

A Single-Phase Buck-Boost Quasi Z Source Common-Ground Inverter

Minh Dat Hoang¹, Thi Ngoc Hieu Phu¹, Vinh Thanh Tran¹, Quoc Hung Doan², Duc Tri Do^{1*}

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

²Kien Giang College, Vietnam

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

ARTICLE INFO

Received: 02/07/2025
Revised: 29/07/2025
Accepted: 10/09/2025
Published: 28/11/2025

KEYWORDS

DC-DC Buck-Boost Converter;
Non-Isolated;
Voltage Gain;
Switched-Capacitor;
Photovoltaic System.

ABSTRACT

This paper presents a new single-phase inverter configuration capable of eliminating common-mode voltage (CMV), referred to as a single-phase buck-boost quasi-Z source common-ground inverter (1P-BBqZS-CGI). The 1P-BBqZS-CGI configuration is built on a quasi-Z source (qZS), a conventional DC-DC buck-boost converter and two additional switches to realize the inverter function (DC-AC). In this configuration, the negative point of the load output is directly connected to the negative point of the DC input source. As a result, this interconnection configuration can completely eliminate the leakage current as well as the common-mode voltage. In addition, the 1P-BBqZS-CGI configuration has a high voltage gain and the use of film capacitors instead of electrolytic capacitors makes the inverter more efficient and reliable than previous common-ground inverter configurations. To verify the theoretical basis presented in the paper on the operating modes, control algorithms as well as the performance of the 1P-BBqZS-CGI configuration, simulation and experimental results are carried out with the support of PSIM software, laboratory test models.

Nghịch lưu một pha tăng-giảm áp tựa nguồn Z với khả năng loại trừ dòng điện rò

Hoàng Minh Đạt¹, Phù Thị Ngọc Hiếu¹, Trần Vĩnh Thanh¹, Đoàn Quốc Hưng², Đỗ Đức Trí^{1*}

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

²Trường Cao đẳng Kiên Giang, Việt Nam

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

THÔNG TIN BÀI BÁO

Ngày nhận bài: 02/07/2025
Ngày hoàn thiện: 29/07/2025
Ngày chấp nhận đăng: 10/09/2025
Ngày đăng: 28/11/2025

TỪ KHÓA

Cấu hình DC-DC tăng-giảm áp;
Không cách ly;
Độ lợi điện áp;
Chuyển mạch trên tụ;
Hệ thống PV.

TÓM TẮT

Bài báo này trình bày cấu hình nghịch lưu một pha mới có khả năng triệt tiêu điện áp common-mode (common-mode voltage - CMV) được gọi là mạch nghịch lưu một pha tăng-giảm áp tựa nguồn Z với khả năng loại trừ dòng điện rò (1P-BBqZS-CGI). Cấu hình 1P-BBqZS-CGI được xây dựng dựa trên một bộ tựa nguồn Z (qZS), một bộ chuyển đổi DC-DC tăng-giảm áp thông thường và hai khoá bổ sung để có thể thực hiện chức năng nghịch lưu (DC-AC). Trong cấu hình này, điểm âm của đầu ra tải được kết nối trực tiếp với điểm âm của nguồn đầu vào DC. Kết quả là, cấu hình liên kết này có thể loại bỏ gần như hoàn toàn dòng điện rò cũng như điện áp common-mode. Ngoài ra, cấu hình 1P-BBqZS-CGI có độ lợi điện áp cao và việc sử dụng tụ film thay tụ hoá làm cho bộ nghịch lưu có hiệu suất và độ tin cậy cao hơn so với các cấu hình nghịch lưu common-ground trước đây. Để kiểm chứng cơ sở lý thuyết được trình bày trong bài báo về các chế độ hoạt động, giải thuật điều khiển cũng như hiệu suất của cấu hình 1P-BBqZS-CGI các kết quả mô phỏng và thử nghiệm được thực hiện với sự hỗ trợ của phần mềm PSIM, mô hình thử nghiệm tại phòng thí nghiệm.

Doi: <https://doi.org/10.54644/jte.2025.1955>

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.

