.
- [6] T. Zhao, D. Chen, "A Power Adaptive Control Strategy for Further Extending the Operation Range of Single-Phase Cascaded H-Bridge Multilevel PV Inverter," *IEEE Transactions on Ind Electronics*, vol. 69, no. 2, pp. 1509 - 1520, 2022.
- [7] Q. T. Le, T. L. Nguyen, V. T. Tran, D. T. Do, "Cascade H-Bridge inverter with high voltage gain," *Journal of Technical Education Science*, no. 57, pp. 56-62, 2020.
- [8] J. G. Guemez, D. S. Laila, S. M. Sharkh, "State-space approach for modelling and control of a single-phase three-level NPC inverter with SVPWM," *IEEE Power and Energy Society General Meeting (PESGM)*, 2016.
- [9] B. Rooholahi, "A New Two-Stage Single-Phase Transformerless Inverter Topology with a Novel DC/DC High Gain Boost Converter and a Three-Level Neutral-Point-Clamped Inverter for Photovoltaic Systems," in *Conference on Power Electronics and Applications (EPE'21 ECCE Europe)*, 2021.
- [10] O. Stalter, P. Wellnitz, B. Burger, "Flying-capacitor topology for grounding of single-phase transformer-less three-level photovoltaic inverters," in *European Conference on Power Electronics and Applications*, 2014.
- [11] A. Srivastava, J. Seshadrinath, "A Novel Single Phase Three Level Triple Boost CG Switched-Capacitor Based Grid-Connected Transformerless PV Inverter," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 59, no. 2, pp. 2491 - 2501, 2022.
- [12] A. S. K. Chowdhury, M. A. Razzak, "Single phase grid-connected photovoltaic inverter for residential application with maximum power point tracking," in *International Conference on Informatics, Electronics and Vision (ICIEV)*, 2013.
- [13] S. K. Kuncham, K. Annamalai, and N. Subrahmanyam, "A two-stage T-Type hybrid five-level transformerless inverter for PV applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 9, pp. 9512-9523, 2020.
- [14] D. T. Do, M. D. Ho, T. L. Van, "F-Type Three-Phase Three-Level Boost Inverter," (in Vietnamese), *Journal of Technical Education Science*, no. 76, pp. 34-44, 2023.
- [15] O. Husev, C. R. Clemente, E. Makovenko, S. P. Pimentel, D. Vinnikov, J. Martins, "Optimization and Implementation of the Proportional-Resonant Controller for Grid-Connected Inverter With Significant Computation Delay," *IEEE Transactions on Ind Electronics*, vol. 67, no. 2, pp. 1201 - 1211, 2020.
- [16] T. K. Vu and S. J. Seong, "PR Controller Based Current Control Scheme for Single-Phase Inter-Connected PV Inverter", *Journal of the Korea Association of Industrial Science and Technology*, vol. 10, no. 12, pp. 3587-3593, 2009.



Do Duc Tri (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. ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-4096-5208>



Tran Vinh Thanh 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 from Ho Chi Minh City University of Technology and Education, Viet Nam. His current research interests include impedance source inverters and control of multi-level inverters. Email: thanhtv@hcmute.edu.vn. ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-7135-5077>



Truong Thi Bich Nga received the B.S. degree in electronic and electrical engineering from Ho Chi Minh City University of Technology and Education (HCMUTE), Vietnam, in 1997 and the M.S. degree in electronics and telecommunications from Ho Chi Minh City University of Technology (HCMUT), Vietnam, in 2003. She has been a lecturer of the Faculty of Electronic and Electrical Engineering at HCMUTE, Viet nam. Her research interests include the electronic circuits and FPGA. Email: ngattb@hcmute.edu.vn. ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-7735-1552>



Nguyen Phan Anh Tuan was born in Viet Nam, in 2000. He received the B.S. in Electrical and Electronic Engineering from Ho Chi Minh City University of Technology and Education, Viet Nam, in 2023. He currently working toward the M.S degree in Electrical Engineering at Ho Chi Minh City University of Technology and Education, Viet Nam. His current research interests include the control of multi-level inverter and renewable energy. Email: nguyenphananhtuan15447@gmail.com. ORCID: <https://orcid.org/0009-0001-9504-5871>