

Improving Parameters of Controller for T-Type Inverter in Open-Circuit Fault of Power Switch Condition

Do Duc Tri*, Truong Ngoc Anh

Ho Chi Minh City University of Technology and Education, Vietnam

*Do Duc Tri. Email: tridd@hcmute.edu.vn

ARTICLE INFO

Received: 6/3/2022
Revised: 30/5/2022
Accepted: 6/7/2022
Published: 30/8/2022

KEYWORDS

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

ABSTRACT

In this paper, a three-level quasi-switched boost T-type inverter that operates in normal and power switch failure power switch conditions (3L qSBT²I-UFM) is presented. This structure is formed by two symmetrical impedance networks and a three-level T-type inverter. Besides the advantages of multilevel voltage source inverters (VSIs), the structure of the 3L qSBT²I-UFM is characterized by its switching capabilities. When the open-circuit failure occurs in power switch, the reduction in output power will be compensated by the boost characteristic of the quasi-switched boost. In addition, improving the control coefficient will help the system respond quickly to ensure output power quality. The ability to operate under power switch fault conditions is demonstrated by experimental results under normal and fault conditions. To verify the properties of this multi-level quasi-switched boost, an experimental model was also built to verify the experimental results.

Cải Tiến Thông Số Điều Khiển Cho Nghịch Lưu Hình T Trong Điều Kiện Sự Cố Hở Mạch Khóa Công Suất

Đỗ Đức Trí*, Trương Ngọc Anh

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

*Đỗ Đức Trí. Email: tridd@hcmute.edu.vn

THÔNG TIN BÀI BÁO

Ngày nhận bài: 6/3/2022
Ngày hoàn thiện: 30/5/2022
Ngày chấp nhận đăng: 6/7/2022
Ngày đăng: 30/8/2022

TỪ KHÓA

Nghịch lưu đa bậc;
Nguồn Z;
Tăng áp tựa khóa chuyển mạch;
Nghịch lưu hình T;
Sự cố hở mạch.

TÓM TẮT

Trong bài báo này, một bộ nghịch lưu tăng áp tựa khóa chuyển mạch hình-T 3 bậc hoạt động ở điều kiện bình thường và điều kiện sự cố hở mạch công suất (3L qSBT²I-UFM) được trình bày. Cấu hình này được hình thành bởi hai mạng nguồn kháng đối xứng và bộ nghịch lưu hình T ba pha. Bên cạnh những lợi thế của bộ biến tần nguồn điện áp đa bậc, cấu hình của 3L qSBT²I-UFM được đặc trưng bởi khả năng chuyển mạch của linh kiện. Khi sự cố hở mạch xảy ra ở khóa công suất, việc giảm công suất đầu ra sẽ được bù bằng đặc tính tăng áp của mạng tăng áp tựa khóa chuyển mạch. Ngoài ra, cải tiến hệ số điều khiển sẽ giúp hệ thống đáp ứng nhanh đảm bảo chất lượng công suất đầu ra. Khả năng hoạt động ở điều kiện sự cố hở mạch công suất được thể hiện bằng một số kết quả thử nghiệm trong điều kiện bình thường và sự cố. Để kiểm chứng các đặc tính của mạng tăng áp tựa khóa chuyển mạch đa bậc này, một mô hình thử nghiệm cũng được xây dựng để kiểm chứng các kết quả thử nghiệm.

Doi: <https://doi.org/10.54644/jte.71B.2022.1149>

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

Với sự phát triển mạnh mẽ của các ứng dụng sử dụng năng lượng tái tạo, việc nghiên cứu các bộ nghịch lưu ngày càng trở nên quan trọng [1]. Những ưu điểm của nghịch lưu nguồn áp có thể kể đến như: cấu trúc đơn giản, dễ điều khiển, nghịch lưu hai bậc thông thường được ứng dụng rộng rãi trong các ứng dụng có công suất vừa và nhỏ như hệ thống quang điện [2], hệ thống điều khiển động cơ AC

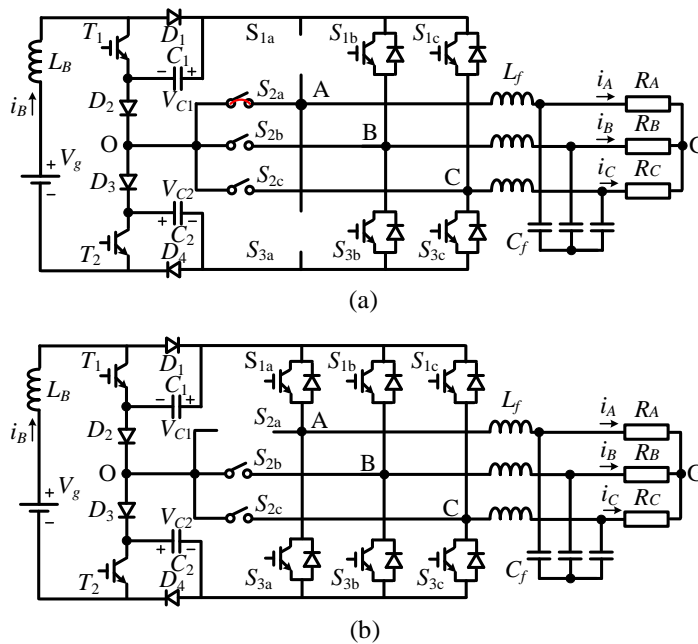
[3] và hệ thống điện phân phối [4]. Tuy nhiên, chất lượng điện áp đầu ra còn thấp cũng như điện áp đặt trên các phần tử công suất còn khá cao là những hạn chế còn tồn tại của cấu hình này.

