

Control Techniques and Open-Circuit Fault Analysis on Single Phase T Inverter

Quoc Thai Vo^{1*}, Van Tam Dao¹, Hien Vinh Le², Phuoc Loc Nguyen³, Thanh Hieu Bui³

¹Cai Lay Secondary School, Vietnam

²Cai Be Technical College, Vietnam

³Vinh Long University of Technology Education, Vietnam

*Corresponding author. Email: quocthai110690@gmail.com

ARTICLE INFO

Received: 07/01/2025
Revised: 10/02/2025
Accepted: 09/06/2025
Published: 28/11/2025

KEYWORDS

Inverter voltage source;
T bridge inverter;
Open circuit error;
Total harmonic distortion;
PWM technique.

ABSTRACT

This article presents a pulse width modulation method to control a T configuration single-phase inverter (T-1F) when encountering an open circuit fault in the T branch. Multi-level inverters are often widely used in medium and large power conversion systems thanks to outstanding advantages compared to conventional inverters. In addition to reducing high voltage levels applied to components, multi-level inverters also have the ability to reduce harmonic indexes to a lower level thanks to the pulse width control method. Among the popular multi-level inverter configurations such as cascade inverters and H-bridge inverters, T configuration inverters are being researched with many advantages such as harmonic reduction (THD) and common-mode voltage reduction (CMV). This article investigates the quality of voltage, current and loss harmonics on semiconductor components of the T-1F inverter. The proposed pulse width modulation method (T-Pr) is based on the opposing operating principle of IGBT switches on the T-1F inverter. Analysis results will be evaluated through simulation using MATLAB/SIMULINK software. Simulation results of the proposed pulse width modulation method for the T-1F inverter will be compared with conventional pulse width control techniques. In addition, to evaluate the loss of the T-1F inverter, PLECS software is used. Evaluation of the obtained results confirms the advantages of the proposed T-Pr method on the T-1F inverter configuration.

Phương pháp điều khiển và phân tích lỗi hở mạch trên bộ nghịch lưu một pha hình T

Võ Quốc Thái^{1*}, Đào Văn Tâm¹, Lê Hiên Vinh², Nguyễn Phước Lộc³, Bùi Thanh Hiếu³

¹Trường Trung Cấp Cai Lay, Việt Nam

²Trường Trung cấp Kỹ thuật Nghiệp vụ Cái Bè, Việt Nam

³Trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật Vinh Long, Việt Nam

*Tác giả liên hệ. Email: quocthai110690@gmail.com

THÔNG TIN BÀI BÁO

Ngày nhận bài: 07/01/2025
Ngày hoàn thiện: 10/02/2025
Ngày chấp nhận đăng: 09/06/2025
Ngày đăng: 28/11/2025

TỪ KHÓA

Nghịch lưu nguồn áp;
Bộ nghịch lưu cầu T;
Lỗi hở mạch;
Tổng méo dạng sóng hài;
Phương pháp PWM.

TÓM TẮT

Bài báo này trình bày một phương pháp điều chế độ rộng xung để điều khiển bộ nghịch lưu một pha cấu hình T (T-1F) khi gặp lỗi hở mạch ở nhánh T. Bộ nghịch lưu đa bậc thường được sử dụng rộng rãi trong các hệ thống biến đổi công suất trung bình và lớn nhờ những ưu điểm vượt trội so với các bộ nghịch lưu thông thường. Ngoài việc giảm mức điện áp cao đặt lên linh kiện, bộ nghịch lưu đa bậc còn có khả năng giảm chỉ số sóng hài thấp hơn nhờ phương pháp điều khiển độ rộng xung. Trong số các cấu hình nghịch lưu đa bậc phổ biến như nghịch lưu cascade và nghịch lưu NPC, bộ nghịch lưu cấu hình T đang được nghiên cứu với nhiều ưu điểm như giảm sóng hài (THD) và giảm điện áp common-mode (CMV). Bài báo này khảo sát chất lượng sóng hài điện áp, dòng điện và tổn hao trên linh kiện bán dẫn của bộ nghịch lưu T-1F. Phương pháp điều chế độ rộng xung được đề xuất

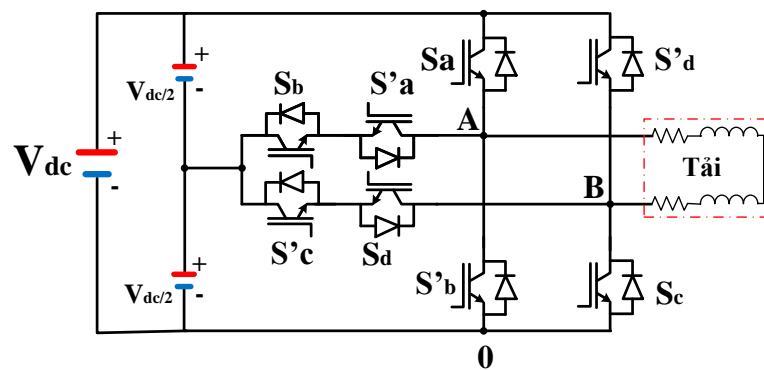
(T-Pr) dựa vào nguyên lý hoạt động đối nghịch của các khóa IGBT trên bộ nghịch lưu T-1F. Kết quả phân tích sẽ được đánh giá thông qua mô phỏng bằng phần mềm MATLAB/SIMULINK. Kết quả mô phỏng của phương pháp điều chế độ rộng xung đề xuất cho bộ nghịch lưu T-1F sẽ được so sánh với các kỹ thuật điều khiển độ rộng xung thông thường. Ngoài ra, Đề đánh giá tổn hao của bộ nghịch lưu T-1F phần mềm PLECS được sử dụng. Đánh giá kết quả thu được khẳng định ưu điểm của phương pháp T-Pr đề xuất trên cấu hình bộ nghịch lưu T-1F.

