

F-Type Three-Phase Three-Level Boost Inverter

Do Duc Tri^{1*}, Ho Minh Duc², Van Tan Luong²

¹Ho Chi Minh City University of Technology and Education, Vietnam.

²HCMC University of Food Industry, Ho Chi Minh City, Vietnam.

* Corresponding author. Email: tridd@hcmute.edu.vn

ARTICLE INFO

Received: 14/03/2023
Revised: 19/03/2023
Accepted: 17/04/2023
Published: 28/04/2023

KEYWORDS

Quasi switch boost;
DC-AC converter;
Multilevel inverter;
F-Type inverter;
T-Type inverter.

ABSTRACT

This study introduces a new inverter configuration called the F-Type three-level boost inverter (3L-qSBFTI). The aim of this configuration is to enhance both the voltage factor and voltage gain compared to conditional inverters. Additionally, the neutral point voltage self-balancing is performed by the switched capacitor configuration. To increase the DC-link voltage, the short-through pulse insertion technique on the F-type inverter and the impedance network by high-frequency carriers and voltage constant V_{ST} . Comparative studies, analysis, and simulation were conducted to evaluate the advantages and efficiency of the proposed inverter. The voltage gain of this new configuration is twice that of traditional inverters.

Nghịch Lưu Tăng Áp Ba Pha Ba Bậc Hình F

Đỗ Đức Trí^{1*}, Hồ Minh Đức², Văn Tấn Lượng²

¹Đại học Sư phạm Kỹ thuật Thành Phố Hồ Chí Minh, Việt Nam.

²Đại học Công nghiệp Thực phẩm Thành Phố Hồ Chí Minh, Việt Nam.

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

THÔNG TIN BÀI BÁO

Ngày nhận bài: 14/03/2023
Ngày hoàn thiện: 19/03/2023
Ngày chấp nhận đăng: 17/04/2023
Ngày đăng: 28/04/2023

TỪ KHÓA

Tựa khóa chuyển mạch;
Biến đổi DC-AC;
Nghịch lưu đa bậc;
Nghịch lưu hình F;
Nghịch lưu hình T.

TÓM TẮT

Nghiên cứu này giới thiệu một cấu hình nghịch lưu mới, được gọi là nghịch lưu tăng áp ba bậc hình F (3L-qSBFTI), với mục đích tăng cường hệ số điện áp cũng như độ lợi điện áp so sánh với các bộ nghịch lưu truyền thống. Ngoài ra, trạng thái tự cân bằng điện áp điểm trung tính được thực hiện bởi cấu hình nghịch lưu chuyển tụ. Để tăng cường điện áp DC-link, kỹ thuật chèn xung ngắn mạch phía nghịch lưu hình F và mạng nguồn kháng được thực hiện bởi các sóng mang tần số cao và hằng số điện áp V_{ST} . Những ưu điểm cũng như tính hiệu quả của nghịch lưu được đề xuất được thực hiện thông qua các nghiên cứu so sánh, phân tích và mô phỏng. Hệ số tăng áp của cấu hình mới này đạt gấp đôi so với các bộ nghịch lưu truyền thống.

Doi: <https://doi.org/10.54644/jte.76.2023.1363>

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

Trong thập kỷ qua, nhu cầu sử dụng điện trong các lĩnh vực thương mại và công nghiệp đã tăng cao, đẩy mạnh sự quan trọng của các nguồn năng lượng tái tạo. Để tích hợp các nguồn năng lượng tái tạo vào lưới điện, bộ nghịch lưu đã trở thành công cụ không thể thiếu. Việc sử dụng các bộ nghịch lưu khác nhau đã trở nên ngày càng phổ biến, đặc biệt là trong các ứng dụng nối lưới. Ban đầu, bộ nghịch lưu nguồn áp hai bậc truyền thống đã được sử dụng rộng rãi trong các ứng dụng này. Tuy nhiên, hiện nay,

bộ nghịch lưu đa bậc đã đạt được tầm ảnh hưởng rất lớn nhờ tổng độ méo hài thấp trong điện áp và dòng điện đầu ra [1]-[3]. Bên cạnh đó, các bộ nghịch lưu còn hoạt động dưới tần số chuyển mạch và điện áp đặt trên các khóa công suất thấp. Điều này cũng là một trong những ưu điểm của bộ nghịch lưu đa bậc [4].

Hiện nay, có ba cấu hình nghịch lưu phổ biến được sử dụng, bao gồm nghịch lưu nối tầng cầu H (CHB) [5], tụ điện bay (FC) [6] và kẹp điểm trung tính (NPC) [7]. Mỗi cấu hình này có các tính năng và ứng dụng khác nhau tùy thuộc vào mục đích sử dụng. Bộ nghịch lưu cầu H yêu cầu nguồn đầu vào đối xứng và cách ly cho mỗi cầu H, phù hợp để sử dụng trong các hệ thống đa nguồn [8]. Tuy nhiên, việc tạo ra điện áp đa cấp bằng cách sử dụng một nguồn điện đầu vào duy nhất là một thách thức đối với bộ nghịch lưu cầu H, khiến chúng không phù hợp với các hệ thống như vậy.

Nghịch lưu NPC truyền thống và nghịch lưu FC tương tự nhau theo một số cách. Cả hai đều sử dụng điện áp đầu vào được cung cấp bởi điện áp tụ điện. Tuy nhiên, biên độ và pha đầu ra trong cấu hình FC phụ thuộc vào số lượng tụ điện, làm cho việc sử dụng nhiều tụ điện và điện dung cao trong cấu hình FC trở thành một nhược điểm. Do đó, chi phí điện dung của nghịch lưu NPC thấp hơn so với nghịch lưu FC. Ngoài ra, việc điều khiển điện áp trên tụ điện trong cấu hình FC phức tạp hơn trong nghịch lưu NPC [7].