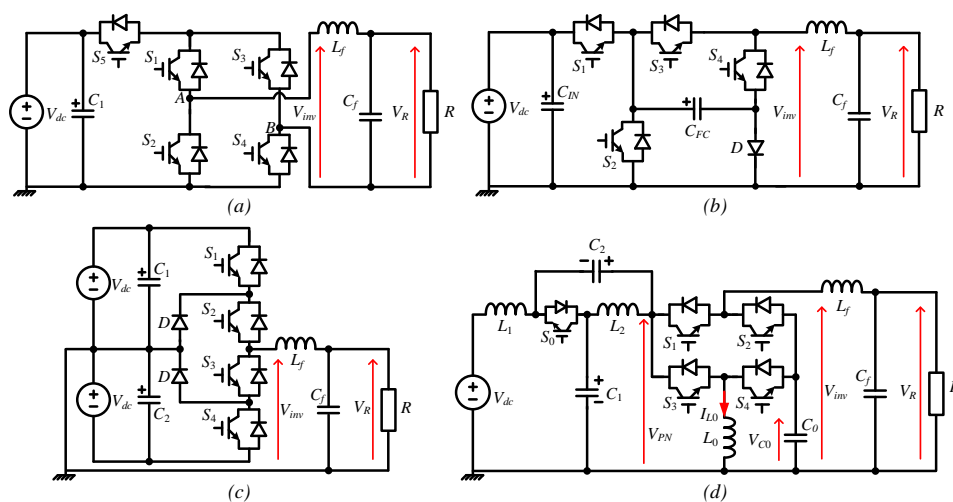
1. Giới thiệu

Những năm gần đây, năng lượng tái tạo đã được chú ý nhiều hơn do sự suy giảm tài nguyên thiên nhiên và sự nóng lên toàn cầu. Pin quang điện (Photovoltage - PV) là một trong những nguồn năng lượng tái tạo quan trọng nhất vì nó không gây ô nhiễm, không gây tiếng ồn trong quá trình hoạt động và chi phí để bảo trì hệ thống thấp. Ngoài ra, chi phí xây dựng hệ thống PV đã giảm đáng kể trong những năm gần đây. Do đó, thị trường PV dự kiến sẽ ngày càng phát triển trong tương lai gần [1]. Nhìn chung, các hệ thống PV kết nối với lưới điện bao gồm các tấm PV và một bộ nghịch lưu. Bộ nghịch lưu được sử dụng để chuyển đổi điện áp DC từ các tấm PV sang điện áp AC cung cấp cho tải. Nhằm cách ly điện giữa hệ thống PV và lưới điện, máy biến áp thường được sử dụng trong hệ thống PV [2]. Việc lắp máy biến áp giúp truyền tải điện năng hiệu quả hơn và cách ly điện, đảm bảo an toàn cho con người và hệ thống. Bên cạnh đó, cũng tồn tại những hạn chế không mong muốn như kích thước, trọng lượng, chi phí tăng. Do đó, việc loại bỏ máy biến áp khỏi hệ thống giúp thu nhỏ kích thước, giảm trọng lượng và tiết kiệm chi phí [3].

Một trong những vấn đề quan trọng nhất của bộ nghịch lưu không có biến áp là dòng điện rò. Để giải quyết vấn đề này, nhiều cấu trúc nghịch lưu không có máy biến áp như H5, H6 và HERIC đã được đề xuất và nghiên cứu [4]. Trong đó, cấu hình H5 như trình bày ở Hình 1(a) yêu cầu sử dụng thêm một khoá công suất bổ sung để tách hệ thống PV khỏi lưới điện. Nhờ vậy, điện áp CMV được giữ không đổi và dòng điện rò phát sinh từ các tụ điện ký sinh được giảm. Tuy nhiên, cấu hình này không thể loại bỏ hoàn toàn dòng điện rò do tụ điện bị ảnh hưởng khi các khoá công suất chuyển mạch. Mặt khác, các bộ nghịch lưu loại nối đất chung cũng được đề xuất trong [5], [6] nhằm loại bỏ dòng điện rò. Ở cấu hình common ground, điểm trung tính của lưới điện được kết nối trực tiếp với cực âm của nguồn DC đầu vào. Do đó, dòng điện rò được giảm thiểu đáng kể vì điện áp common mode (CMV) luôn bằng không. Điều này có nghĩa là điện áp trên các tụ điện ký sinh trong các tấm PV bị triệt tiêu và dòng điện rò do các tụ điện này gây ra có thể được loại bỏ gần như hoàn toàn.

Các cấu hình sử dụng tụ kẹp (flying capacitor – FC) và chuyển tụ (switched capacitor – SC), như đã đề cập trong các nghiên cứu [7], [8], được đề xuất nhằm mục tiêu kết nối với lưới điện, đáp ứng yêu cầu dòng rò thấp và tận dụng tốt nguồn điện đầu vào như minh họa trong Hình 1(b). Một hạn chế đáng chú ý của các mạch SC/FC là có dòng điện lớn qua tụ điện và linh kiện công suất. Thêm vào đó, những cấu hình liên kết này sử dụng tụ điện phân cực (electrolytic capacitor), gây suy giảm độ tin cậy và rút ngắn tuổi thọ hệ thống.

Ngoài ra, các cấu hình nghịch lưu đa bậc cũng được nghiên cứu cho ứng dụng kết nối với lưới điện [9], [10]. Chúng có những ưu điểm nổi bật so với cấu hình nghịch lưu hai bậc trong chuyển đổi điện áp cao như cải thiện chất lượng điện áp đầu ra và ngăn chặn ứng suất điện áp chuyển mạch. Tuy nhiên, cấu hình nghịch lưu đa bậc thông thường như cầu H xếp tầng (CHB) và kẹp điểm trung tính (NPC) yêu cầu số lượng linh kiện lớn, dẫn đến chi phí cao và kích thước lớn, như trình bày ở Hình 1(c).



Hình 1. Các cấu hình nghịch lưu.

(a) Cấu hình H5, (b) Cấu hình chuyển tụ, (c) Cấu hình NPC, (d) Cấu hình đề xuất.

Bài báo trình bày cấu hình mạch nghịch lưu một pha tăng-giảm áp tựa nguồn Z với khả năng loại trừ dòng điện rò (1P-BBqZS-CGI) như trình bày ở Hình 1(d), với ưu điểm CG và khả năng hoạt động ở chế độ tăng-giảm áp. Kết quả, loại bỏ dòng điện rò do các tụ điện ký sinh gây ra. Trong cấu hình này, việc sử dụng tụ màng hoặc tụ gốm giúp cải thiện hiệu suất, đồng thời tăng độ bền và độ tin cậy của hệ thống. Bài báo bao gồm bốn phần, giới thiệu được trình bày ở phần 1. Cấu hình của bộ 1P-BBqZS-CGI đề xuất được trình bày trong phần 2. Kết quả mô phỏng và kiểm chứng thử nghiệm được trình bày trong phần 3. Kết luận được trình bày trong phần 4.