Doi: <https://doi.org/10.54644/jte.2025.1759>

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

Ngày nay, với sự phát triển vượt bậc của các ứng dụng sử dụng năng lượng điện thúc đẩy việc nghiên cứu các bộ biến đổi công suất ngày càng mạnh mẽ. Bộ biến đổi công suất một pha cầu H là một trong những cấu hình biến đổi công suất một pha được nghiên cứu và ứng dụng nhiều cho các hệ thống công suất nhỏ và trung bình [1]. Cấu trúc cầu H dễ chế tạo cũng như dễ dàng điều khiển [2]. Tuy nhiên, cấu hình này vẫn còn nhiều hạn chế cụ thể như: điện áp đặt lên trên linh kiện cao khi sử dụng điện áp lớn sẽ ảnh hưởng đến tuổi của linh kiện, chất lượng điện áp ngõ ra còn thấp. Để giảm độ méo dạng điện áp và dòng điện ngõ ra, cũng như giảm điện áp đặt trên linh kiện, cấu hình nghịch lưu đa bậc đã được nghiên cứu và phát triển. Ở các ứng dụng có điện áp trung và cao áp, bộ nghịch lưu đa bậc là một lựa chọn phù hợp do ít gây méo dạng sóng hài [3]. Bộ nghịch lưu đa bậc có thể hoạt động trong dải tần số sóng mang rộng, nên được sử dụng nhiều trong các ứng dụng điều khiển động cơ, bộ nguồn dự phòng, nguồn kết nối lưới. Ngoài ra, xung tần số cao ở ngõ ra các bộ nghịch lưu góp phần gây nhiễu điện từ (EMI) đến môi trường xung quanh. Trong ứng dụng truyền động điện một pha sự cố hở mạch ở biến tần thường làm cho hệ thống ngưng hoạt động hoàn toàn. Việc nghiên cứu chẩn đoán lỗi của biến tần chủ yếu tập trung vào chẩn đoán lỗi mạch hở [4], [5], [6], [7]. Nhìn chung, có hai loại phương pháp chẩn đoán lỗi: phương pháp dựa trên điện áp và phương pháp dựa trên dòng điện. Phương pháp dựa trên dòng điện thường sử dụng các phép đo dòng điện đầu ra của biến tần để phát hiện các lỗi có thể xảy ra. Trong khi đó, phương pháp dựa trên điện áp chẩn đoán lỗi bằng cách trực tiếp phát hiện sự thay đổi điện áp trên các công tắc bán dẫn của biến tần. Tuy nhiên, quá trình phát hiện lỗi vẫn có tốc độ khá chậm. Thực tế, nếu không biết chính xác quá trình làm việc vật lý của biến tần, khó có thể mong đợi phương pháp trên hiệu quả trong một số ứng dụng nhất định.

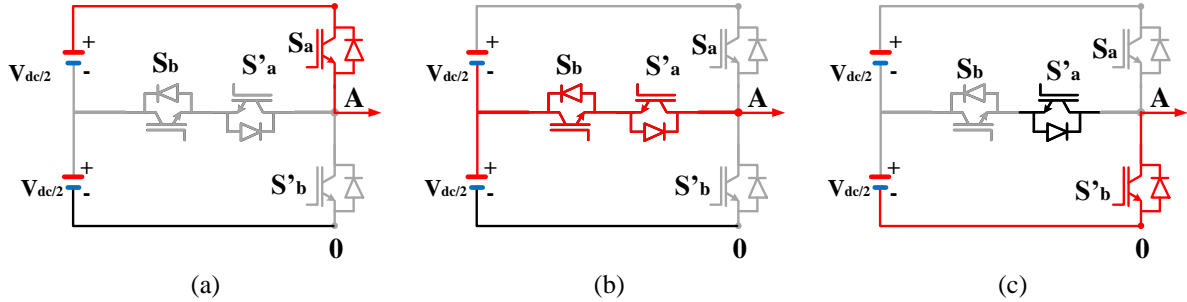


Hình 1. Cấu hình bộ nghịch lưu một pha (T-1F).

Bài báo này phân tích phương pháp điều khiển bộ nghịch lưu một pha (T-1F) mô tả ở Hình 1 và đề xuất phương pháp điều khiển mới (Pr) dự phòng trường hợp lỗi hở mạch ở nhánh T [8]. Kết quả nghiên cứu được kiểm chứng và đánh giá qua mô phỏng, đồng thời so sánh với phương pháp điều khiển thông dụng (T-W) [9] để thấy được ưu điểm nổi trội của phương pháp đề xuất khi ứng dụng trên bộ nghịch lưu T-1F [10], [11], [12], [13], [14].

2. Phân tích điện áp trên bộ nghịch lưu T-1F

Do nhánh T của bộ nghịch lưu chứa 2 cặp khóa S_a, S_b nên có thể xuất hiện tối đa 4 trạng thái làm việc. Ngoại trừ trạng thái ($S_a S_b = 10$) gây ra ngắn mạch nguồn DC nên không được sử dụng, các trạng thái còn lại của cặp khóa $S_a S_b$ gồm (11, 01 và 00) được mô tả trên Hình 2.



Hình 2. Trạng thái hoạt động của một nhánh bộ nghịch lưu T-1F.

Trong đó: $U_{S_a}, U_{S_b}, U_{S'_a}, U_{S'_b}$ là các điện áp trên các khóa tương ứng S_a, S_b, S'_a, S'_b .

Hình 2a mô tả trạng thái (11): $S_a = S_b = 1$ thu được phương trình điện áp như sau:

$$\begin{cases} U_{S_a} = 0, U_{S'_a} = \frac{1}{2} V_{dc} \\ U_{S_b} = 0, U_{S'_b} = V_{dc} \end{cases} \quad (1)$$

$$V_{A0} = V_{dc}$$

Hình 2b mô tả trạng thái (01): $S_a = 0, S_b = 1$ thu được phương trình điện áp như sau:

$$\begin{cases} U_{S_a} = \frac{1}{2} V_{dc}, U_{S'_a} = 0 \\ U_{S_b} = 0, U_{S'_b} = \frac{1}{2} V_{dc} \end{cases} \quad (2)$$

$$V_{A0} = \frac{1}{2} V_{dc}$$

Hình 2c mô tả trạng thái (00): $S_a = 0, S_b = 0$ thu được phương trình điện áp như sau:

$$\begin{cases} U_{S_a} = V_{dc}, U_{S'_a} = 0 \\ U_{S_b} = \frac{1}{2} V_{dc}, U_{S'_b} = 0 \end{cases} \quad (3)$$

$$V_{A0} = 0$$

Trên Hình 1 phân tích điện áp đầu ra bộ nghịch lưu T-1F, thu được phương trình điện áp:

$$\begin{cases} V_{A0} = (S_a + S_b) \frac{1}{2} V_{dc} \\ V_{B0} = [(1 - S_c) + (1 - S_d)] \frac{1}{2} V_{dc} \end{cases} \quad (4)$$

Với V_{dc} , là điện áp nguồn DC và S_a, S_b, S_c, S_d lần lượt là các trạng thái đóng ngắt các khoá IGBT (S_a, S_b, S_c, S_d).

Các khoá IGBT ở bộ nghịch lưu T-1F hoạt động tương tự như ở bộ nghịch lưu cầu H theo phương thức đóng ngắt đối nghịch như sau:

$$S_x = -S_x' \quad (5)$$

Điều kiện: $0 \leq S_a \leq S_b \leq 1$ và $0 \leq S_c \leq S_d \leq 1$

Điện áp tải:

$$V_t = (S_a + S_b + S_c + S_d) \frac{1}{2} V_{dc} - V_{dc} \quad (6)$$

Quan hệ giữa điện áp ngõ ra (V_t) và các trạng thái các khóa IGBT được thể hiện ở Bảng 1.