Nghịch lưu hình F là một biến thể mới hơn của nghịch lưu hình T [9]. Với cấu trúc này, 25% điện áp được cấp cho khóa công suất, điều này giúp giảm chi phí và tổn thất so với nghịch lưu loại T. Tương tự như cấu hình NPC đốt kẹp và nghịch lưu hình T, điện áp đầu ra của nghịch lưu hình F phụ thuộc vào điện áp tụ điện phía đầu vào. Việc cân bằng tốt điện áp này là cần thiết để đảm bảo mức điện áp đầu ra đạt được đúng giá trị mong muốn.

Để nâng cao điện áp DC-link, thường một bộ chuyển đổi DC-DC tăng áp được kết nối phía trước các bộ nghịch lưu nguồn áp thông thường (VSI). Trong tài liệu [10], đã thực hiện một so sánh giữa bộ chuyển đổi tăng áp ba bậc và bộ chuyển đổi tăng áp DC-DC thông thường. Việc so sánh này đã làm nổi bật ưu điểm của bộ chuyển đổi tăng áp ba bậc, bao gồm hiệu suất cao hơn, dòng điện đầu ra cao hơn và mật độ công suất tốt hơn. Vì những ưu điểm này, bộ nghịch lưu ba bậc đang được xem xét để tích hợp với nghịch lưu đa bậc (MLI) và bộ nghịch lưu hai bậc [11]. Tuy nhiên, cần lưu ý rằng các bộ nghịch lưu hai tầng (two stage) không thể hoạt động ở trạng thái ngắn mạch (ST), trạng thái này được tạo ra bằng cách điều khiển kích đóng đồng thời tất cả các khóa công suất của bộ nghịch lưu [12].

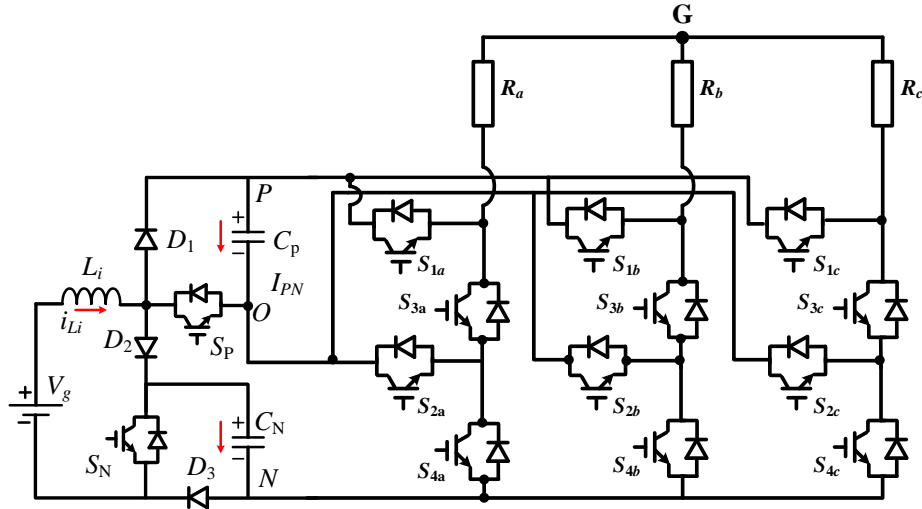
Để cải thiện cấu trúc nghịch lưu hai bậc truyền thống, các nhà nghiên cứu đã đề xuất sử dụng cấu hình nguồn Z (Zs) [13]. Ngoài ra, cấu trúc này còn được gọi là mạch chuyển đổi công suất, có khả năng tăng/giảm áp đầu vào và chống lại hiện tượng trùng dẫn. Tuy nhiên, nghịch lưu nguồn Z vẫn có một số nhược điểm như dòng điện đầu vào không liên tục và điện áp đặt trên tụ có giá trị lớn.

Để cải thiện những hạn chế của nghịch lưu mạng nguồn Z, các nhà nghiên cứu đã đề xuất sử dụng nghịch lưu tựa nguồn Z (qZSI) để thay thế. Trong nghiên cứu [14], các tác giả đã trình bày kỹ thuật điều chế độ rộng xung (PWM) bằng cách sử dụng kỹ thuật chèn xung ngắn mạch nửa trên (UST) và ngắn mạch nửa dưới (LST). Kỹ thuật chèn xung ngắn mạch này cho phép hệ thống theo dõi các tín hiệu tham chiếu, điều khiển điện áp DC link cũng như cân bằng điểm giữa một cách chính xác, nhằm giúp tăng cường hiệu suất và ổn định của hệ thống. Tuy nhiên, nghịch lưu tăng áp tựa nguồn Z có nhiều phần tử thụ động điều này dẫn đến gia tăng kích thước và trọng lượng của hệ thống.

Để cải thiện số lượng thành phần thụ động trong mạng nguồn Z, mà vẫn duy trì các ưu điểm của nó, một giải pháp được giới thiệu là sử dụng mạng nguồn kháng tựa khóa chuyển mạch [15,16]. Báo cáo [15] đề xuất một giải thuật để giảm độ gợn của dòng điện cuộn dây tăng áp, chỉ số điều chế và độ lợi điện áp cao. Nghiên cứu [16] trình bày khả năng giảm biên độ điện áp common mode mà vẫn duy trì khả năng nâng cao biên độ điện áp đầu ra. Ngoài ra, để giảm số khóa công suất, nghiên cứu [17] được đề xuất. Trong nghiên cứu này, nhóm tác giả vẫn duy trì những thuận lợi của [15] mà còn tự cân bằng tụ điện tăng áp. Dựa trên nghiên cứu [17] bài báo này đề xuất cấu hình mới nhằm cải thiện hệ số tăng áp cũng như độ lợi điện áp.

Đóng góp chính trong bài báo này, đề xuất một cấu hình mới nhằm tăng cường hệ số tăng áp và độ lợi điện áp so với các nghịch lưu thông thường. Trạng thái ổn định, nguyên lý hoạt động của giải thuật điều khiển được phân tích và kiểm chứng thông qua kết quả mô phỏng.