Để khắc phục nhược điểm của nghịch lưu hai bậc truyền thống, cấu hình nguồn Z (Zs) [5] đã được đề xuất. Ngoài ra, cấu trúc này còn được biết đến như một mạch chuyển đổi công suất có khả năng tăng - giảm áp một chặng và có khả năng chống lại hiện tượng trùng dẫn. Trong [6] giới thiệu nghịch lưu hình T đa bậc kết hợp với nguồn Z. Tuy nhiên, nghịch lưu nguồn Z vẫn còn tồn tại một số bất lợi như: dòng điện đầu vào gián đoạn và điện áp đặt trên tụ còn khá lớn.

Với mong muốn cải thiện những hạn chế của mạng nguồn Z, một mạng nghịch lưu tựa nguồn Z (qZSI) được đề xuất trong [7], [8] để thay thế cho mạng nghịch lưu nguồn Z. Trong nghiên cứu [7] giới thiệu mạng nghịch lưu 3 bậc tựa nguồn Z kết hợp với cấu hình nghịch lưu hình T hoạt động ở chế độ bình thường và sự cố. Khi sự cố xảy ra, nhánh dự phòng được thêm vào để thay thế khóa bị sự cố. Tuy nhiên, việc thêm nhánh dự phòng sẽ làm tăng kích thước, trọng lượng. Trong công bố [8] nghịch lưu 3 bậc tựa nguồn Z kết hợp với cấu hình nghịch lưu hình T hoạt động ở chế độ bình thường và sự cố. Khi sự cố xảy ra, giải thuật điều chế sẽ được thực hiện. Tuy nhiên giải thuật này sẽ làm gia tăng điện áp trên thanh cái mà điều này sẽ làm tăng điện áp đặt trên các khóa công suất. Để cải thiện số lượng các thành phần thụ động nhưng vẫn duy trì những ưu điểm của mạng nguồn Z, mạng nguồn kháng tựa khóa chuyển mạch được giới thiệu [9]. Trong báo cáo [9] đã đề xuất giải thuật giảm độ gợn của dòng điện cuộn dây tăng áp, chỉ số điều chế và độ lợi cao. Tài liệu [10] không những cải tiến hệ số tăng áp mà còn duy trì những thuận lợi trong tài liệu [9]. Để triệt tiêu điện áp common mode mà vẫn giữ các thuận lợi trong [9], tài liệu [11] được đề xuất. Báo cáo [11] vẫn hoạt động trong điều kiện bình thường và điều kiện sự cố lỗi các khóa công suất mà vẫn giữ các thuận lợi của [10], tài liệu [12] được trình bày. Trong tài liệu [12] trình bày khả năng hoạt động ở điều kiện bình thường và sự cố hở mạch các khóa công suất mà không thêm bất cứ phần tử công suất nào.

Trong bài báo này, một kỹ thuật cải thiện thông số điều khiển nhằm mục đích ổn định điện áp đầu ra khi hệ thống hoạt động trong điều kiện bình thường và sự cố hở mạch các khóa công suất mà vẫn giữ được những thuận lợi của nghiên cứu [9]. Trạng thái ổn định, nguyên lý hoạt động của giải thuật điều khiển được phân tích và kiểm chứng thông qua mô hình thử nghiệm.

2. Cấu hình nghịch lưu tăng áp tựa khóa chuyển mạch hình T ba bậc.



Hình 1. Trạng thái hoạt động của nghịch lưu tăng áp tựa khóa chuyển mạch hoạt động ở điều kiện điều kiện sự cố khóa công suất. (a) lỗi hở mạch khóa S_{1a} hoặc khóa S_{3a} , (b) lỗi hở mạch S_{2a} .

Bộ nghịch lưu này gồm 2 mạch nguồn qSB đối xứng và mạch nghịch lưu hình T 3 pha 3 bậc. Mỗi nhánh của mạch nghịch lưu gồm 4 IGBT như Hình 1.

Nếu sự cố hở mạch xảy ra ở khóa S_{1a} hoặc S_{3a} như Hình 1(a), điện áp đầu ra pha A không cung cấp điện áp $+V_C$ hoặc $-V_C$, dẫn đến dòng điện đầu ra mất đối xứng. Để duy trì điện áp đầu ra, khóa S_{2a} được kích đóng và S_{1a} và S_{3a} kích ngắt.

Nếu sự cố hở mạch xảy ra ở khóa S_{2a} như Hình 1(b), điện áp đầu ra pha A không kết nối với điểm giữa của mạng nguồn kháng. Để giải quyết vấn đề này, khóa S_{1a} hoặc S_{3a} được điều khiển hoạt động ở chế độ hai bậc, trong khi pha B và pha C vẫn duy trì điện áp đầu ra ở chế độ ba bậc.

2.1. Nguyên lý hoạt động

Bộ nghịch lưu này gồm 2 mạch nguồn qSB đối xứng và mạch nghịch lưu hình T 3 pha 3 bậc. Mỗi nhánh của mạch nghịch lưu gồm 4 IGBT như Hình 1.