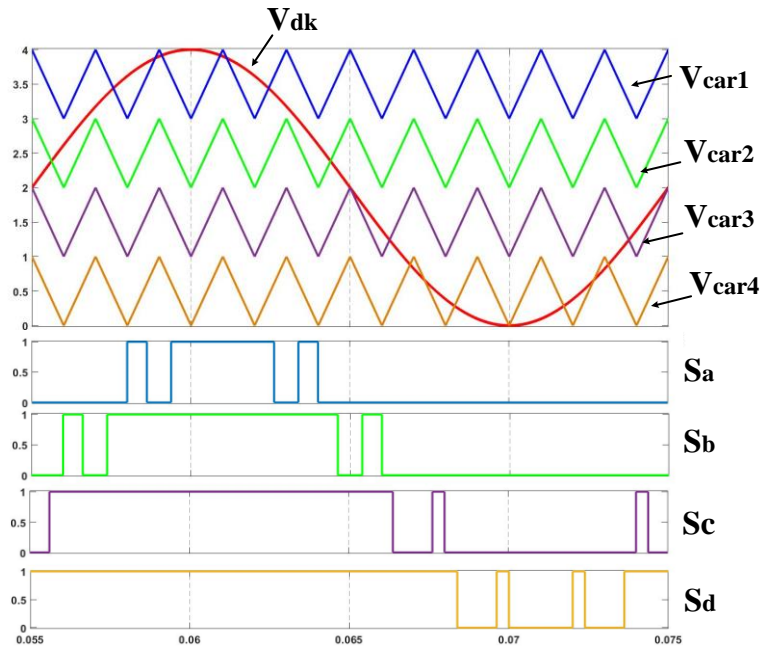
Bảng 1. Quan hệ giữa điện áp ngõ ra V_t và các trạng thái các khóa IGBT.

Trạng thái	S_a	S_b	S_c	S_d	V_t
1	1	1	1	1	V_{dc}
2	0	1	1	1	$V_{dc}/2$
3	1	1	0	1	$V_{dc}/2$
4	0	0	1	1	0
5	0	1	0	1	0
6	1	1	0	0	0
7	0	0	0	1	$-V_{dc}/2$
8	0	1	0	0	$-V_{dc}/2$
9	0	0	0	0	$-V_{dc}$

Ở Bảng 1 thể hiện 9 trạng thái nhưng chỉ thu được 4 mức điện áp lần lượt là $(-V_{dc}, -V_{dc}/2, 0, V_{dc}/2, V_{dc})$

3. Phương pháp điều khiển cho bộ nghịch lưu một pha T-1F và phương pháp đề xuất

3.1. Phương pháp điều khiển biên độ sóng mang thông dụng (T-W)



Hình 3. Biểu đồ sóng điều khiển và xung kích theo phương pháp T-W.

Phương pháp điều chế biên độ sóng mang (T-W) thường dùng cho bộ nghịch lưu T vì có thể dễ thực hiện. Do nghịch lưu (T-1F) là một trong các dạng nghịch lưu đa bậc tạo nên 4 mức điện áp khác nhau, có thể sử dụng 4 sóng mang dạng tam giác như Hình 3 để điều khiển đây gọi là phương pháp điều chế biên độ sóng mang. Ví dụ, nếu phương pháp T-W sử dụng 5 trạng thái (1, 3, 6, 8, 9) ở Bảng 1 thì tổ hợp 4 sóng mang cùng pha sẽ được chọn theo điều kiện: $4 \geq V_{car1} \geq 3 \geq V_{car2} \geq 2 \geq V_{car3} \geq 1 \geq V_{car4} \geq 0$

Phương trình áp điều khiển của phương pháp T-W được thiết lập theo chỉ số điều chế (m) như sau:

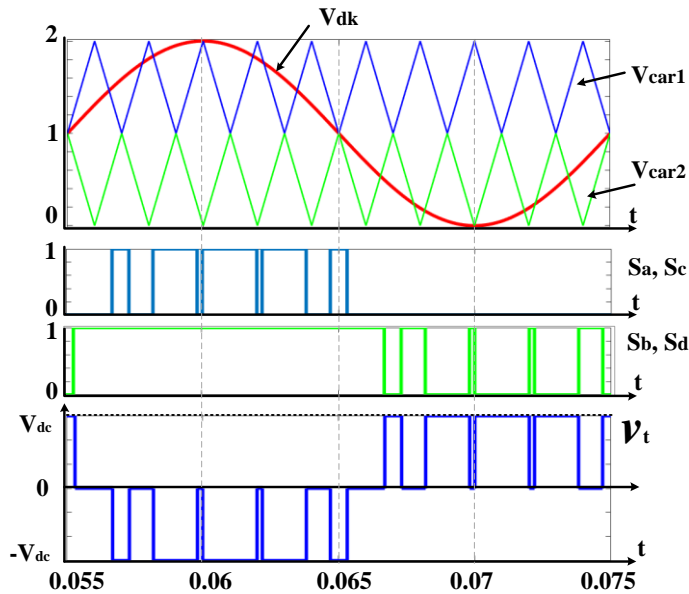
$$m = \frac{V_m}{V_{dc}} \quad (7)$$

$$V_{dk} = 2 + \frac{V_m \sin \theta}{V_{dc} / 2} = 2(1 + \frac{V_m}{V_{dc}} \sin \theta) \quad (8)$$

$$V_{dk} = 2(1 + m \sin \theta) \quad (9)$$

3.2. Phương pháp điều chế độ rộng xung để xuất (T-Pr)

Phương pháp điều khiển T-Pr cho bộ nghịch lưu cấu hình T-1F sẽ sử dụng các trạng thái (1, 5, 9) trong Bảng 1 được sử dụng.



Hình 4. Giản đồ sóng điều khiển và xung kích phương pháp T-Pr.

Việc sử dụng 3 trạng thái trên sẽ tạo ra 3 mức điện áp ($-V_{dc}$, 0 , $+V_{dc}$) ở ngõ ra bộ nghịch lưu T-1F. Hình 4 thể hiện giản đồ sóng điều khiển và xung kích phương pháp T-Pr. Áp điều khiển được thiết lập theo chỉ số điều chế biên độ (m) theo phương trình (7).

3.3. Lỗi hở mạch ở nhánh T

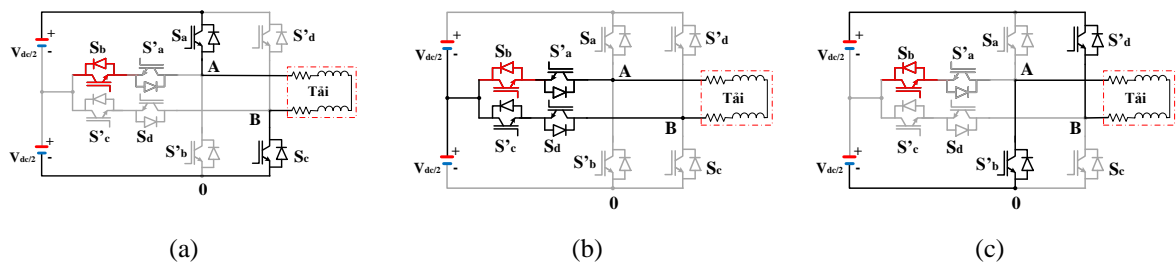
Trong cấu hình bộ nghịch lưu T-1F giả sử có 1 trong 8 khóa ($S_a, S_b, S_c, S_d, S'_a, S'_b, S'_c, S'_d$) gặp sự cố hở mạch thì quan hệ giữa trạng thái lỗi và điện áp ra của bộ nghịch lưu T với phương pháp điều khiển T-Pr sẽ được thể hiện ở Bảng 2.