2. Cấu hình nghịch lưu ba pha ba bậc hình F.



Hình 1. Sơ đồ nguyên lý mạch nghịch lưu ba pha ba bậc hình F.

Hình 1 trình bày cấu hình đề nghị nghịch lưu tăng áp ba bậc hình F (3L-qSBFTI), được tạo ra từ mạng nguồn kháng (qSB) và nghịch lưu ba bậc hình F truyền thống (3L-FTI). Mạch qSB gồm 3 diode (D_1, D_2, D_3), 2 khóa công suất (S_P và S_N), 2 tụ điện tăng áp (C_P và C_N) và 1 cuộn dây tăng áp L_i . Để dòng điện đầu vào liên tục, cấu hình đề xuất nối tiếp cuộn dây L_i với nguồn đầu vào V_g . Mạch nghịch lưu ba bậc hình F truyền thống bao gồm 3 nhánh pha, mỗi nhánh pha có 4 khóa công suất IGBT lần lượt là nhánh A ($S_{1A}, S_{2A}, S_{3A}, S_{4A}$), nhánh B ($S_{1B}, S_{2B}, S_{3B}, S_{4B}$), nhánh C ($S_{1C}, S_{2C}, S_{3C}, S_{4C}$). Các khóa S_{1A}, S_{1B}, S_{1C} được kết nối trực tiếp giữa phía đầu nguồn và đầu ra, các khóa công suất còn lại thì lần lượt được mắc nối tiếp với nhau. Điều này cho thấy khi mạch hoạt động điện áp đặt lên các khóa S_{1A}, S_{1B}, S_{1C} là điện áp V_g và các khóa còn lại lần lượt chịu một mức điện áp bằng nửa điện áp V_g .

Có thể thấy rằng, cấu trúc hình F được biến thể từ cấu trúc hình T, khi nút chung của 2 khóa công suất mắc nối tiếp ở hình T được tách ra, từ đó giảm số lượng khóa công suất chịu điện áp V_g đặt lên chúng.

Ưu điểm có thể kể đến của nghịch lưu hình F so với các cấu hình truyền thống (hình T, NPC) là:

- Giảm số lượng khóa công suất có trong mạch so với cấu hình NPC (giảm 4 diode kẹp cho một pha và 6 diode kẹp cho 3 pha).
- Giảm được số lượng khóa công suất phải chịu toàn bộ điện áp DC-link so với cấu hình T (giảm 1 khóa phải chịu điện áp DC-link, ban đầu cấu hình T có 2 khóa phải chịu mức điện áp DC-link).

2.1. Nguyên lý hoạt động

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

Trạng thái	Kích đóng khóa công suất	Kích đóng Diode	Điện áp đầu ra
Ngắt mạch 1		D_1, D_3	
Ngắt mạch 2	S_{1X} hoặc S_{3X}, S_{2X}, S_{4X}	D_1, D_2, D_3	$+V_{PN}/2$ hoặc 0
Ngắt mạch 3	S_P, S_N	S_{1X} hoặc S_{3X}, S_{2X}, S_{4X}	
	S_P	S_{1X}, S_{2X}	$+V_{PN}/2$
Không ngắt mạch	0	S_{2X}, S_{3X}	0
	0	S_{3X}, S_{4X}	$-V_{PN}/2$

Ở chế độ không ngắt mạch, công tắc S_P được kích đóng trong khi công tắc S_N bị kích ngắt, dẫn đến phân cực ngược của diode D_1 và phân cực thuận của diode D_2 và D_3 . Tụ C_N được nạp năng lượng từ cuộn dây L_i và nguồn một chiều đầu vào V_g , trong khi tụ C_P xả năng lượng. Điện áp trên cuộn dây L_i có

thể được xác định như sau:

$$v_{Li} = L_i \frac{di_{Li}}{dt} = V_g - V_{CN} \quad (1)$$

Ở chế độ ngắn mạch 1, các khóa công suất S_P và S_N bị kích ngắt và diode D_3 luôn phân cực thuận. Khi điện áp của tụ C_P nhỏ hơn điện áp của tụ C_N , diode D_1 được phân cực thuận trong khi diode D_2 bị phân cực ngược. Lúc này, tụ C_P được nạp điện bởi cả cuộn cảm L_i và nguồn đầu vào V_g , trong khi tụ C_N bị ngắt khỏi mạch nguồn. Ở chế độ ngắn mạch 2, khi điện áp của tụ C_P được nạp bằng điện áp của tụ C_N . Ở chế độ này, cả hai diode D_1 và D_2 đều được phân cực thuận, dẫn đến cả hai tụ điện nối song song. Dòng điện qua cả hai tụ điện và dòng điện phía nghịch lưu chia sẻ dòng điện cuộn cảm I_{Li} . Điện áp trên cuộn dây L_i có thể được xác định như sau:

$$v_{Li} = L_i \frac{di_{Li}}{dt} = V_g - V_{CP} = V_g - V_{CN} \quad (2)$$

Ở chế độ ngắn mạch 3, các khóa công suất S_P và S_N bị kích đóng, cuộn dây L_i lưu trữ năng lượng từ nguồn đầu vào V_g và tụ điện C_N . Điện áp trên cuộn dây L_i có thể được xác định như sau:

$$v_{Li} = L_i \frac{di_{Li}}{dt} = V_g + V_{CN} \quad (3)$$

Như đã đề cập trong trạng thái ngắn mạch 1 và ngắn mạch 2, giả sử điện áp của hai tụ điện C_P và C_N là cân bằng. Do đó, điện áp L_i của cuộn cảm ở chế độ ngắn mạch 1, chế độ ngắn mạch 2 và chế độ không ngắn mạch là bằng nhau. Ở trạng thái ổn định, điện áp trung bình của cuộn cảm bằng 0, dẫn đến điện áp tụ C_P và C_N được xác định như sau:

$$V_{CP} = V_{CN} = \frac{V_g}{1-2D} \quad (4)$$

Hệ số tăng áp của mạch nghịch lưu được xác định:

$$B = \frac{V_{PN}}{V_g} = \frac{V_{CP} + V_{CN}}{V_g} = \frac{2}{1-2D} \quad (5)$$