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

Điều kiện lỗi pha A		
Kích đóng khóa S	Phân cực thuận khóa D	V_{BO} hoặc V_{CO}
T_1	D_2, D_3, D_4	$+V_C, 0$ hoặc $-V_C$
T_2	D_1, D_2, D_3	$+V_C, 0$ hoặc $-V_C$
T_1, T_2	D_2, D_3	$+V_C, 0$ hoặc $-V_C$
S_{1b}, S_{1c}	D_1, D_2, D_3, D_4	$+V_C$
S_{2b}, S_{2c}		0
S_{3b}, S_{3c}		$-V_C$
$S_{1b}, S_{1c}, S_{2b}, S_{2c}, S_{3b}, S_{3c}$	D_1, D_4	0

2.1.1. Trạng thái không ngắn mạch (NST)

Trong trạng thái không ngắn mạch 1, khóa T_1 được kích đóng, khóa T_2 bị kích ngắt, các diode D_2, D_3, D_4 được phân cực thuận trong khi đó D_1 phân cực ngược. Tụ điện C_2 được nạp và cuộn dây tăng áp L_B và tụ điện C_1 không được nạp. Điện áp trên cuộn dây tăng áp được biểu diễn như sau:

$$L_B \frac{di_B}{dt} = V_g - V_{C2}; \quad \begin{cases} C_1 \frac{dv_C}{dt} = -I_{PN} \\ C_2 \frac{dv_C}{dt} = I_L - I_{PN} \end{cases} \quad (1)$$

Trong trạng thái không ngắn mạch 2, khóa T_2 được kích đóng, khóa T_1 bị kích ngắt, các diode D_1, D_2, D_3 được phân cực thuận trong khi đó D_4 phân cực ngược. Tụ điện C_1 được nạp và cuộn dây tăng áp L_B và tụ điện C_2 không được nạp. Điện áp trên cuộn dây tăng áp được biểu diễn như sau:

$$L_B \frac{di_B}{dt} = V_g - V_{C1}; \quad \begin{cases} C_1 \frac{dv_C}{dt} = -I_{PN} \\ C_2 \frac{dv_C}{dt} = I_L - I_{PN} \end{cases} \quad (2)$$

Trong trạng thái không ngắn mạch 3, khóa T_1 và T_2 được kích đóng, các diode D_2, D_3 được phân cực thuận trong khi đó D_1 và D_4 phân cực ngược. cuộn dây tăng áp L_B được nạp và tụ điện C_1 và C_2 không được nạp. Điện áp trên cuộn dây tăng áp được biểu diễn như sau:

$$L_B \frac{di_B}{dt} = V_g; \quad C_1 \frac{dv_C}{dt} = C_2 \frac{dv_C}{dt} = -I_{PN}. \quad (3)$$

Trong trạng thái không ngắn mạch 4, khóa T_1 và T_2 bị kích ngắt, các diode D_1, D_2, D_3, D_4 được phân cực thuận. Tụ điện C_1 và C_2 được nạp năng lượng từ nguồn đầu vào và cuộn dây tăng áp L_B . Điện áp trên cuộn dây tăng áp được biểu diễn như sau:

$$L_B \frac{di_B}{dt} = V_g - V_{C1} - V_{C2}; \quad C_1 \frac{dv_C}{dt} = C_2 \frac{dv_C}{dt} = I_L - I_{PN}. \quad (4)$$

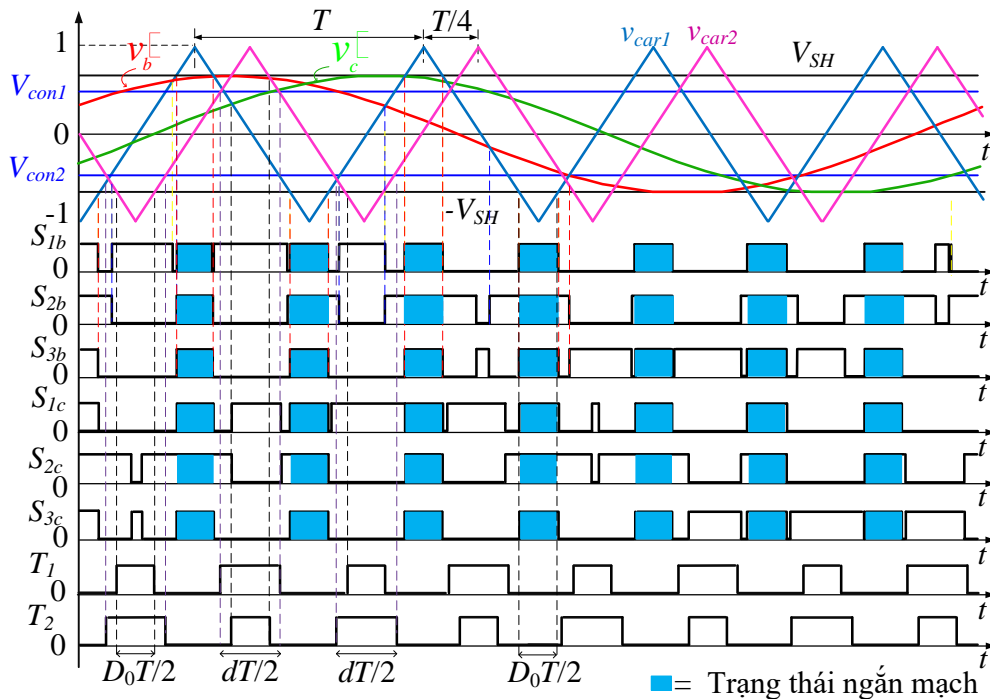
2.1.2. Trạng thái ngắn mạch

Trong trạng thái ngắn mạch, tất cả các khóa công suất bên phía nghịch lưu hình T được kích đóng trong khi T_1 và T_2 bên phía mạng nguồn kháng bị kích ngắt, các diode D_2, D_4 được phân cực thuận, D_1 và D_3 phân cực ngược. Tụ điện C_1 và C_2 không truyền năng lượng đến đầu ra. Điện áp trên cuộn dây tăng áp được biểu diễn như sau:

$$L_B \frac{di_B}{dt} = V_g; \quad C_1 \frac{dv_C}{dt} = C_2 \frac{dv_C}{dt} = 0. \quad (5)$$

2.2. Phương pháp điều khiển.

2.2.1 Dạng sóng và tín hiệu điều khiển khi sự cố hở mạch khóa công suất.



Hình 2. Phương pháp điều khiển cho nghịch lưu tăng áp tựa khóa chuyển mạch hoạt động ở điều kiện điều kiện sự cố khóa công suất.