Từ Bảng 2 dễ nhận ra với cấu hình bộ nghịch lưu T-1F tất cả trạng thái hở mạch trên 1 khóa IGBT đều cho ra 3 mức điện áp ($V_t > 0, V_t = 0, V_t < 0$)

Bảng 2. Quan hệ giữa trạng thái lỗi và điện áp ra của bộ nghịch lưu T-1F.

Trạng thái	S _a	S' _a	S _b	S' _b	S' _c	S' _c	S _d	S' _d	V _t
Normal	1	0	1	0	1	0	1	0	V _{dc}
	0	1	1	0	0	1	1	0	0
	0	1	0	1	0	1	0	1	-V _{dc}
Erro 1	FS _a	0	1	0	1	0	1	0	V _{dc/2}
	FS _a	1	1	0	0	1	1	0	0
	FS _a	1	0	1	0	1	0	1	-V _{dc/2}
Erro 2	1	FS' _a	1	0	1	0	1	0	V _{dc}
	0	FS' _a	1	0	0	1	1	0	0
	0	FS' _a	0	1	0	1	0	1	-V _{dc}
Erro 3	1	0	FS _b	0	1	0	1	0	V _{dc}
	0	1	FS _b	0	0	1	1	0	0
	0	1	FS _b	1	0	1	0	1	-V _{dc}
Erro 4	1	0	1	FS' _b	1	0	1	0	V _{dc}
	0	1	1	FS' _b	0	1	1	0	0
	0	1	0	FS' _b	0	1	0	1	-V _{dc/2}
Erro 5	1	0	1	0	FS _c	0	1	0	V _{dc/2}
	0	1	1	0	FS _c	1	1	0	0
	0	1	0	1	FS _c	1	0	1	-V _{dc}
Erro 6	1	0	1	0	1	FS' _c	1	0	V _{dc}
	0	1	1	0	0	FS' _c	1	0	0
	0	1	0	1	0	FS' _c	0	1	-V _{dc}
Erro 7	1	0	1	0	1	0	FS _d	0	V _{dc}
	0	1	1	0	0	1	FS _d	0	0
	0	1	0	1	0	1	FS _d	1	-V _{dc}
Erro 8	1	0	1	0	1	0	1	FS' _d	V _{dc}
	0	1	1	0	0	1	1	FS' _d	0
	0	1	0	1	0	1	0	FS' _d	-V _{dc/2}

Xem xét các trường hợp khi khóa IGBT bị lỗi hở mạch (FS_b) (màu đỏ) như Hình 5 nhận thấy mạch hoạt động ở các mức điện áp V_{dc}, V_{dc/2}, -V_{dc}, -V_{dc/2} dẫn đến không có trạng thái 0V và chỉ chuyển mạch từ V_{dc} sang -V_{dc/2} và -V_{dc} sang V_{dc/2} làm tăng điện áp đặt trên linh kiện còn lại.

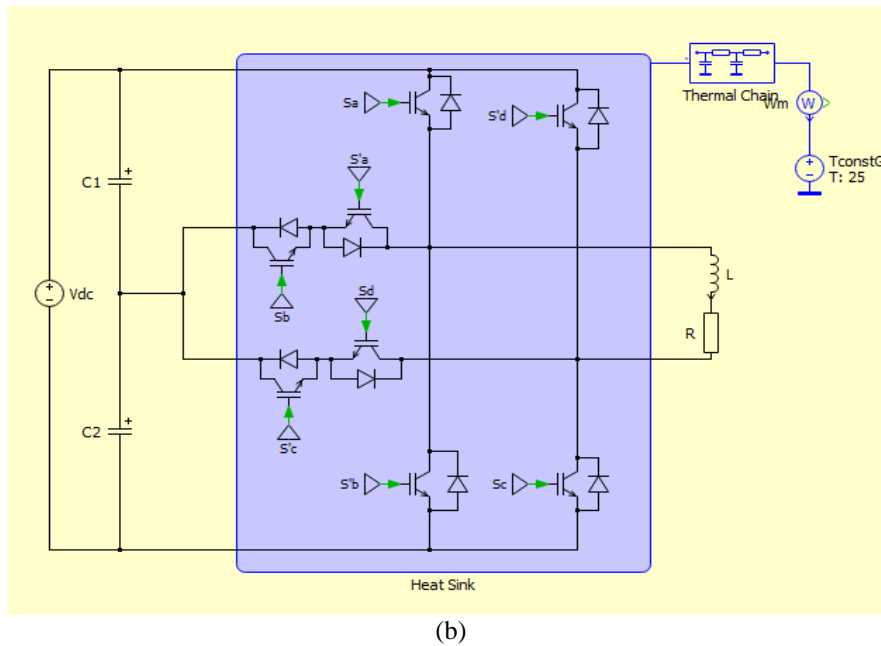
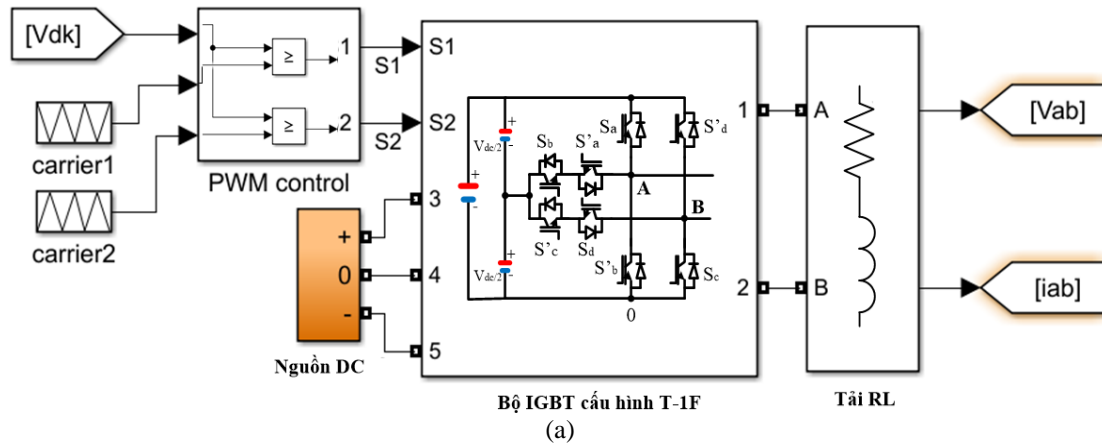


Hình 5. Trạng thái mạch hoạt động khi khóa S_b lỗi hở mạch, (a) V_t > 0, (b) V_t = 0, (c) V_t < 0.