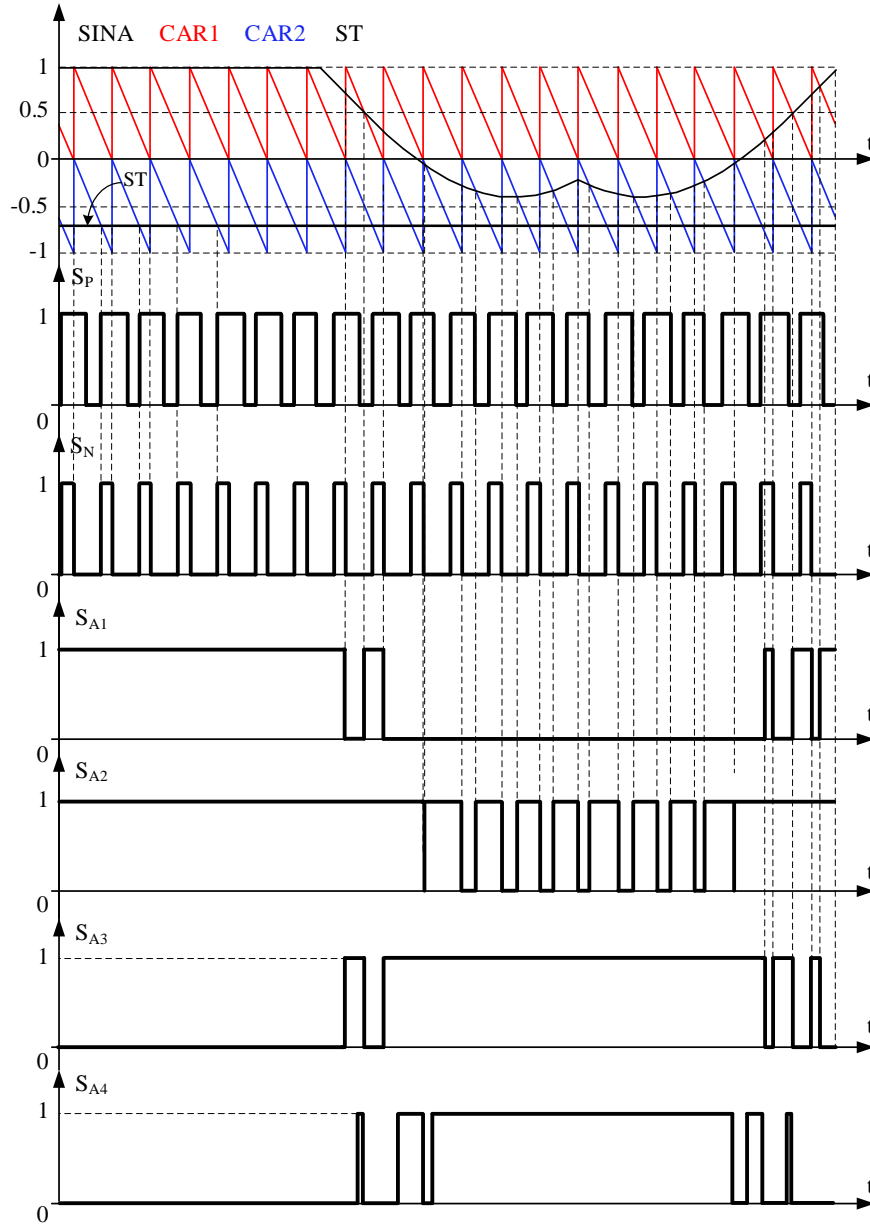
Thành phần hài bậc 1 của điện áp pha đầu ra được xác định:

$$V_{X,peak} = \frac{1}{\sqrt{3}} MV_{PN} = \frac{2}{\sqrt{3}} \times \frac{MV_g}{1-2D} \quad (6)$$

2.2. Phương pháp điều khiển.

Để điều khiển cho các khóa công suất ở mạng nguồn kháng và các khóa công suất phía nghịch lưu hình F, cấu hình được đề xuất sử dụng ba tín hiệu điều khiển V_{SinA} , V_{SinB} , V_{SinC} và hai sóng mang $Car1$, $Car2$ (hai sóng mang $car1$ và $car2$ cùng pha tuy nhiên biên độ bị dịch pha 1 đơn vị so với trục không). Do sử dụng 3 tín hiệu điều khiển và 2 sóng mang nên quá trình điều khiển kích đóng cho các khóa công suất phụ thuộc vào từng thời điểm khác nhau của 3 sóng điều khiển và phụ thuộc vào việc so sánh với sóng mang.

- Để kích đóng cho các khóa S_P , S_N thì V_{ST} phải lớn hơn V_{cr2} .
- Để kích đóng cho các khóa S_{A1} thì V_{SINA} lớn hơn V_{cr1} .
- Để kích đóng cho các khóa S_{A2} thì V_{SINA} lớn hơn V_{cr2} .
- Để kích đóng cho các khóa S_{A3} thì V_{SINA} nhỏ hơn V_{cr1} .
- Để kích đóng cho các khóa S_{A4} được tổng hợp bởi khóa S_{A2} và S_{A3} .
- Đối với các khóa S_{B1} , S_{C1} , S_{B2} , S_{C2} , S_{B3} , S_{C3} và S_{B4} , S_{C4} được điều khiển giống như pha A.