Khi xảy ra sự cố hở mạch khóa S_{1a} hoặc khóa S_{3a} , giải thuật điều chế được thực hiện bằng cách điều chế lại tín hiệu tham chiếu của pha B và pha C, tín hiệu tham chiếu tạo tín hiệu điều khiển cho các khóa của pha B là S_{1b}, S_{2b} và S_{3b} và pha C là S_{1c}, S_{2c} và S_{3c} được trình bày ở Hình 2. Tín hiệu điều khiển cho các khóa pha B (S_{1b}, S_{2b} và S_{3b}) được tạo ra bằng cách so sánh tín hiệu tham chiếu $\pm V \sin \omega t$ với tín hiệu sóng mang có tần số cao V_{car1} . Tín hiệu điều khiển cho các khóa pha C (S_{1c}, S_{2c} và S_{3c}) được tạo ra bằng cách so sánh tín hiệu tham chiếu $\pm V \sin \omega t$ với tín hiệu sóng mang có tần số cao V_{car1} . Để điều khiển cho hai khóa mạng nguồn kháng T_1 và T_2 , hai hằng số $\pm V_{SH}$ so sánh với tín hiệu sóng mang có tần số cao V_{car2} .

2.2.2 Giải pháp điều khiển cho hệ thống khi xảy ra sự cố hở mạch.

Khi xảy ra sự cố hở mạch khóa S_{1a} hoặc khóa S_{3a} , bộ chuyển đổi hoạt động ở điện áp đầu ra hai bậc khi tái cấu trúc và điều chế, điều này làm cho đầu ra giảm đi $\sqrt{3}$ lần so với trạng thái hoạt động bình thường. Để bù điện áp đầu ra hệ thống phải gia tăng tỷ số điều chế hay tỷ số đóng như trình bày ở phương trình (7).

2.3 Phân tích trạng thái ổn định khi khóa công suất bị sự cố hở mạch.

Hình 2 khoảng thời gian không ngắt mạch 1 và không ngắt mạch 2 được xác định là $(d - D_0) \cdot T/2$. Khoảng thời gian ngắt mạch và không ngắt mạch 3 được xác định là $(D_0 \cdot T)$ và khoảng thời gian không ngắt mạch 4 được xác định là $(1 - D_0 - d) \cdot T$.

Áp dụng nguyên lý cân bằng điện áp trên cuộn dây, dòng điện trên tụ điện C_1 và C_2 được xác định:

$$\begin{cases} V_c = V_{c1} = V_{c2} = \frac{V_g}{2 - 3D_0 - d} \\ I_L = \frac{2(1 - D_0)}{2 - 3D_0 - d} I_{PN} \end{cases} \quad (6)$$

Trong đó V_g là điện áp DC đầu vào, D_0 tỷ số đóng bên phía nghịch lưu hình T, d tỷ số đóng bên phía mạng nguồn kháng.

Điện áp pha đầu ra đỉnh được xác định:

$$\hat{v}_x = \frac{M \cdot V_{PN}}{2} = M \cdot V_c = \frac{M}{2 - 3D_0 - d} V_g \quad (7)$$

Hệ số tăng áp được xác định:

$$B = \frac{V_{PN}}{V_g} = \frac{2V_c}{V_g} = \frac{2}{2 - 3D_0 - d} \quad (8)$$

Độ lợi điện áp được xác định:

$$G = \frac{\hat{v}_x}{V_{dc}/2} \quad (9)$$

Mối quan hệ giữa chỉ số điều chế và tỷ số đóng bên phía mạng nguồn kháng, tỷ số đóng bên phía nghịch lưu hình T được định nghĩa như sau:

$$\begin{cases} 0 \leq M \leq 1 \\ M + D_0 \leq 1 \\ D_0 + d < 1 \end{cases} \quad (10)$$

2.4. Phân tích thành phần ký sinh trong trạng thái không ngắt mạch.

Trong bài báo này, nhóm nghiên cứu sẽ trình bày tại sao chọn $d=0.7$ cho lưu đồ Hình 4 mà bài báo [12] chưa trình bày.

Hệ số tăng áp của bài báo có thể được xem xét bởi các tỷ số đóng D_0 (tỷ số đóng cho các khóa nghịch lưu hình T) và d (tỷ số đóng cho hai khóa mạng nguồn kháng) khi chỉ số điều chế M được chọn là lớn nhất. Để xác định giá trị tối ưu của hai thông số D_0 và d mà lưu đồ giải thuật cải tiến thông số điều khiển trong phần 3 sẽ sử dụng. Trong giải pháp này, giá trị d phải được giới hạn và hoạt động trong trạng thái không ngắt mạch để cải tiến hiệu suất. Vì vậy, việc phân tích mạch tương đương với sự tồn tại các thành phần ký sinh trong trạng thái không ngắt mạch sẽ được trình bày. Phân tích mạch DC trong bài báo này được thực hiện theo một số giả định như sau:

- Bộ nghịch lưu hoạt động trong điều kiện dẫn liên tục.
- Điện trở ký sinh của cuộn dây tăng áp, điện trở ký sinh của tụ điện và cuộn dây ký sinh của điện trở tải được định nghĩa là: r_{Lb} , r_C và r_{Lt} .
- Điện trở của tất cả các khóa công suất tích cực là: r_T , điện trở của tất cả các khóa công suất Diode là: r_D .
- Tần số chuyển mạch lớn hơn tần số của điện áp xoay chiều đầu ra.
- Trạng thái ngắt mạch bị vô hiệu ($D_0=0$).