Trường hợp cả 2 khóa IGBT của nhánh T đều lỗi hỏng mạch cũng được xem xét và đánh giá ở phần kết quả mô phỏng trong phần 4.

4. Kết quả mô phỏng

4.1. Mô phỏng bộ nghịch lưu T-1F



Hình 6. Bộ nghịch lưu T-1F được mô phỏng trên phần mềm (a) MATLAB/SIMULINK, (b) PLECS.

Bộ nghịch lưu T-1F như Hình 6 được mô phỏng bằng phần mềm PLECS 4.1, linh kiện IGBT IKP20N60H3 được sử dụng trong các phân tích tổn hao. Thông số mô phỏng trên phần mềm MATLAB/SIMULINK và PLECS sử dụng ở Bảng 3.

Bảng 3. Thông số mô phỏng.

Tên đại lượng	Ký hiệu	Giá trị
Điện áp nguồn DC	V_{dc}	300 V
Điện trở tải	R	40 Ω
Điện cảm tải	L	20 mH
Tần số sóng mang	f_c	5 KHz

4.2. Các tiêu chí đánh giá

Độ méo dạng sóng hài điện áp (THDu)

$$THDu = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} U_k^2}}{U_1} \quad (10)$$

Độ méo dạng hài dòng điện (THDi)

$$THDi = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_k^2}}{I_1} \quad (11)$$

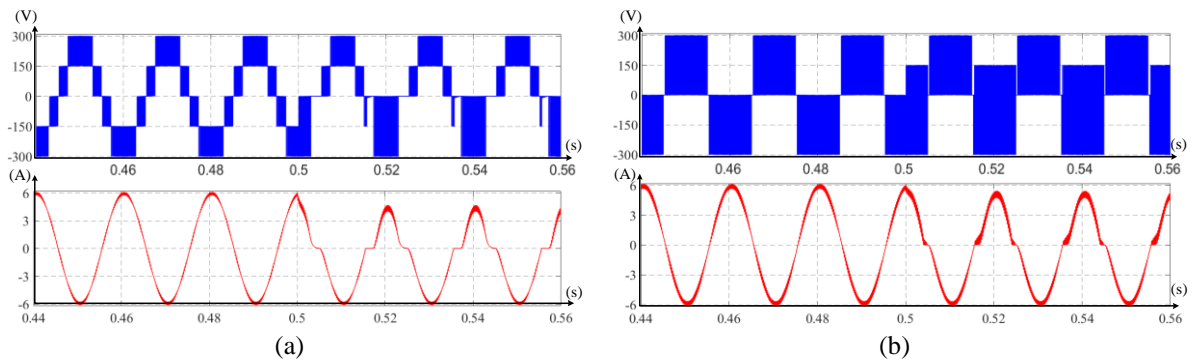
Với U_k, I_k là trị hiệu dụng điện áp và dòng điện sóng hài bậc k .

U_1, I_1 là trị hiệu dụng điện áp và dòng điện bài cơ bản

Tổn hao được xác lập bởi công thức:

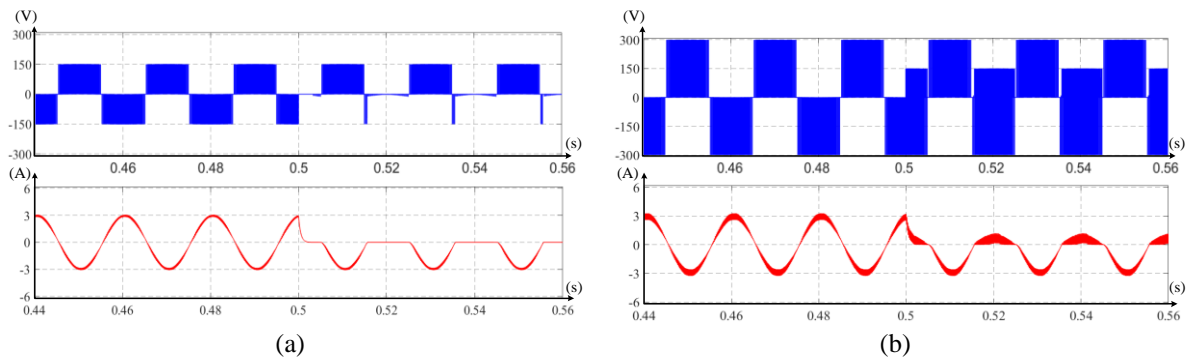
$$P_{sw} = f_{sw} \frac{1}{T} \int_{0+\varnothing}^{0+T} (Eon + Eof f) dt \quad (12)$$

4.3. Kết quả mô phỏng lỗi hở mạch nhánh T (1 IGBT)



Hình 7. Kết quả mô phỏng lỗi hở mạch nhánh T (1 IGBT) với $m=0.8$, (a) hở mạch ở 0.5s phương pháp T-W, (b) hở mạch ở 0.5s phương pháp T-Pr.

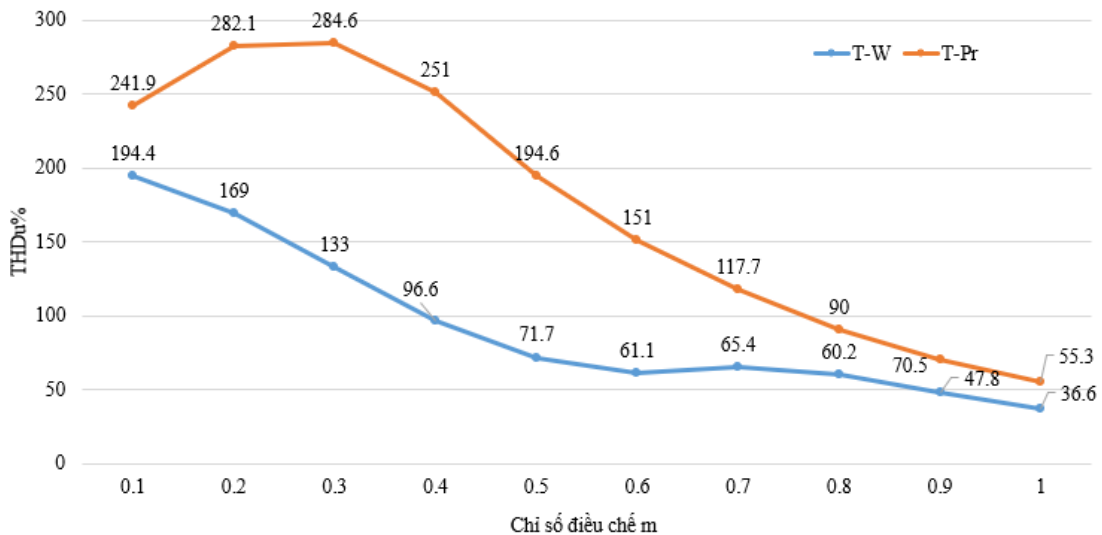
Kết quả mô phỏng tại Hình 7 cho thấy lỗi hở mạch nhánh T (1 IGBT) với chỉ số điều chế ($m = 0.8$) có sự khác biệt về dạng sóng điện áp ngõ ra giữa hai phương pháp điều khiển. Phương pháp T-W cho ra dạng sóng có các mức điện áp lần lượt là ($V_{dc} \Rightarrow V_{dc/2} \Rightarrow 0 \Rightarrow -V_{dc/2}$) còn phương pháp T-Pr cho ra dạng sóng có mức điện áp ($V_{dc} \Rightarrow 0 \Rightarrow V_{dc/2} \Rightarrow -V_{dc/2}$).