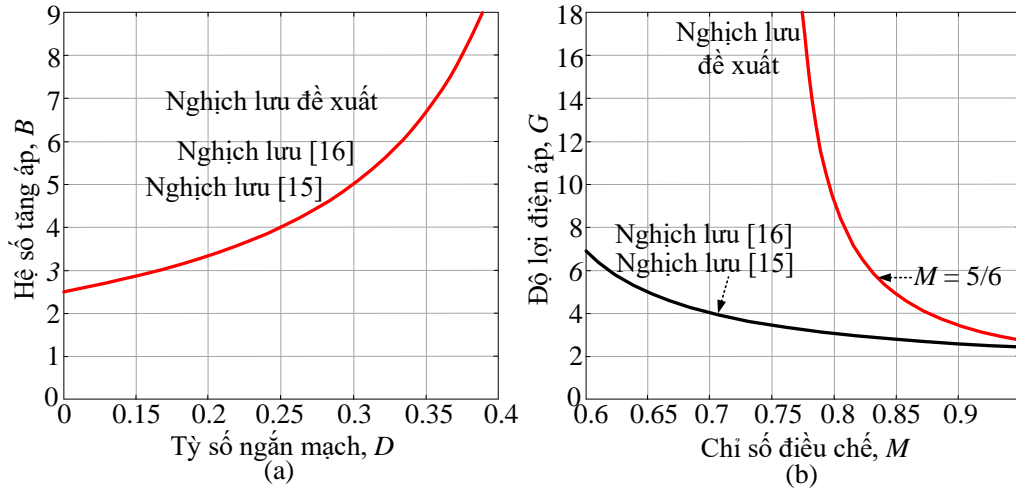
Hình 3. Phương pháp điều khiển cho pha A nghịch lưu hình F.

2.3. So sánh các cấu hình nghịch lưu tăng áp.

Bảng 2. So sánh các cấu hình nghịch lưu tăng áp

	Nghịch lưu [15]	Nghịch lưu [16]	Nghịch lưu đề xuất
Khóa công suất	2	1	2
Số diode công suất	4	2	3
Số cuộn dây	1	1	1
Số tụ điện	2	2	2
Chu kỳ nhiệm vụ ngắt mạch, D	$1 - M$	$1 - M$	$2(1 - M)$
Hệ số tăng áp, B	$2/(1 - 2D)$	$2/(1 - 2D)$	$2/(1 - 2D)$
Độ lợi điện áp, G	$1.15MB$	$1.15MB$	$1.15MB$
Điện áp đặt trên tụ, V_C/V_{dc}	$B/2$	$B/2$	$B/2$
Điện áp đặt trên khóa, $S V_S/V_{dc}$	$B/2$	$B/2$	$B/2$
Điện áp đặt diode, V_D/V_{dc}	$B/2$	$B/2$	$B/2$

Việc so sánh cấu hình nghịch lưu đề xuất so với nghịch lưu khác nhau được trình bày trong Bảng 2. Trong số đó, cấu hình [15] và cấu hình [16] được yêu cầu thêm một diode và một khóa công suất phía mạng nguồn kháng. Tuy nhiên, cấu hình đề xuất giảm được một diode so với cấu hình nghịch lưu [15]. Nghịch lưu được đề xuất và nghịch lưu [16] có thể cân bằng điện áp tụ điện mà không cần kỹ thuật điều khiển phức tạp. Điều này giúp đơn giản hóa quy trình điều khiển so với các phương pháp khác (các phương pháp khác yêu cầu kỹ thuật điều khiển phức tạp để đạt được sự cân bằng điện áp tại điểm trung tính). Tuy nhiên, nghịch lưu [16] gây ra dòng điện khởi động cao thông qua các bán dẫn công suất bởi vì hai tụ điện không có trạng thái kết nối song song. Ngược lại, nghịch lưu đề xuất giới hạn dòng tụ điện xảy ra khi chúng được kết nối song song.



Hình 4. So sánh hệ số tăng áp và độ lợi điện áp.

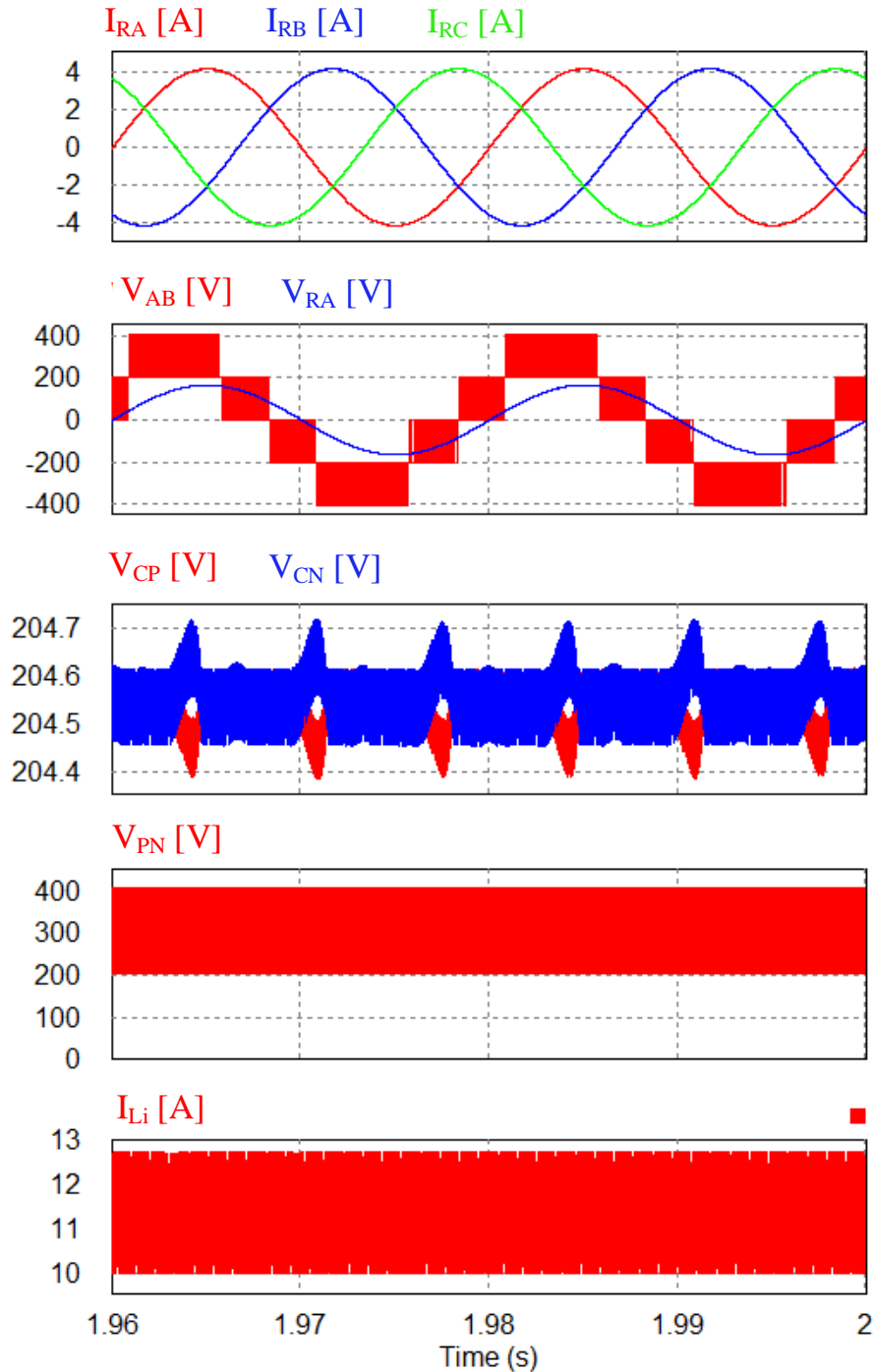
Như thể hiện trong Hình 4(a), hệ số tăng áp của bộ nghịch lưu được đề xuất và các nghiên cứu trong [15,16] bằng nhau. Tuy nhiên, như thể hiện trong Bảng 2, với cùng giá trị chỉ số điều chế (M), phương pháp được đề xuất sử dụng chu kỳ nhiệm vụ ngắn mạch (D) cao hơn so với các phương pháp khác, dẫn đến hệ số tăng áp cao hơn so với các bộ nghịch lưu trong [15,16]. Điều này có nghĩa là nghịch lưu được đề xuất có thể sử dụng chỉ số điều chế (M) lớn hơn so với các phương pháp khác để đạt được cùng hệ số tăng áp. Sử dụng giá trị chỉ số điều chế (M) cao hơn cũng dẫn đến điện áp DC-link thấp hơn.