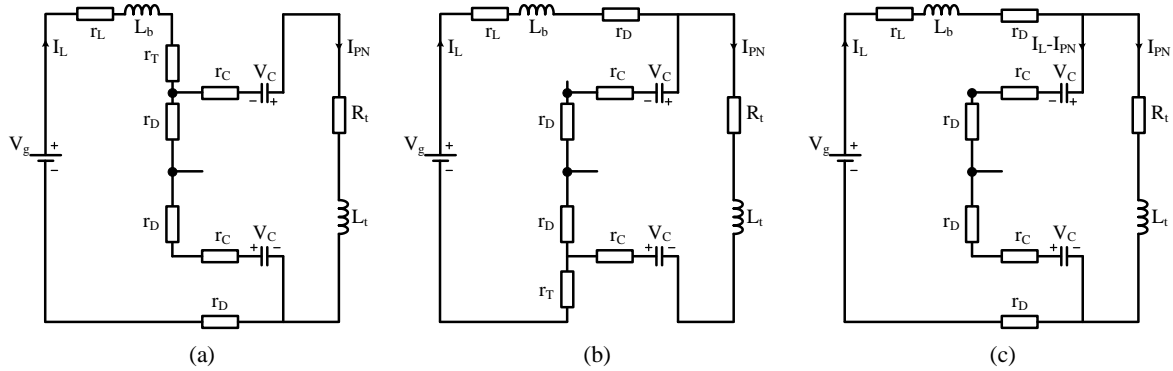
Mạch tương đương của bộ nghịch lưu khi xét đến thành phần ký sinh được trình bày như Hình 3.

Trạng thái không ngắt mạch 1 và trạng thái không ngắt mạch 2 [Hình 3(a) và 3(b), khoảng thời gian được xem xét là $d \cdot T$], điện áp trên cuộn dây tăng áp và điện áp trên cuộn dây tải được xác định theo sau:

$$\begin{cases} V_{Lb} = V_g - V_C - (r_L + r_D + r_T)I_L - (2r_D + r_C)(I_L - I_{PN}) \\ V_{Ll} = 2V_C - (R_l + r_C)I_{PN} + (2r_D + r_C)(I_L - I_{PN}) \end{cases} \quad (11)$$

Trạng thái không ngắn mạch 4 [Hình 3(c), khoảng thời gian được xem xét là $(1-d)T$], điện áp trên cuộn dây tăng áp và điện áp trên cuộn dây tải được xác định theo sau:

$$\begin{cases} V_{Lb} = V_g - 2V_C - (r_L + 2r_D)I_L - 2(r_D + r_C)(I_L - I_{PN}) \\ V_{Ll} = 2V_C - R_l I_{PN} + 2(r_D + r_C)(I_L - I_{PN}) \end{cases} \quad (12)$$



Hình 3. Sơ đồ mạch tương đương với thành phần ký sinh tương ứng các trạng thái hoạt động không ngắn mạch của bộ nghịch lưu. (a) T_1 đóng, T_2 ngắt, (b) T_1 ngắt, T_2 đóng và (c) T_1, T_2 ngắt.

Từ phương trình (11) thế $V_{Lb}=0$ phương trình (11) có thể viết lại:

$$V_g - V_C(2-d) - I_L[r_{Lb} + r_D(4-d) + r_T d + r_C(2-d)] + I_{PN}[2r_D + r_C(2-d)] \quad (13)$$

Từ phương trình (12) thế $V_{Ll}=0$ phương trình (12) có thể viết lại:

$$2V_C + I_L[2r_D + r_C(2-d)] - I_{PN}(R_l + 2r_D + 2r_C) = 0 \quad (14)$$

Thế $D_0=0$ vào phương trình (6) dòng điện của cuộn dây tăng áp được tính:

$$I_L = \frac{2}{2-d} I_{PN} \quad (15)$$

Thay phương trình (14) vào phương trình (13), phương trình (13) được viết lại:

$$V_C = \frac{R_l(2-d) - 2r_D d}{4-2d} I_{PN} \quad (16)$$

Dòng điện của cuộn dây tăng áp và dòng điện DC-link được xác định:

$$I_L = \frac{4V_C}{R_l(2-d) - 2r_D d}; \quad I_{PN} = \frac{V_C(4-2d)}{R_l(2-d) - 2r_D d} \quad (17)$$

Thay phương trình (17) vào phương trình (13) điện áp trên tụ điện được xác định trong trường hợp xét đến thành phần ký sinh:

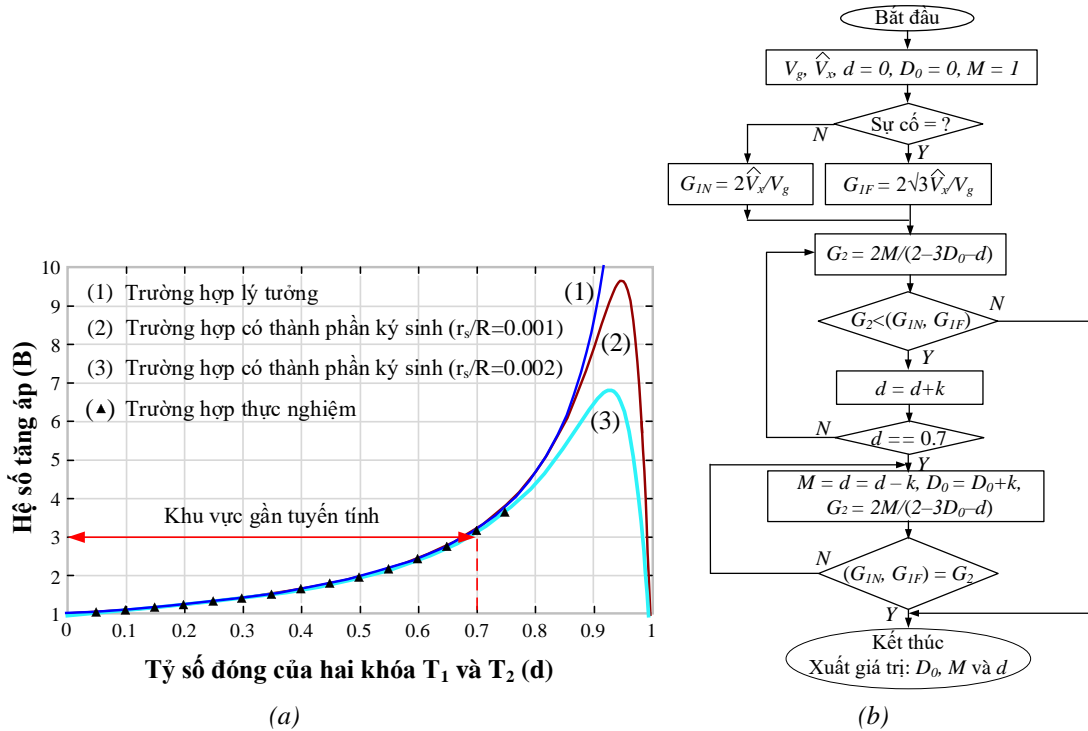
$$V_C = \frac{V_g \{R_l(2-d) - 2r_D d\}}{R_l(2-d) - 2r_D d \{2-d\} + 4\{r_{Lb} + r_D(4-d) + r_T d + r_C(2-d)\} + 2\{2r_D + r_C(2-d)\}(2-d)} \quad (18)$$

Hệ số tăng áp được xác định trong trường hợp xét đến thành phần ký sinh:

$$B = \frac{2V_g \{R_l(2-d) - 2r_D d\}}{V_g \{R_l(2-d) - 2r_D d\}(2-d) + 4\{r_{Lb} + r_D(4-d) + r_T d + r_C(2-d)\} + 2\{2r_D + r_C(2-d)\}(2-d)} \quad (19)$$

Hệ số tăng áp của bộ nghịch lưu so với chu kỳ đóng d tại $D_0=0$ được trình bày như Hình 4(a). Đường số (1) màu xanh dương được trình bày trong Hình 4(a) trong trường hợp lý tưởng với $r_T=r_C=r_D=0$. Trong khi đó, đường số (2) màu nâu và đường số (3) màu cyan trong trường hợp điện trở ký sinh là 35Ω . Giá

trị điện trở ký sinh được sử dụng trong thử nghiệm là: $r_T=0.8$, $r_{Lb}=r_C=1.5$, $r_D=78m\Omega$. Để lựa chọn tỷ số đóng d Hình 4(b) nhóm tác giả đã khảo sát các đường cong biểu diễn tỷ số đóng so với hệ số tăng áp có xem xét đến thành phần ký sinh của các phần tử công suất. Đường số (1) đại diện cho giá trị lý tưởng (không xét thành phần ký sinh), đường số (2) đại diện cho tỷ số $r_s/R=0.001$, đường số (3) đại diện cho tỷ số $r_s/R=0.002$, đường màu đen đại diện cho quá trình thử nghiệm. Từ bốn đường này có thể thấy rằng, các đường cong đều trùng nhau tại giá trị tuyến tính $d=0.7$, điều này sẽ dễ dàng cho việc điều khiển, còn giá trị lớn hơn 0.7 đường cong phi tuyến, điều này sẽ khó khăn trong quá trình điều khiển. Do vậy, để điều khiển chính xác d sẽ được chọn từ 0–0.7. Ưu điểm của giải thuật là tỷ số đóng d được lựa chọn sao cho có giá trị lớn nhất để đạt được độ lợi điện áp cao nhất khi xảy ra sự cố hở mạch khóa công suất. Đó là cơ sở để lựa chọn $d=0.7$ trong lưu đồ Hình 4(b).



Hình 4. Chọn thông số điều khiển. (a) biểu diễn hệ số tăng áp so với tỷ số đóng d , (b) lưu đồ tính toán thông số điều khiển

3. Hoạt động của hệ thống khi xảy ra sự cố hở mạch.

Khi xảy ra sự cố hở mạch khóa S_{1a} hoặc khóa S_{3a} , bộ chuyển đổi hoạt động ở điện áp đầu ra hai bậc khi tái cấu trúc và điều chế, điều này làm cho đầu ra giảm đi $\sqrt{3}$ lần so với trạng thái hoạt động bình thường [12]. Để bù điện áp đầu ra, hệ thống phải gia tăng tỷ số điều chế hay tỷ số đóng như trình bày ở phương trình (7).