Hình 8. Kết quả mô phỏng lỗi hở mạch nhánh T (1 IGBT) với $m= 0.2$, (a) hở mạch ở 0.5s phương pháp T-W, (b) hở mạch ở 0.5s phương pháp T-Pr.

Hình 8 cho thấy lỗi hờ mạch nhánh T (1 IGBT) với chỉ số điều chế ($m = 0.4$) có sự khác biệt rõ rệt về dạng sóng điện áp ngõ ra giữa hai phương pháp điều khiển. Cụ thể ở phương pháp T-W chỉ cho ra biên độ điện áp ở mức ($V_{dc/2} \Rightarrow 0 \Rightarrow -V_{dc/2}$) ở chế độ hoạt động bình thường và bị méo dạng lớn khi gặp lỗi hờ mạch, phương pháp T-W cho ra dạng sóng dòng điện không sin. Phương pháp T-Pr cho ra dạng sóng có mức điện áp ($V_{dc} \Rightarrow V_{dc/2} \Rightarrow 0 \Rightarrow -V_{dc/2}$) và dạng sóng dòng điện vẫn giữ được trạng thái hình sin.

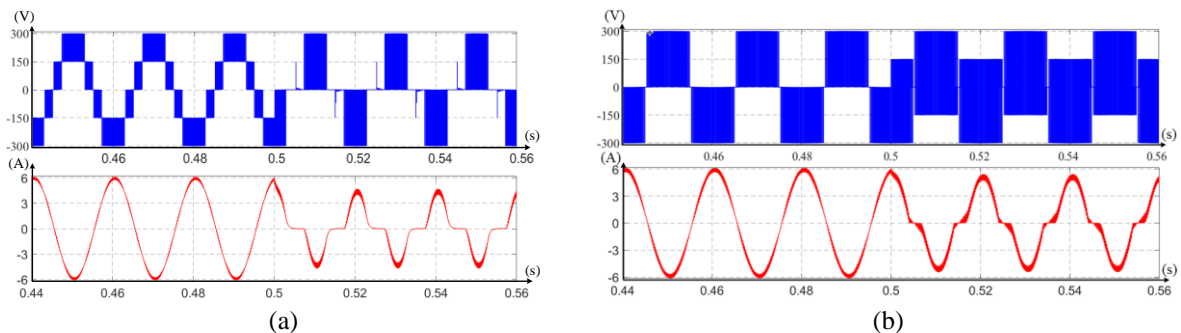
Phân tích biên độ điện áp ngõ ra của bộ nghịch lưu T-1F ở Hình 8 cho thấy ở lỗi hờ mạch nhánh T (1 IGBT) sử dụng phương pháp T-Pr đảm bảo được biên độ điện áp lớn nhất $V_{dc/2}$ đến $-V_{dc/2}$ đó là lợi thế của phương pháp T-Pr so với phương pháp T-W.



Hình 9. Kết quả phân tích THDu% lỗi hờ mạch nhánh T (1 IGBT).

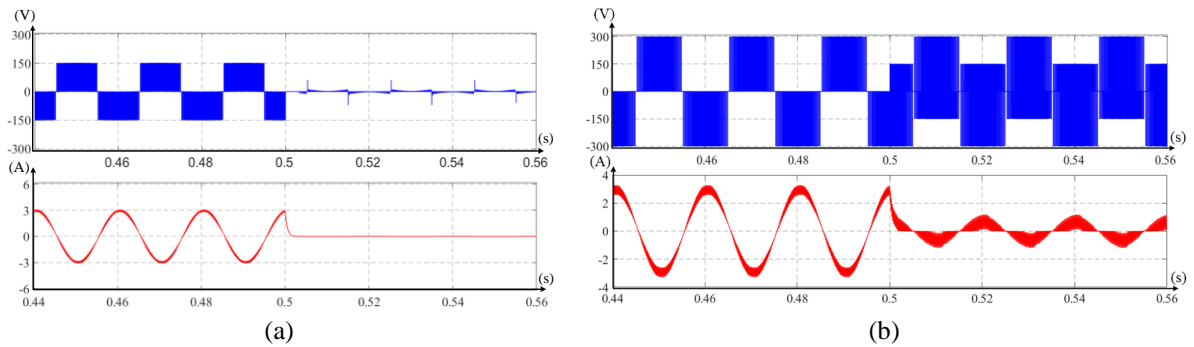
Kết quả phân tích THDu% ở trường hợp lỗi hờ mạch xảy ra ở 1 IGBT trên nhánh T thể hiện ở Hình 9. Ở bộ nghịch lưu T-1F trường hợp hờ mạch 1 IGBT với phương pháp điều khiển T-W có chất lượng THDu% tốt hơn phương pháp T-Pr. Cụ thể ở chỉ số điều chế thấp $m = 0.2$ phương pháp T-W có THDu = 169%, phương pháp T-Pr có THDu = 282.1%. Ở chỉ số điều chế cao $m = 0.8$ phương pháp T-W có THDu = 60.2%, phương pháp T-Pr có THDu = 90%. Có thể thấy ở chỉ số điều chế cao sự chênh lệch về chất lượng THDu% của hai phương pháp điều khiển là không đáng kể.

4.4. Kết quả mô phỏng lỗi hờ mạch nhánh T (2 IGBT)



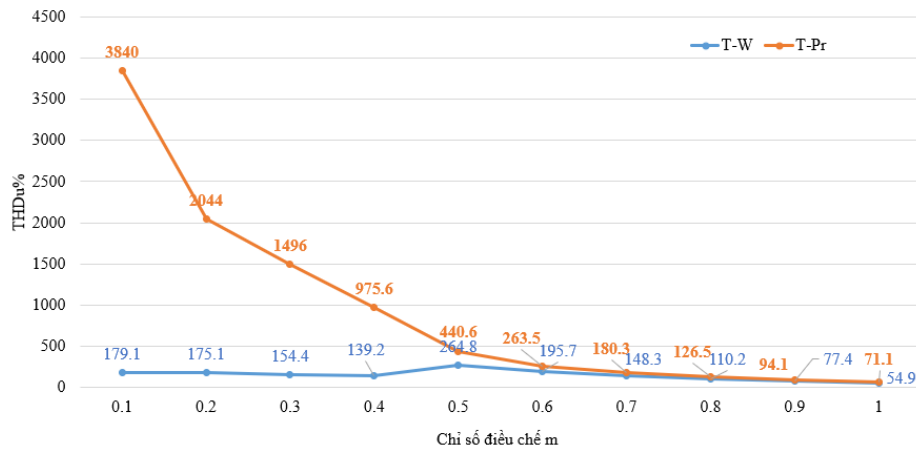
Hình 10. Kết quả mô phỏng lỗi hờ mạch nhánh T (2 IGBT) với $m=0.8$, (a) hờ mạch ở 0.5s phương pháp T-W, (b) hờ mạch ở 0.5s phương pháp T-Pr.