3. Kết quả mô phỏng

Để kiểm chứng hiệu suất của bộ chuyển đổi. Thông số điều khiển của bộ nghịch lưu được trình bày ở bảng 3.

Bảng 3. Các thông số mô phỏng của bộ nghịch lưu

Thông số	Ký hiệu	Giá trị
Điện áp đầu vào (DC)	V_{DC}	90 V – 130 V
Điện áp đầu ra (AC)	V_{RA}	110 V
Tần số đầu ra	f_o	50 Hz
Tần số sóng mang	f_s	10 kHz
Chỉ số điều chế	M	0,7
Chu kỳ nhiệm vụ	D	0.28
Mạch lọc LC	L_f	3mH
	C_f	10 μ F
Tải trở	R	40 Ω

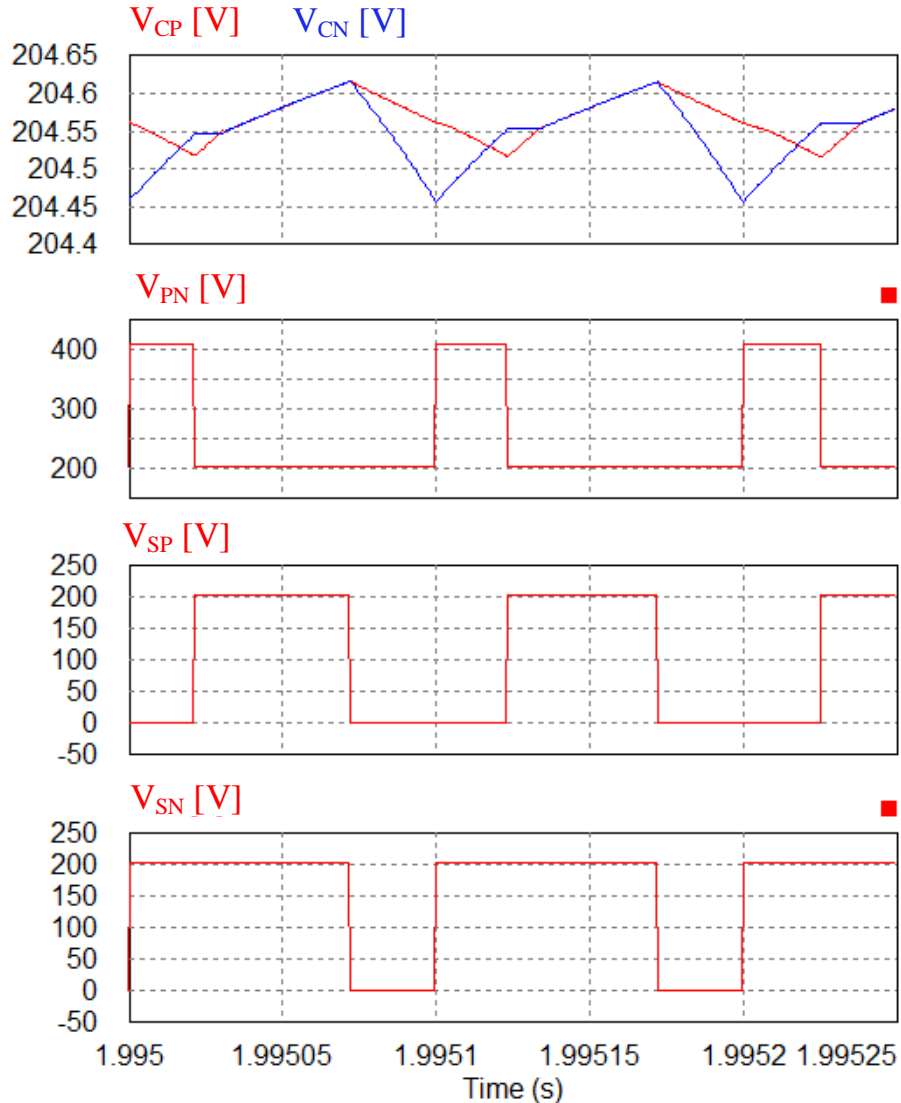


Hình 5. Kết quả mô phỏng dạng sóng: dòng điện đầu ra ($I_{a,b,c}$), điện áp dây (V_{AB}), điện áp trên tụ (V_{CP} , V_{CN}), điện áp DC-link (V_{PN}) và dòng điện cuộn dây tăng áp (I_{Li}).