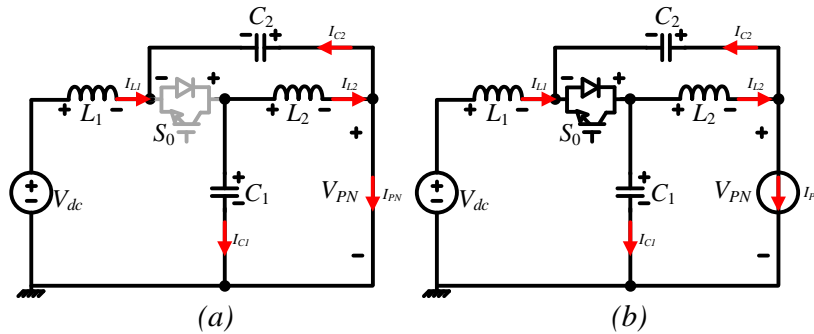
2. Cấu hình 1P-BBqZS-CGI

2.1. Nguyên lý hoạt động

Để đơn giản hóa việc phân tích, giả sử rằng bộ nghịch lưu đề xuất hoạt động ở trạng thái ổn định. Tất cả các khoá công suất, diode, cuộn cảm và tụ điện đều là các linh kiện lý tưởng. Mạch qZS thêm vào phía trước là đối xứng, do đó tụ điện C_1 và C_2 bằng nhau, cũng như cuộn cảm L_1 bằng L_2 . Dòng điện đi qua L_1 và L_2 hoạt động ở chế độ liên tục.

Như thể hiện trong Hình 1(d), 1P-BBqZS-CGI đề xuất bao gồm: một mạng tựa nguồn Z gồm hai cuộn cảm L_1, L_2 , hai tụ điện C_1, C_2 và khoá công suất S_0 ; một bộ DC-DC tăng-giảm áp truyền thống gồm các khoá công suất S_3 và S_4 , một cuộn cảm L_0 và một tụ điện C_0 ; hai khoá công suất bổ sung S_1 và S_2 . Để làm suy giảm các sóng hài ở tần số cao trong điện áp đầu ra V_{inv} , một bộ lọc thông thấp gồm L_f và C_f được thêm vào trước tải. Cấu hình có chung điểm nối đất giữa nguồn cấp DC đầu vào và tải đầu ra, nhờ đó không xảy ra dòng điện rò trong cấu hình này.

Mạch qZS sẽ hoạt động ở chế độ shoot-through và non-shoot-through trong điều kiện chế độ dòng điện liên tục. Mạch tương đương được trình bày ở Hình 2.



Hình 2. Mạch tương đương của cấu hình đề xuất. (a) Chế độ shoot-through, (b) Chế độ non-shoot-through.

Ở trạng thái shoot-through như thể hiện trên Hình 2(a). Nguồn V_{dc} và các tụ C_{1-2} nạp năng lượng cho các cuộn cảm L_{1-2} , khoá S_0 được kích ngắt. Từ đó ta được các phương trình:

$$\begin{cases} v_{L1} = v_{dc} + v_{C2} \\ v_{L2} = v_{C1} \\ v_{PN} = 0 \\ v_{D0} = v_{C1} + v_{C2} \end{cases} ; \begin{cases} i_{C1} = -i_{L2} \\ i_{C2} = -i_{L1} \\ i_{PN} = i_{L1} + i_{L2} \end{cases} \quad (1)$$

Ở trạng thái non-shoot-through như thể hiện trên Hình 2(b). Nguồn V_{dc} và các cuộn cảm L_{1-2} giải phóng năng lượng cho các tụ C_{1-2} và cung cấp nguồn điện cho phía nghịch lưu, lúc này khoá S_0 được kích đóng.

$$\begin{cases} v_{L1} = v_{dc} - v_{C1} \\ v_{L2} = -v_{C2} \\ v_{PN} = v_{C1} + v_{C2} \\ v_{D0} = 0 \end{cases} ; \begin{cases} i_{C1} = i_{L1} - i_{PN} \\ i_{C2} = i_{L2} - i_{PN} \end{cases} \quad (2)$$

Với v_{dc} là điện áp đầu vào; $v_{L1}, v_{L2}, i_{L1}, i_{L2}$ là điện áp và dòng điện của L_1 và L_2 ; $v_{C1}, v_{C2}, i_{C1}, i_{C2}$ là điện áp

và dòng điện của tụ C_1 và C_2 ở mạch qZS; v_{D0} là điện áp của diode gắn trên khoá S_0 ; v_{PN} , i_{PN} là điện áp và dòng điện của dc-link.

Điện áp trung bình của V_{C1-2} và V_{PN} được tính như sau:

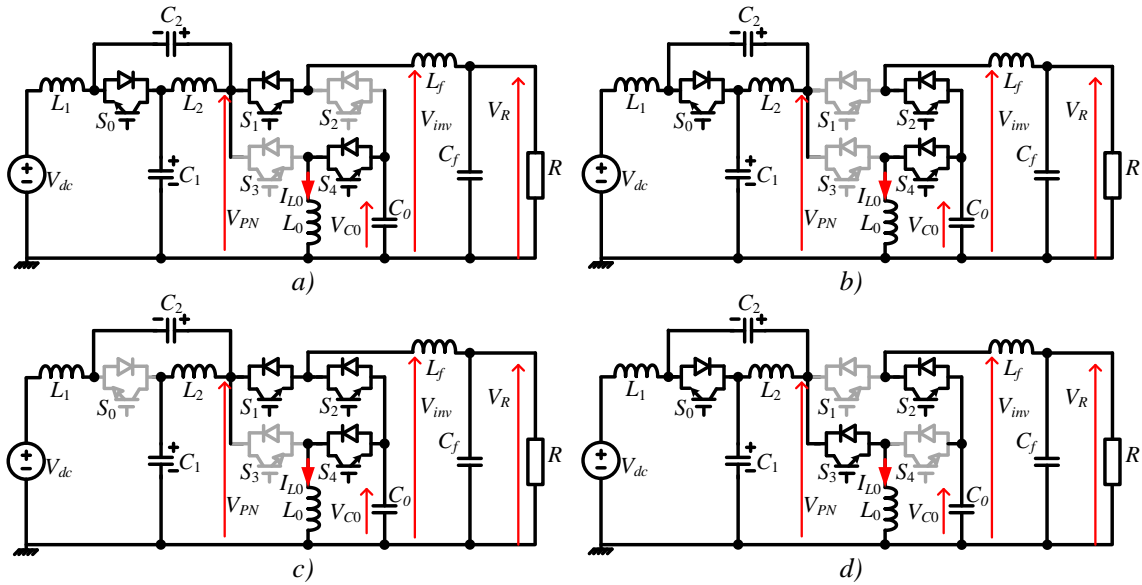
$$V_{C1} = \frac{1-D}{1-2D} V_{dc} ; V_{C2} = \frac{D}{1-2D} V_{dc} ; V_{PN} = \frac{1}{1-2D} V_{dc} \quad (3)$$