Hình 4(b) trình bày lưu đồ điều khiển của hệ thống. Lưu đồ có thể giải thích như sau: điện áp đầu vào và đầu ra được nhập vào để tính toán độ lợi điện áp mong muốn của hệ thống khi hoạt động ở điều kiện bình thường và điều kiện sự cố như:

$$\begin{cases} G_{1N} = \frac{2\hat{V}_x}{V_g} & \text{Trạng thái hoạt động bình thường} \\ G_{1F} = \frac{2\sqrt{3}\hat{V}_x}{V_g} & \text{Trạng thái hoạt động ở sự cố} \end{cases} \quad (20)$$

Phương pháp điều khiển được thiết kế sao cho chỉ số điều chế M cao nhất có thể. Do đó, chỉ số điều chế đầu tiên được chọn $M=1$ và $D_0=0$. Để tăng điện áp ban đầu, tỷ số đóng của khóa T_1 và T_2 được chọn $d=0.7$, khi đó độ lợi tính toán G_2 được xác định:

$$G_2 = \frac{2M}{2 - 3D_0 - d} \quad (21)$$

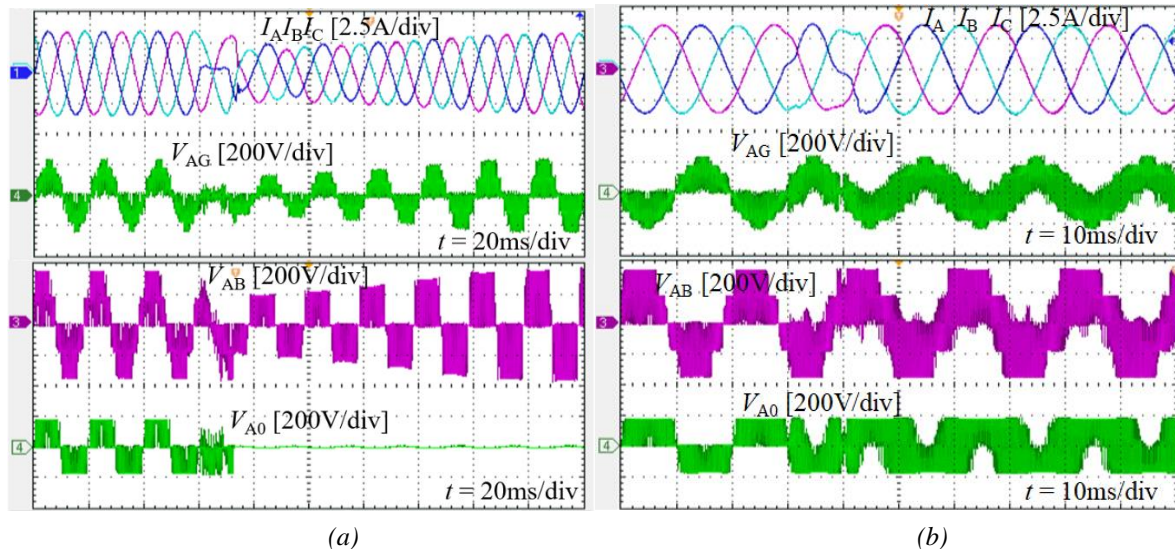
Bước kế tiếp, giá trị độ lợi mong muốn ở điều kiện bình thường G_{1N} và sự cố khóa công suất G_{1F} được so sánh với độ lợi tính toán G_2 . Nếu độ lợi điện áp tính toán G_2 nhỏ hơn độ lợi mong muốn G_{1N} hoặc G_{1F} , tỷ số đóng d sẽ được gia tăng từ 0 đến 0.7, với bước nhảy k được chọn 0.01. Khi $d=0.7$ và độ lợi tính toán vẫn nhỏ hơn độ lợi mong muốn G_{1N} hoặc G_{1F} thì tỷ số đóng D_0 sẽ được tăng lên theo bước nhảy k , trong khi chỉ số điều chế và tỷ số đóng d giảm theo bước nhảy k . Giá trị của độ lợi tính toán được xác định ở phương trình (21). Sự so sánh sẽ được lập đi lập lại cho đến khi độ lợi tính toán lớn hơn độ lợi mong muốn G_{1N} hoặc G_{1F} lưu đồ kết thúc và xuất ra các thông số điều khiển M , D_0 và d .

4. Kết quả thử nghiệm

Để kiểm chứng hiệu suất của bộ chuyển đổi. Thông số điều khiển của bộ nghịch lưu được trình bày ở bảng 2:

Bảng 2. Các thông số thử nghiệm của bộ nghịch lưu

Thông số các thành phần		Giá trị
Điện áp đầu vào	V_g	165V
Điện áp đầu ra	V_o	110V
Tần số đầu ra	f_o	50 Hz
Tần số sóng mang	f_s	5 kHz
Điện cảm	L	3mH
Tụ điện	$C_2 = C_3$	2200 μ F
Mạch lọc LC	L_f và C_f	3 mH và 10 μ F
Tải trở	R_t	40 Ω



Hình 5. Kết quả thử nghiệm dạng sóng dòng điện đầu ra ($I_{a,b,c}$), điện áp pha (V_{AG}), điện áp dây (V_{AB}), và điện áp cực (V_{A0}), trước và sau khi lỗi S_{1a} và S_{2a} .

Ở điều kiện hoạt động bình thường, điện áp trên tụ C_1 và C_2 là 176V và điện áp DC-link là 352V khi đầu vào là 165V. Khi sự cố hở mạch xảy ra ở S_{1a} , điện áp trên tụ C_1 và C_2 là 368V và điện áp DC-link là 736V như trình bày ở Hình 5(a). Có thể thấy rằng, khi hoạt động ở điều kiện bình thường điện áp cực bằng $\pm 176V$ khi sự cố xảy ra điện áp cực của pha A bằng zero, dòng điện đầu ra vẫn duy trì 4A. Hình

5(a) có thể thấy, khi sự cố xảy ra dòng điện đầu ra bị giảm sau đó dòng điện tăng dần theo giải thuật Hình 4(b) cho đến khi dòng điện đạt giá trị 4A. Ngoài ra, giải thuật này cũng giúp cho hệ thống hoạt động trong điều kiện khởi động mềm mà không phải thêm bất cứ phần tử nào.