Hoạt động của nghịch lưu đề xuất đã được làm rõ bởi kết quả mô phỏng thông qua phần mềm PSIM. Các thông số được sử dụng trong mô phỏng được trình bày trong Bảng 3 và phần mềm mô phỏng được thực hiện với điện áp đầu vào là 90 V. Chi số điều chế (M) và chu kỳ nhiệm vụ (D) được khởi tạo lần lượt là 0,7 và 0,28. Điện áp của tụ điện V_{CP} và V_{CN} được tăng lên 204 V, như trong Hình 5. Sự sai biệt điện áp giữa hai C_P và C_N là không đáng kể và có thể bỏ qua.

Điện áp trên cả hai tụ điện, C_P và C_N , đo được ở mức 204 V, trong khi giá trị đỉnh của V_{PN} được tính là 408 V. Điện áp đầu ra giữa hai đầu V_{AB} có năm bậc điện áp là 0 V, $\pm V_{CP}$ hoặc $\pm V_{CN}$ và $\pm V_{PN}$, như đã trình bày trong Hình 5.

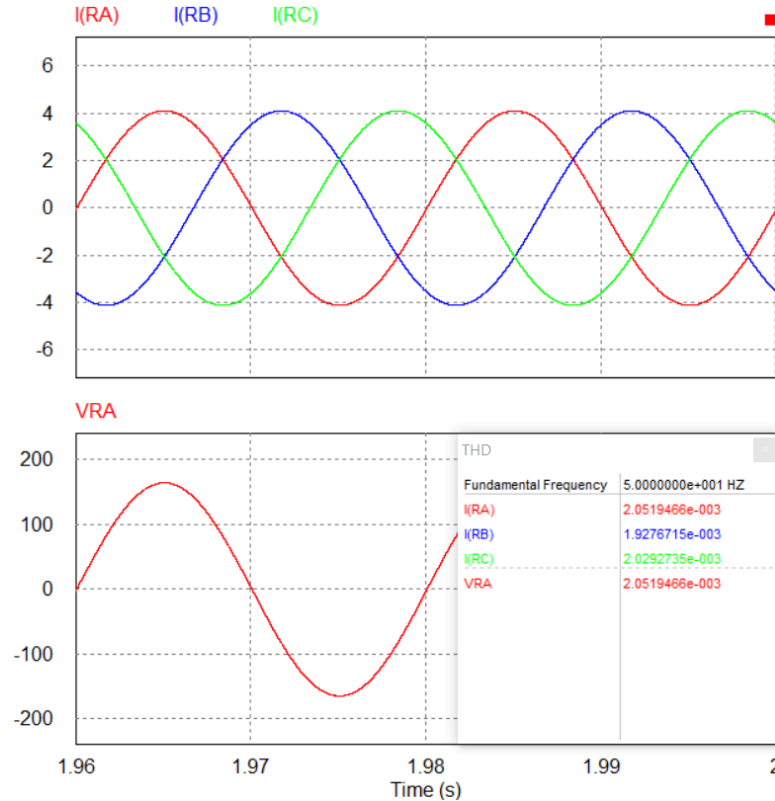
Điện áp tải đầu ra V_{RA} là dạng sóng hình sin đạt được thông qua bộ lọc thông thấp ba pha (3mH và 10 μ F). Các giá trị hiệu dụng của điện áp và dòng điện đầu ra trên tải đo được lần lượt là 116-V_{RMS} và 2,92-A_{RMS}. Độ gợn dòng điện của cuộn dây tăng áp xấp xỉ 2,7 A. Dòng điện trung bình của cuộn dây tăng áp đo được ở mức 11,3-A.



Hình 6. Kết quả mô phỏng dạng sóng: điện áp trên tụ C_P và C_N , điện áp DC-link (V_{PN}), điện áp đặt trên khóa công suất S_P (V_{SP}) và điện áp đặt trên khóa công suất S_N (V_{SN}).

Dạng sóng điện áp trên tụ C_P và C_N , dạng sóng điện áp DC-link và dạng sóng điện áp đặt trên các khóa công suất mạng nguồn kháng được phóng to như minh họa trong Hình 6. Điện áp DC-link (V_{PN}) bằng với điện áp trên tụ điện C_P trong chế độ ngắn mạch và gấp đôi điện áp trên cả hai tụ điện ở chế độ không ngắn mạch như trình bày trong Hình 6. Có thể thấy rằng, điện áp đặt trên hai khóa công suất ở mạng nguồn kháng S_P và S_N lần lượt đo được là 204 V và 204V và bằng với điện áp trên tụ điện C_P và C_N .

Hình 7 nhìn từ trên xuống dưới cho thấy kết quả mô phỏng của dòng điện ba pha tải đầu ra và điện áp tải đầu ra V_{RA} . Do sử dụng bộ lọc thông thấp trước tải điện trở, điện áp tải đầu ra, cũng như dòng tải đầu ra, có chất lượng tốt. Giá trị THD của các dạng sóng này là 0,2 % cho cả dạng sóng điện áp và dòng điện. Giá trị RMS của điện áp tải đầu ra và dòng tải đầu ra là 112 V_{RMS} và 2,9 A_{RMS} .