Với D là tỷ số đóng ngắt của trạng thái shoot-through.

Bất kể sử dụng phương pháp điều chế nào, điện áp đầu ra phải chứa điện áp ở tần số cơ bản.

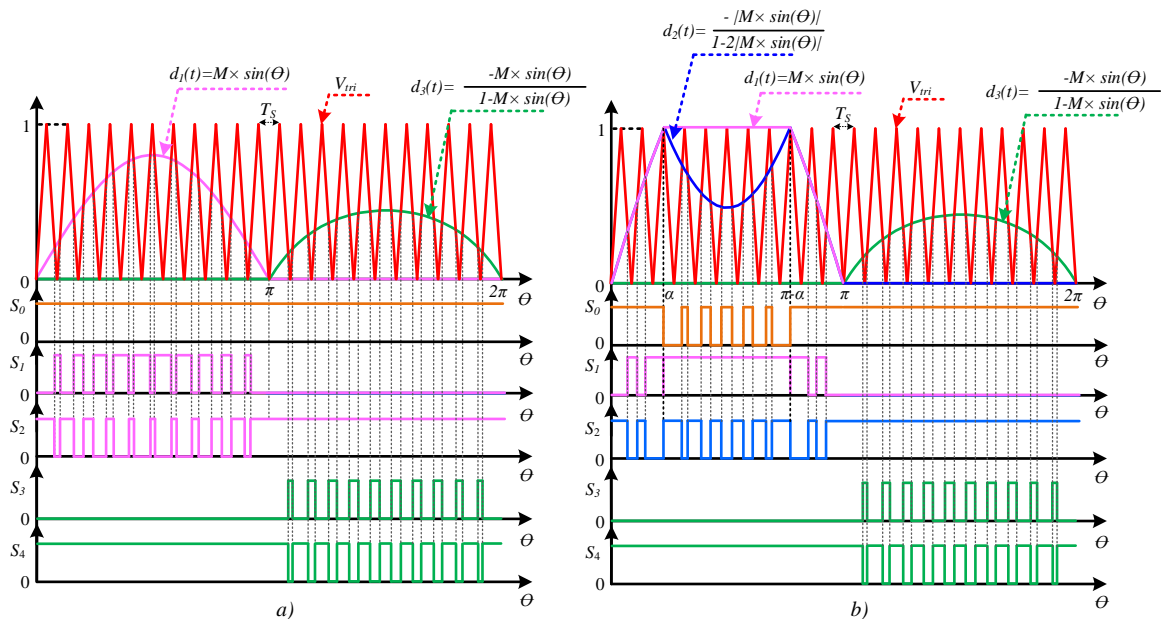
$$V_{C1} = \frac{1-D}{1-2D} V_{dc} ; V_{C2} = \frac{D}{1-2D} V_{dc} ; V_{PN} = \frac{1}{1-2D} V_{dc} \quad (4)$$

Với V_o là biên độ của điện áp đầu ra ở tần số cơ bản và ω là tần số góc cơ bản.



Hình 3. Bốn chế độ hoạt động của bộ 1P-BBqZS-CGI đề xuất.

(a) Chế độ 1, (b) Chế độ 2, (c) Chế độ 3, (d) Chế độ 4.



Hình 4. Giải thuật điều khiển. a) Chế độ giảm áp, b) Chế độ tăng áp.

Cấu hình được giới thiệu hoạt động ở bốn chế độ khác nhau, như được trình bày ở Hình 3(a)-(d). Việc điều khiển cấu hình 1P-BBqZS-CGI đề xuất được thực hiện độc lập trong từng nửa chu kỳ dương và âm. Dạng sóng điều khiển tương ứng với từng khoá công suất được minh họa trong Hình 4.

Chế độ 1 (Positive state): Như thể hiện ở Hình 3(a), điện áp đầu ra ở chế độ này bằng $+V_{PN}$. Các khoá S_0 , S_1 và S_4 được kích đóng, bên cạnh đó các khoá S_2 và S_3 được kích ngắt do đó điện áp đầu ra V_{inv} bằng với điện áp V_{PN} . Khi điện áp đầu vào V_{dc} lớn hơn điện áp đỉnh đầu ra V_o , điện áp V_{PN} sẽ bằng V_{dc} . Mặt khác, khi điện áp đầu vào V_{dc} bé hơn điện áp đỉnh V_o , điện áp V_{PN} sẽ bằng $V_{dc}/(1-2D)$. Điện áp trên tụ C_0 luôn bằng không trong chế độ này.

Chế độ 2 (Negative state và Zero state): Như thể hiện ở Hình 3(b), các khoá S_1 và S_3 được kích ngắt, điện áp V_{PN} được ngắt kết nối với tải nên không thể cung cấp điện áp cho tải. Các khoá S_0 , S_2 và S_4 được kích đóng trong chế độ này.