Khi sự cố hở mạch xảy ra ở S_{2a} như Hình 5(b), trong trường hợp này điện áp đầu ra chỉ hoạt động ở hai bậc ở thời gian 5ms/div. Dòng điện đầu ra gần như không đổi trong trường hợp này.

5. Kết luận

Bài báo này đã trình bày một bộ chuyển đổi tăng áp tựa khóa chuyển mạch được kết nối với nghịch lưu nguồn điện áp ba pha ba bậc hình T. Bên cạnh các tính năng tăng-giảm điện áp và đa bậc, cấu hình này cũng thể hiện các đặc tính mong muốn cho các ứng dụng duy trì trạng thái đầu ra khi bị sự cố hở mạch các khóa công suất. Ngoài ra, bài báo này cũng cải tiến thông số điều khiển, điều này rất quan trọng khi hệ thống hoạt động ở điều kiện sự cố hở mạch các khóa công suất cũng như điều kiện khởi động mềm cho hệ thống chuyển đổi công suất. Một mô hình thực nghiệm được xây dựng để kiểm chứng cơ sở lý thuyết đã trình bày.

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 thuộc năm 2022 của Trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật Thành phố Hồ Chí Minh.

Danh mục từ viết tắt

3L	Three level
PWM	Pulse Width Modulation
NPC	Neutral Point Clamped
qSB	Quasi-Switch-Boost
qZSI	Quasi-Z-Source Inverter
SPWM	Sine Pulse Width Modulation
T ² I	T-Type Inverter
ST	Shoot Through
NST	Non Shoot Through
3L	Three Level
UFM	Under Fault Mode

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Sahoo, M.; Keerthipati, S. A Three Level LC-Switching Based Voltage Boost NPC Inverter. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2017, 64, 2876–2883.
- [2] K. P. Rao, Dr S. Sao, Dr JBV Subrahmanyam, “development of A Grid Connected Inverter for Solar PV System with Energy Capture Improvement Based On Current Control Strategy,” *International Journal of Scientific and Research Publications*, vol 3, Issue 4, Apr. 2013.
- [3] D. Mohan, X. Zhang, and G. H. B. Foo, “A simple duty cycle control strategy to reduce torque ripples and improve low-speed performance of a three-level inverter fed DTC IPMSM drive”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol 64, no. 4, pp. 2709-2721, Apr. 2017.
- [4] C. J. Gajanayake, D. M. Vilathgamuwa, P.C. Loh, R. Teodorescu, F. Blaabjerg, “Zsource-inverter-based flexible distributed generation system solution for grid power quality improvement,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 24, no. 3, pp. 695-704, Sep. 2009.
- [5] F. Z. Peng, “Z-source inverter,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, pp. 504-510, 2003.
- [6] X. Xing, A. Chen, W. Wang, C. Zhang, Y. Li, C. Du, “Space-vectormodulated for Z-source three-level T-type converter with neutral voltage balancing,” *IEEE Conf. Appl. Power Electron. Conf.*, pp. 833 – 840, Mar, 2015.
- [7] Lê Hoàng Linh.; Hồ Anh khoa.; Đỗ Đức Trí.; Trần Vĩnh Thanh.; Quach, T.H, “Nghịch lưu 3 pha 3 bậc hình T có khả năng chịu lỗi,” *Tạp chí khoa học kỹ thuật số 54*, pp. 50-57, 2019.
- [8] V. F. Pires, A. Cordeiro, D. Foito, and J. F. Martins, “Quasi-Z-source inverter with a T-type converter in normal and failure mode,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 11, pp. 7462–7470, Nov. 2016.

-
- [9] D. T. Do and M. K. Nguyen, "Three-level quasi-switched boost Ttype inverter: analysis, PWM control, and verification," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 65, no. 10, pp. 8320 – 8329, Oct. 2018.
- [10] Do, D.T.; Tran, V.T.; Nguyen, M.K. Enhanced Boost Factor for Three-Level Quasi- Switched Boost T-Type Inverter. Energies 2021, Vol. 14, 13, 1-17.
- [11] Do, D.T.; Nguyen, M.K.; Ngo, V.T.; Quach, T.H.; Tran, V.T. Common Mode Voltage Elimination for Quasi-Switch Boost T-Type Inverter Based on SVM Technique. Electronics 2020, 9, 76.
- [12] Do, D.T.; Nguyen, M.K.; Quach, T.H.; Tran, V.T.; Blaabjerg, F.; Vilathgamuwa, D.M. A PWM Scheme for a Fault-Tolerant Three-Level Quasi-Switched Boost T-Type Inverter. IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron. 2019, 8, 3029–3040.



Duc-Tri Do 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.



Ngoc-Anh Truong was born in Vietnam, in 1979. He received B.S. degrees in Electrical and Electronic Engineering from the Ho Chi Minh City University of Technology and Education, Vietnam, in 2001 and M.S. degrees in Control Engineering and Automation, in 2006, from the Ho Chi Minh City University of Transport. He is currently a Senior Lecturer, in 2018, with the Faculty of Electrical and Electronics Engineering at Ho Chi Minh City University of Technology and Education. His current research interests include IoT, microcontroller applications in industrial control and monitoring systems, and power converters for renewable energy systems.