Hình 7. Kết quả mô phỏng dạng sóng: dòng điện đầu ra ($I_{a,b,c}$), điện áp pha đầu ra (V_{RA}).

5. Kết luận

Bài báo này đã đề xuất một cấu hình nghịch lưu tăng áp ba pha ba bậc hình F. Bên cạnh những tính năng tăng-giảm điện áp. Cấu hình này cũng cải thiện hệ số tăng áp và độ lợi điện áp. Ngoài ra trạng thái kết nối hai tụ ghép song song giúp cho hệ thống cải thiện dòng điện quá độ, điều này rất quan trọng khi hệ thống nghịch lưu tăng áp hoạt động ở trạng thái khởi động mềm. Một nghiên cứu so sánh đã được thực hiện để làm nổi bật những ưu điểm của nghịch lưu được đề xuất. Các kết quả mô phỏng được trình bày để kiểm chứng cơ sở lý thuyết đã thảo luận.

Lời cảm ơn

Bài báo này được thực hiện tại phòng thử nghiệm điện tử công suất nâng cao D405 Trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật Thành phố Hồ Chí Minh.

Danh mục từ viết tắt

FTI	F-Type Inverter
NPC	Neutral Point Clamped
FC	Fly Capacitor
CHB	Cascaded H-Bridge
qSB	Quasi-Switch-Boost
qZSI	Quasi-Z-Source Inverter

UST	Up Shoot Through
LST	Low Shoot Through
ST	Shoot Through
NST	Non Shoot Through

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] O. Husev *et al.*, "Comparison of Impedance-Source Networks for Two and Multilevel Buck-Boost Inverter Applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 11, pp. 7564 - 7579, Nov. 2016.
- [2] D. T. Do *et al.*, "Fault Tolerant Control Methods for Three-Level Boost T-Type Inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 70, no. 6, pp. 5463-5473, 2023.
- [3] M. Z. Youssef *et al.*, "Design and Development of an Efficient Multilevel DC/AC Traction Inverter for Railway Transportation Electrification," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 4, pp. 3036 - 3042, Apr. 2016.
- [4] A. Singh *et al.*, "A Comparative Study on Multilevel Inverters with Reduced Number of Components – A Review," in *International Conference on Sustainable Technology for Power and Energy Systems (STPES)*, doi: 10.1109/STPES54845.2022.10006427, 2022.
- [5] D. T. Do *et al.*, "Single phase five-level quasi-switch boost inverter with high voltage gain," *Measurement, Control, and Automation*, Sep. 16, vol. 1, no. 1, pp. 1-8, 2020.
- [6] S. Laamiri *et al.*, "All-silicon 99.35% efficient three-phase seven-level hybrid neutral point clamped/flying capacitor inverter," *IEEE Transactions on Power Electronics and Applications*, vol. 4, no. 1, pp. 50 – 61, 2019.
- [7] D. T. Do, "A Single-Stage Neutral Point Clamp Inverter with Reduced Voltage Stresses on Power Elements," *Measurement, Control, and Automation*, 2021, vol. 2, no. 2, pp. 24-31.
- [8] R. Kumar and D. Thangavelusamy, "A modified nearest level modulation scheme for a symmetric cascaded H-bridge inverter," *Gazi Univ. J. Sci.*, vol. 32, no. 2, pp. 471-481, 2019.
- [9] A. A. Elserougi *et al.*, "Five-level F-type inverter with buck-boost converter-based equalization channels," *Alexandria Engineering Journal*, pp. 1-17, 2022.
- [10] S. Dusmez, A. Hasanzadeh, and A. Khaligh, "Comparative Analysis of Bidirectional Three-Level DC-DC Converter for Automotive Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 5, pp. 3305-3315, May 2015.
- [11] J. S. Kim, J. M. Kwon, and B. H. Kwon, "High-Efficiency Two-Stage Three-Level Grid-Connected Photovoltaic Inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 3, pp. 2368-2377, Mar. 2018.
- [12] R. Haghi *et al.*, "A Quasi-Z-Source Four-Switch Three-Phase Inverter with Null Vector Capability," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2022, doi: 10.1109/TIE.2022.3198238.
- [13] M. Mohammadi *et al.*, "A Novel Dual Switching Frequency Modulation for Z-Source and Quasi-Z-Source Inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 6, pp. 5167 - 5176, Jun. 2018.
- [14] F. B. González *et al.*, "Three-Level T-Type Quasi-Z Source PV Grid-Tied Inverter With Active Power Filter Functionality Under Distorted Grid Voltage," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 44503 - 44516, Apr. 2022.
- [15] D. T. Do *et al.*, "Enhanced Boost Factor for Three-Level Quasi-Switched Boost T-Type Inverter," *Energies*, vol. 14, no. 13, pp. 1-17, 2021.
- [16] T. D. Duong *et al.*, "Three-Phase Impedance-Source Inverter With Common-Mode Voltage Reduction," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 164510 - 164519, 2021.
- [17] M. K. Nguyen *et al.*, "An active impedance-source three-level T-type inverter with reduced device count," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 8, no. 3, pp. 2966 - 2976, 2020.



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. Email: tridd@hcmute.edu.vn



Minh-Duc Ho was born in Vietnam, in 1981. He received a degrees in Electrical and Electronic Engineering from the Ho Chi Minh City University of Technology and Education, Vietnam, in 2004. He is currently a teacher of Nha Trang College of Technology. His current research interests include power loss calculations renewable energy systems. Email: mrduduc10041981@gmail.com



Van Tan Luong was born in Vietnam. He received the B.Sc. and M.Sc. degrees in electrical engineering from Ho Chi Minh City University of Technology, Ho Chi Minh city, Vietnam, in 2003 and 2005, respectively, and Ph.D. degree in electrical engineering from Yeungnam University, Gyeongsan, South Korea in 2013. Currently, he is working at Department of Electrical and Electronics Engineering, Ho Chi Minh city University of Food Industry. His research interests include power converters, machine drives, wind power generation, power quality and power system. Email: luongvt@hufi.edu.vn