Chế độ 3 (Shoot-through): Như thể hiện ở Hình 3(c), các khoá S_0 và S_3 được kích ngắt, mặt khác các khoá S_1 , S_2 và S_4 được kích đóng để thực hiện trạng thái shoot-through. Ở chế độ này các cuộn cảm L_{1-2} phía mạch qZS được tích trữ năng lượng từ nguồn V_{dc} và các tụ điện C_{1-2} . Trong khoảng thời gian này điện áp trên tụ C_0 có giá trị bằng không.

Chế độ 4 (Negative state): Như thể hiện ở Hình 3(d), điện áp đầu ra ở chế độ này được điều khiển bằng V_{C0} . Các khoá S_1 và S_4 được kích ngắt, bên cạnh đó các khoá S_0 , S_2 và S_3 được kích đóng. Cuộn cảm L_0 tích trữ năng lượng từ V_{PN} , tụ điện C_0 xả năng lượng cho tải do đó điện áp đầu ra bằng với điện áp V_{C0} .

Ở bán kỳ âm, mạch hoạt động ở chế độ 2 và chế độ 4. Như thể hiện ở Hình 3(b) và 3(d), trong khoảng thời gian này khoá S_2 luôn ở trạng thái kích đóng. Do đó, điện áp V_{inv} luôn được duy trì bằng với điện áp trên tụ điện C_0 . Trong chế độ hoạt động 4 khi khoá S_3 ở trạng thái kích đóng và khoá S_4 ở trạng thái kích ngắt, cuộn cảm L_0 tích trữ năng lượng từ nguồn V_{PN} , như thể hiện trong Hình 3(d). Tụ điện C_0 được xả bằng dòng điện tải đầu ra I_{load} . Biểu thức điện áp và dòng điện đặc trưng cho cuộn cảm L_0 và tụ điện C_0 được biểu thị như phương trình (5).

$$\begin{cases} V_{L0} = L_0 \frac{di_{L0}}{dt} = V_{PN} \\ I_{C0} = C_0 \frac{dv_{C0}}{dt} = -I_{out} \end{cases} \quad (5)$$

Ở chế độ hoạt động 2, khoá S_4 được kích đóng, trong khi khoá S_3 được kích ngắt. Năng lượng từ cuộn cảm L_0 được truyền cho tụ điện C_0 và tải đầu ra. Biểu thức điện áp và dòng điện đặc trưng cho cuộn cảm L_0 và tụ điện C_0 được biểu thị như phương trình (6).

$$\begin{cases} V_{L0} = L_0 \frac{di_{L0}}{dt} = V_{C0} \\ I_{C0} = C_0 \frac{dv_{C0}}{dt} = -I_{L0} - I_{out} \end{cases} \quad (6)$$

Trong bán kỳ âm, bộ nghịch lưu đề xuất hoạt động giống như bộ biến đổi DC-DC tăng-giảm áp truyền thống. Do đó, điện áp tụ điện V_{C0} được xác định như sau:

$$V_{C0} = -V_{dc} \frac{d_3(t)}{1-d_3(t)} \quad (7)$$

Với $d_3(t)$ được dùng để chỉ tỷ số đóng ngắt của khoá S_3 .

Điện áp tải đầu ra, xét ở sóng hài bậc nhất theo chỉ số điều chế M được xác định như sau:

$$V_{inv,1^{st}-order}(t) = V_{dc} \times M \times \sin(\theta) \quad (8)$$

Với góc pha của điện áp đầu ra được xác định là $\theta = 2\pi ft$, trong đó f là tần số điện áp đầu ra.

Thay (8) vào (7), giá trị tức thời của d_3 được tính cho nửa chu kỳ âm như sau:

$$d_3(t) = \begin{cases} 0; & \text{khi } 0 \leq \theta < \pi \\ \frac{M \times \sin(\theta)}{M \times \sin(\theta) - 1}; & \text{khi } \pi \leq \theta < 2\pi \end{cases} \quad (9)$$

Trong bán kỳ dương, 1P-BBqZS-CGI hoạt động ở chế độ 1, chế độ 2 và chế độ 3. Trong các chế độ này, khoá S_4 luôn được kích đóng và khoá S_3 được điều khiển kích ngắt. Do đó, điện áp trên tụ V_{C0} bằng không trong bán kỳ này. Vì giá trị điện áp của tụ C_0 không phải là hằng số nên điện dung của tụ điện này nhỏ, do đó phù hợp để sử dụng tụ điện màng. Sử dụng tụ điện màng thay vì tụ điện phân cực giúp cấu hình đề xuất nâng cao độ tin cậy và khả năng hoạt động lâu dài của hệ thống khi so sánh với các kiểu cấu hình CGI khác đã được trình bày trong [7], [8].

Khi điện áp đầu vào V_{dc} lớn hơn điện áp đỉnh đầu ra V_o , cấu hình nghịch lưu sẽ hoạt động với giải thuật PWM thông thường như trình bày ở Hình 4(a). Mặt khác khi điện áp đầu vào V_{dc} bé hơn điện áp đỉnh V_o , cấu hình nghịch lưu sẽ hoạt động ở chế độ HPWM (HPWM - điều chế độ rộng xung lai) bằng cách kết hợp PWM và PAM. Hình 4(b) minh họa chi tiết ý tưởng trên, giải thuật PAM xảy ra trong khoảng $(\alpha, \pi - \alpha)$, PWM xảy ra trong khoảng $(0, \alpha)$ và $(\pi - \alpha, \pi)$ ở mỗi chu kỳ cơ bản. Điện áp đầu vào V_{dc} cần được tăng lên giá trị cao trước khi kết nối với điện áp lưới, do đó hoạt động shoot-through là cần thiết nên giải thuật PAM hoạt động. Hoạt động shoot-through sẽ gây thêm tổn thất ở phần qZS, để tránh tổn hao không đáng có thì phương pháp HPWM là tối ưu để điều khiển cho cấu hình 1P-BBqZS-CGI.