Tương tự kết quả mô phỏng tại Hình 10 lỗi hờ mạch nhánh T (2 IGBT) với chỉ số điều chế ($m=0.8$) vẫn có sự khác biệt về dạng sóng điện áp ngõ ra giữa hai phương pháp điều khiển. Phương pháp T-W cho ra dạng sóng có các mức điện áp lần lượt là ($V_{dc} \Rightarrow 0 \Rightarrow -V_{dc/2}$) mặc khác phương pháp T-Pr cho ra dạng sóng có mức điện áp ($V_{dc} \Rightarrow 0 \Rightarrow V_{dc/2} \Rightarrow -V_{dc/2}$). Do dạng sóng ngõ ra của hai phương pháp khác nhau nên độ méo dạng hài dòng điện (THDu%) của hai phương pháp cũng có sự khác nhau.



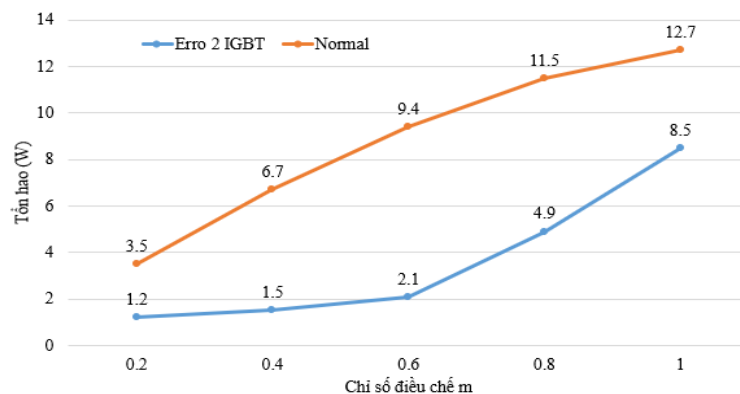
Hình 11. Kết quả mô phỏng lỗi hở mạch nhánh T (2 IGBT) với $m = 0.4$, (a) hở mạch ở 0.5s phương pháp T-W, (b) hở mạch ở 0.5s phương pháp T-Pr.

Ở chỉ số điều chế thấp ($m=0.4$) như Hình 11 kết quả mô phỏng lỗi hở mạch nhánh T (2 IGBT) có sự khác biệt rất rõ về dạng sóng điện áp ngõ ra giữa hai phương pháp điều khiển. Phương pháp T-W gần như không có điện áp và dòng điện ngõ ra, còn phương pháp T-Pr cho ra dạng sóng có mức điện áp ($V_{dc} \Rightarrow 0 \Rightarrow V_{dc/2} \Rightarrow -V_{dc/2}$) đảm bảo được giá trị điện áp, dòng điện cho tải hoạt động.



Hình 12. Kết quả phân tích THDu% lỗi hở mạch nhánh T (2 IGBT).

Kết quả phân tích THDu% ở trường hợp lỗi hở mạch xảy ra ở 2 IGBT trên nhánh T thể hiện ở Hình 12. Ở bộ nghịch lưu T-1F trường hợp hở mạch 2 IGBT với phương pháp điều khiển T-W có chất lượng THDu% tốt hơn phương pháp T-Pr. Cụ thể ở chỉ số điều chế $m = 0.8$ phương pháp T-W có THDu = 110.2%, phương pháp T-Pr có THDu = 126.5%. Đáng chú ý ở trường hợp hở mạch 2 IGBT trên cấu hình bộ nghịch lưu T-1F thì phương pháp điều khiển T-W cho ra điện áp rất nhỏ nên việc so sánh THDu% chỉ xem xét ở chỉ số điều chế $m > 5$.



Hình 13. Kết quả phân tích tổn hao nhiệt khi sử dụng phương pháp T-Pr gặp lỗi hở mạch nhánh T (Erro 2 IGBT) so với trạng thái hoạt động bình thường (Normal).

Ở Hình 13 phân tích tổng tổn hao đóng ngắt và tổn hao dẫn điện trên linh kiện IGBT với phương pháp T-Pr trên cấu hình bộ nghịch lưu một pha T. Có thể thấy rõ với phương pháp T-Pr đề xuất khi hoạt động bình thường (Normal) tổng tổn hao cao hơn so với sự cố hở mạch 2 IGBT ở nhánh T (Erro 2 IGBT). Điều này do số lượng hoạt động của IGBT ở trạng thái hở mạch ít hơn so với trạng thái hoạt động bình thường của mạch T. Việc tổn hao ít và đảm bảo được chất lượng điện áp, dòng điện ngõ ra là lợi thế của phương pháp T-Pr được đề xuất.

5. Kết luận

Bài báo này giới thiệu phương pháp điều khiển T-Pr mới cho nghịch lưu T-1F nhằm khảo sát độ tin cậy của cấu hình bộ nghịch lưu một pha T-1F khi gặp sự cố hở mạch 2 IGBT xảy ra ở nhánh T. Nguyên lý hoạt động và lý thuyết phương pháp điều chế sóng mang T-Pr đã được trình bày. Chất lượng ngõ ra của phương pháp T-Pr đề xuất được đánh giá qua chỉ số méo dạng sóng hài áp và dòng điện ngõ ra theo chỉ số điều chế biên độ (m). Kết quả cho thấy cấu hình T-1F với phương pháp T-Pr đảm bảo được biên độ điện áp và dòng điện ngõ ra cho tải ở chỉ số điều chế từ thấp ($m = 0.2$) đến cao ($m = 0.8$), trong khi phương pháp T-W thông thường chỉ hoạt động được ở chỉ số điều chế cao ($m > 0.5$). Mặc dù độ méo dạng sóng hài áp và dòng điện tăng lên so với chế độ hoạt động bình thường, phương pháp T-Pr vẫn duy trì được dạng điện áp và dòng điện gần như sin. Việc duy trì trạng thái hoạt động của bộ nghịch lưu một pha khi gặp sự cố hở mạch là ưu điểm nổi bật của phương pháp T-Pr, cần được nghiên cứu và phát triển thêm. Phương pháp này không chỉ giúp cải thiện độ tin cậy của hệ thống mà còn mở ra hướng đi mới trong việc ứng dụng các phương pháp điều khiển tiên tiến cho các bộ nghịch lưu. Điều này đặc biệt quan trọng trong bối cảnh nhu cầu sử dụng các thiết bị điện tử ngày càng tăng cao và yêu cầu về độ ổn định và hiệu suất của các hệ thống điện ngày càng nâng cao.