Từ Hình 4(b), giải thuật PWM và PAM sẽ thay phiên nhau hoạt động ở bán kỳ dương. Trong khoảng $(0, \alpha)$ và $(\pi - \alpha, \pi)$ của chu kỳ PWM, cấu hình hoạt động ở chế độ 1 và chế độ 2, khoá S_4 giữ trạng thái kích đóng, khoá S_3 giữ trạng thái kích ngắt và hai khoá S_1, S_2 luân phiên đóng ngắt. Trong khoảng $(\alpha, \pi - \alpha)$ của chu kỳ PAM, cấu hình hoạt động ở chế độ 1 và chế độ 3, các khoá S_1 và S_4 luôn giữ trạng thái kích đóng, khoá S_3 giữ trạng thái kích ngắt và khoá S_2 thực hiện chuyển mạch shoot-through.

Ở chế độ PWM sẽ không có hiện tượng shoot-through, giá trị của $D=0$ nên điện áp $V_{dc}=V_{PN}$. Trong khoảng thời gian PWM, mạch hoạt động như một bộ nghịch lưu nguồn áp truyền thống với điện áp đầu ra mong muốn như phương trình sau:

$$v_o = V_{dc} M \sin(\omega t) \quad (10)$$

Để tránh việc vượt quá giới hạn của chỉ số điều chế, phạm vi hoạt động PWM được giới hạn như sau:

$$\frac{v_o}{V_{dc}} = |M \sin(\omega t)| < 1 \quad (11)$$

Từ (10) và (11) chỉ số điều chế M và vị trí góc $\alpha = \omega t$ được tính như sau:

$$M = \frac{V_o}{V_{dc}}; \quad \alpha = \arcsin\left(\frac{1}{M}\right) \quad (12)$$

Ở chế độ PAM mạch hoạt động ở trạng thái shoot-through. Từ (4) điện áp đầu ra ở tần số cơ bản trong khoảng thời gian này là:

$$(1 - D)V_{PN} = |V_o \sin(\omega t)| \quad (13)$$

Từ (3) và (13) ta được:

$$\frac{1 - D}{1 - 2D} V_{dc} = |V_o \sin(\omega t)| \quad (14)$$

Tỷ số D trong chế độ PAM được tính toán như sau:

$$D = D_i(\omega t) = \frac{1 - |M \sin(\omega t)|}{1 - 2|M \sin(\omega t)|} \quad (15)$$

Từ (10), (13) và (15) sóng điều chế $m=v_o/V_{PN}$ được xác định:

$$m = \begin{cases} M \sin(\omega t), & |M \sin(\omega t)| < 1 \\ 1 - D_t(\omega t) = \frac{-|M \sin(\omega t)|}{1 - 2|M \sin(\omega t)|}, & M \sin(\omega t) \geq 1 \end{cases} \quad (16)$$

Từ (16) có thể thấy rằng m chính là $M \sin(\omega t)$ cho PWM và là $1 - D_t(\omega t)$ cho PAM. Mối quan hệ giữa $M \sin(\omega t)$ và $D_t(\omega t)$ được thể hiện ở phương trình (15).

Trong bán kỳ này, hai bậc điện áp mà V_{inv} có thể đạt được đó là: $+V_{PN}$ và $0-V$. Khi khoá S_1 đóng và khoá S_2 ngắt, điện áp đầu ra V_{inv} sẽ đạt giá trị $+V_{PN}$, được trình bày ở Hình 3(a). Khi hoạt động ở chế độ 2, điện áp đầu ra đạt giá trị $0-V$, như thể hiện ở Hình 3(b). Để điện áp đầu ra đạt được như mong muốn trong phương trình (8), dựa vào (16) tỷ số đóng ngắt của khoá S_1 và S_2 khi hoạt động ở chế độ giảm áp được tính toán như sau:

$$d_1(t) = d_2(t) = \begin{cases} M \times \sin(\theta); & \text{khi } 0 \leq \theta < \pi \\ 0; & \text{khi } \pi \leq \theta < 2\pi \end{cases} \quad (17)$$

Tỷ số đóng ngắt của khoá S_1 và S_2 khi hoạt động ở chế độ tăng áp được tính toán như sau:

$$d_1(t) = \begin{cases} M \times \sin(\theta); & \text{khi } 0 \leq \theta < \alpha, \pi - \alpha \leq \theta < \pi \\ 1; & \text{khi } \alpha \leq \theta < \pi - \alpha \\ 0; & \text{khi } \pi \leq \theta < 2\pi \end{cases} \quad (18)$$

$$d_2(t) = \begin{cases} M \times \sin(\theta); & \text{khi } 0 \leq \theta < \alpha, \pi - \alpha \leq \theta < \pi \\ \frac{-|M \times \sin(\theta)|}{1 - 2|M \times \sin(\theta)|}; & \text{khi } \alpha \leq \theta < \pi - \alpha \\ 0; & \text{khi } \pi \leq \theta < 2\pi \end{cases}$$

Độ lợi điện áp G của bộ nghịch lưu được xác định như sau:

$$G = \frac{V_{inv, 1^{st}-order, peak}}{V_{dc}} = \frac{M}{1 - 2D} \quad (19)$$

2.2. Lựa chọn linh kiện

2.2.1. Lựa chọn cuộn cảm và tụ điện

Các cuộn cảm L_{1-2} và tụ điện C_{1-2} ở mạch qZS được tính như (20) [11], với k_L, k_C là độ gợn tối đa có thể chấp nhận được của dòng điện cuộn cảm và điện áp tụ điện.

$$L_1 \geq v_{C1} \frac{d_{st}}{2f_s k_L i_{L1}}; \quad L_2 \geq v_{C1} \frac{d_{st}}{2f_s k_L i_{L2}} \quad (20)$$

$$C_1 \geq i_{L2} \frac{d_{st}}{2f_s k_C v_{C1}}; \quad C_2 \geq i_{L2} \frac{d_{st}}{2f_s k_C v_{C2}}$$

Để đảm bảo $\Delta I_{L0, max} \leq k_L \% \bar{I}_{L0, Ts, max}$, với k_L là độ gợn tối đa có thể chấp nhận được của dòng điện dẫn. Cuộn cảm L_0 được thiết kế như phương trình (21):

$$L_0 \geq \frac{V_{PN} M T_s}{k_L \% I_m (1 + M)^2} \quad (21)$$

Để đảm bảo $\Delta V_{C0,max} \leq k_c \% V_{C0,max}$, với k_c là độ gợn tối đa có thể chấp nhận được của điện áp tụ. Tụ điện C_0 được thiết kế như phương trình (22):

$$C_0 \geq \frac{I_m T_s}{k_c \% V_{PN} (1 + M)} \quad (22)$$

2.2.2. Lựa chọn khoá công suất

Trong bán kỳ âm, điện áp đặt lên các khoá S_1, S_3 và S_4 của bộ 1P-BBqZS-CGI sẽ bằng tổng của điện áp V_{PN} và điện áp trên tụ điện C_0 . Vì vậy, điện áp đặt lên các khoá này được xác định theo công thức (23). Điện áp đặt lên các khoá S_0 và S_2 bằng V_{PN} khi hoạt động ở chế độ 1, được thể hiện ở Hình 3(a).

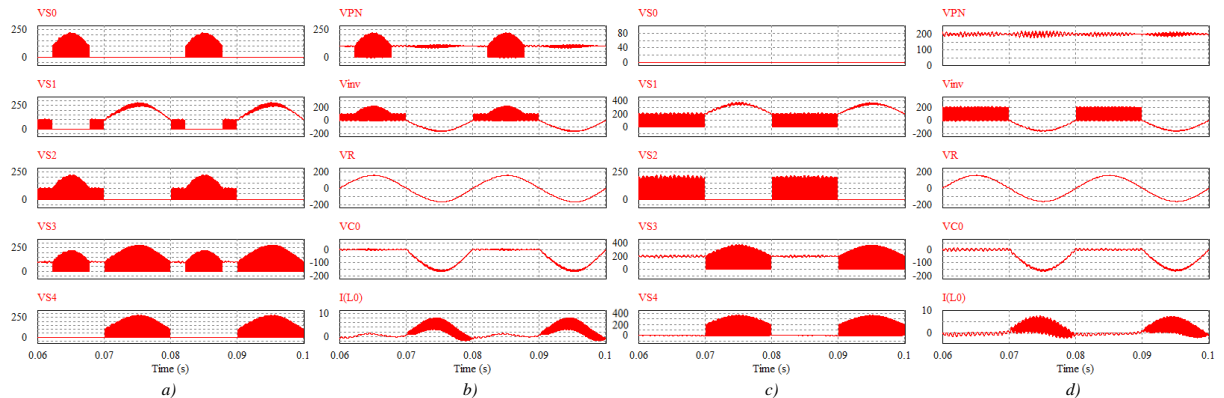
$$V_{Sj, rating} = V_{PN} - V_{C0,max} = V_{PN} (1 + M); j = 1, 3, 4 \quad (23)$$

Dòng điện định mức của các khoá S_0, S_3 và S_4 được thiết kế tương đương với dòng điện qua cuộn cảm L_0 . Trong khi đó, dòng điện định mức của những khoá khác tương đương với dòng tải đầu ra I_{out} .

3. Kết quả mô phỏng và thử nghiệm

3.1. Kết quả mô phỏng

Nhằm xác thực các lý thuyết đã được trình bày, nhóm nghiên cứu tiến hành mô phỏng trên phần mềm PSIM và thử nghiệm tại phòng thí nghiệm, với các thông số được trình bày ở Bảng 1. Đề thu được giá trị điện áp 110- V_{rms} ở đầu ra, cấu hình sẽ được thử nghiệm khi hoạt động ở cả hai chế độ tăng áp và giảm áp với điện áp đầu vào lần lượt là 100-V và 200-V.



Hình 5. Kết quả mô phỏng điện áp đặt trên các khoá, điện áp $V_{PN}, V_{inv}, V_R, V_{CO}$, và dòng điện I_{L0} của bộ 1P-BBqZS-CGI. a), b) Với điện áp đầu vào 100-V; c), d) Với điện áp đầu vào 200-V.