Lời cảm ơn

Chúng tôi xin gửi lời tri ân sâu sắc đến Ban biên tập Tạp chí Khoa học Giáo dục Kỹ Thuật - Trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật Thành phố Hồ Chí Minh, đã hỗ trợ và tạo điều kiện để nghiên cứu này được thực hiện và công bố. Sự đóng góp quý báu của quý vị là nguồn động viên lớn giúp chúng tôi hoàn thành công trình nghiên cứu này một cách tốt nhất.

Xung đột lợi ích


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

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] K. Bugel, B. Diong, Q. Jules, and M. K. Jacobs, "Single-phase hybrid cascaded H-bridge and diode-clamped multilevel inverter: RL load case," in *Proc. 9th IEEE Int. Symp. Power Electron. for Distributed Generation Systems (PEDG)*, 2018, pp. 1–6, doi: 10.1109/PEDG.2018.8447769.
- [2] G. Tomar, *Proc. 2020 IEEE 9th Int. Conf. Communication Systems and Network Technologies (CSNT)*, IEEE Computer Society, 2020.
- [3] M. K. Sahu, "THD analysis and comparison of different cascaded multilevel inverters for improving the quality of energy," *Int. J. Appl. Eng. Res.*, vol. 14, no. 10, pp. 2422–2429, 2019.
- [4] X. Chen and Z. Zhang, "Open-circuit fault diagnosis of T-type three-level inverter based on knowledge reduction," *Sensors*, vol. 24, no. 3, Feb. 2024, doi: 10.3390/s24031028.
- [5] Q. T. Hải, T. V. Thanh, Đ. Đ. Trí, N. T. Phương, N. T. Khang, and L. Q. Tùng, "Tạp chí Khoa học Giáo dục Kỹ thuật," no. 54, Sep. 2019, Trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật TP. Hồ Chí Minh (in Vietnamese).
- [6] C. Xiang, Z. Ouyang, X. Zhang, H. H. C. Iu, and S. Cheng, "An improved predictive current control of eight-switch three-level post-fault inverter with common-mode voltage reduction," *IEEE Trans. Circuits Syst. I: Reg. Papers*, vol. 69, no. 9, pp. 3861–3872, Sep. 2022, doi: 10.1109/TCSI.2022.3181993.
- [7] M. I. Sarwar *et al.*, "A hybrid nearest level combined with PWM control strategy: analysis and implementation on cascaded H-bridge multilevel inverter and its fault tolerant topology," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 1–16, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3058136.
- [8] F. Becker, P. Poure, E. Jamshidpour, and S. Saadate, "Five-level H-bridge NPC converter control with minimum commutation," in *Proc. IEEE Int. Energy Conf. (ENERGYCON)*, 2016, doi: 10.1109/ENERGYCON.2016.7514037.
- [9] V. Trifa, G. Brezeanu, and E. Ceuca, "Unipolar PWM vs bipolar PWM in three-phase block commutation," in *Proc. Int. Semiconductor Conf. (CAS)*, Oct. 2020, pp. 169–172, doi: 10.1109/CAS50358.2020.9267979.
- [10] D. T. Do and M. K. Nguyen, "Three-level quasi-switched boost T-type inverter: analysis, PWM control, and verification," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 65, no. 10, pp. 8320–8329, 2018, doi: 10.1109/TIE.2018.2795564.
- [11] L. Vancini, M. Mengoni, G. Rizzoli, L. Zarri, and A. Tani, "Voltage balancing of the DC-link capacitors in three-level T-type multiphase inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 37, no. 6, pp. 6450–6461, Jun. 2022, doi: 10.1109/TPEL.2021.3137083.
- [12] H. Peng, Z. Yuan, B. Narayanasamy, X. Zhao, A. Deshpande, and F. Luo, "Comprehensive analysis of three-phase three-level T-type neutral-point-clamped inverter with hybrid switch combination," in *Proc. 10th IEEE Int. Symp. Power Electron. for Distributed Generation Systems (PEDG)*, 2019, pp. 816–821, doi: 10.1109/PEDG.2019.8807618.

- [13] M. Lak, B. R. Chuang, and T. L. Lee, "An MVPWM-based method for three-level T-type inverter with neutral-point voltage balancing capability in the full range of power factor," in *Proc. Energy Conversion Congress and Exposition - Asia (ECCE Asia)*, May 2021, pp. 920–925, doi: 10.1109/ECCE-Asia49820.2021.9479309.
- [14] Q. T. Võ and N. V. Nguyễn, "A novel PWM technique to eliminate common-mode voltage for single-phase three-level T-NPC inverter," *Sci. Technol. Develop. J. Eng. Technol.*, 2021, doi: 10.32508/stdjet.v4i4.925.

Quoc Thai Vo obtained his Master's degree in Engineering from Vinh Long University of Technology Education, Vietnam, in 2021. Throughout his studies, he focused on power electronics, its applications in industrial systems, and automation. Since 2021, he has been working as a lecturer at Cai Lậy Vocational School, Tien Giang. During this time, he has participated in various research projects and published scientific papers related to power electronics and automatic control.

Email: quocthai110690@gmail.com. ORCID:  <https://orcid.org/0009-0003-9054-6268>

Van Tam Dao obtained his Master's degree in Electrical Engineering from Ho Chi Minh City University of Technology and Education, Vietnam, in 2015. His academic background includes studies in industrial electrical engineering, automation, and power electronics. Since 2006, he has been working at Cai Lậy Vocational School, Tien Giang, where he currently holds the position of Deputy Head of the Faculty of Electrical and Electronics.

Email: daotam_81@yahoo.com. ORCID:  <https://orcid.org/0009-0006-7768-9514>

Hien Vinh Le obtained his Master's degree in Electrical and Electronics Engineering from Ho Chi Minh City University of Technology and Education, Vietnam, in 2017. His academic background includes extensive studies in electrical systems, automation, and power electronics. Since completing his degree, he has been working at Cai Be Vocational School as a lecturer. He has actively contributed to research in electrical engineering and automation, as well as engaged in educational initiatives to improve technical training programs.

Email: hienvinhlg@gmail.com. ORCID:  <https://orcid.org/0009-0006-0158-4556>

Phuoc Loc Nguyen received B.S. and M.S. degrees in electrical engineering from the Vinh Long University of Technology Education, Vietnam, in 2019 and 2021. Since 2019, he worked at the Faculty of Electrical Engineering, Vinh Long University of Technology Education, as a lecturer. He started his doctoral studies at Nazarbayev University in August 2024. His main research is power electronics, automatic control, observer design, and drive control electric motors.

Email: locnp@vlute.edu.vn. ORCID:  <https://orcid.org/0009-0005-5193-8319>

Thanh Hieu Bui received his B.S. degree in Computer Science from the University of Technology, a member of Vietnam National University Ho Chi Minh City. He later earned his Ph.D. in Computer Science and Engineering from Kyungpook National University, Republic of Korea. His academic background includes expertise in machine learning, social media data mining, and business intelligence.

Email: hieubt@ueh.edu.vn. ORCID:  <https://orcid.org/0009-0003-9991-627X>