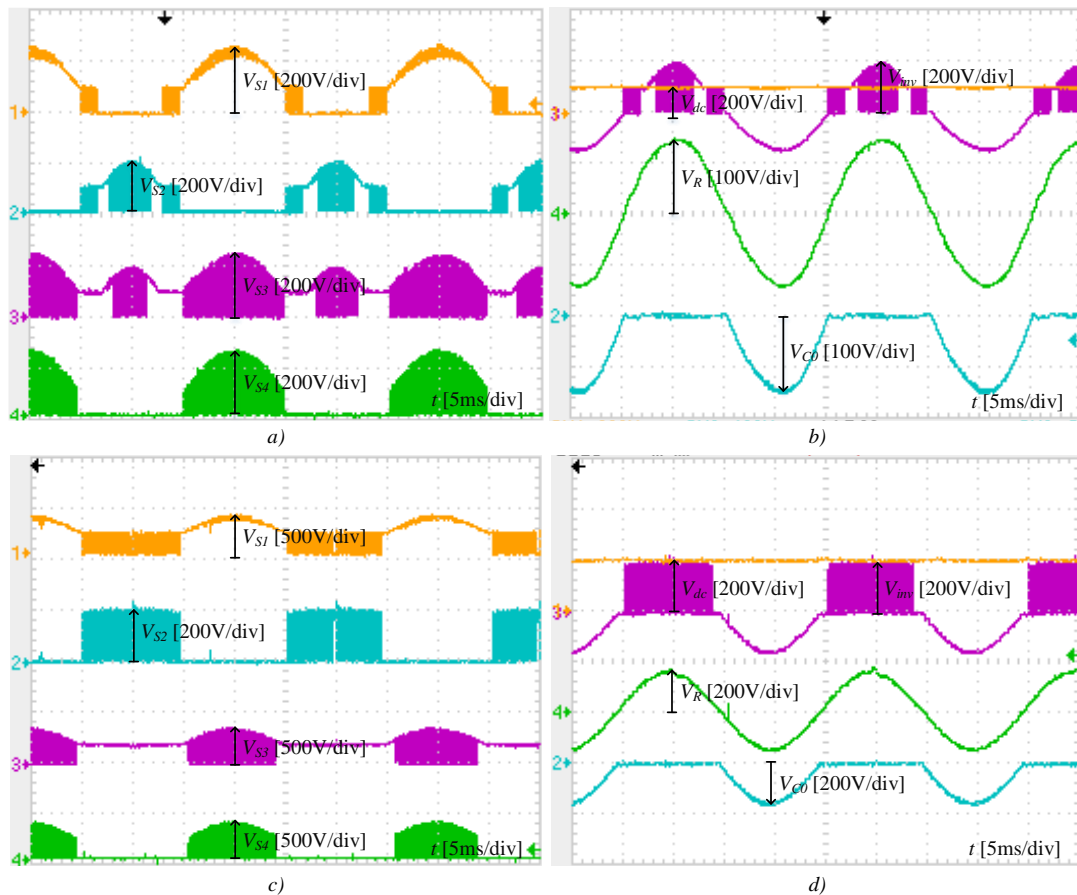
Bảng 1. Các thông số mô phỏng và thử nghiệm.

Thông số	Ký hiệu	Giá trị
Điện áp đầu vào	V_{dc}	100-200V
Điện áp đầu ra	V_o	110 V_{rms}
Tần số chuyển mạch	f	10 kHz
Tải	R	80 Ω
Cuộn cảm	L_0 và L_f	3 mH, rL = 139.34 m Ω
	L_1 và L_2	1 mH, rL = 59 m Ω
Tụ điện	C_0 và C_f	10 μ F, rESR = 7.64 m Ω
	C_1 và C_2	5 μ F, rESR = 12 m Ω

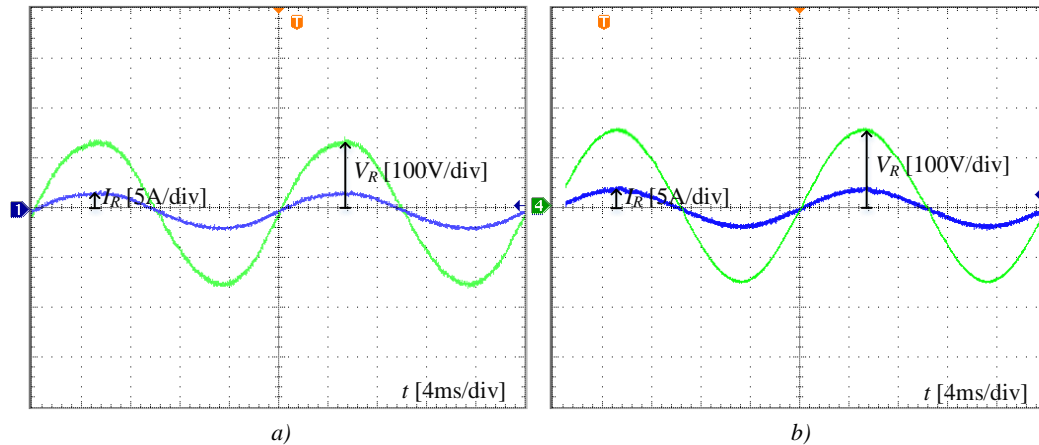
Kết quả mô phỏng được trình bày ở Hình 5 đã phản ánh rõ ràng nguyên lý hoạt động của cấu hình 1P-BBqZS-CGI. Điện áp mà các khóa công suất phải chịu khi mạch hoạt động ở chế độ tăng áp và giảm áp được trình bày ở Hình 5(a), 5(c). Khóa S_0 được kích ngắt trong khoảng thời gian shoot-through và luôn được kích đóng trong khoảng thời gian non-shoot-through. Các khóa S_{1-4} thực hiện đóng ngắt theo tỷ số đóng ngắt như được trình bày ở Hình 4. Điện áp V_{PN} phía sau mạch qZS, điện áp V_{inv} trước lọc, điện áp V_R sau lọc, điện áp trên tụ V_{C0} và dòng điện cuộn cảm I_{L0} hoạt động ở hai chế độ tăng áp và giảm áp được trình bày ở Hình 5(b), 5(d). Khi điện áp V_{dc} lớn hơn V_o , điện áp V_{PN} luôn bằng điện áp V_{dc} đầu vào, trái lại điện áp $V_{PN}=V_{dc}/(1-2D)$. Điện áp V_{inv} được điều khiển riêng biệt ở bán kỳ dương và bán kỳ âm. Điện áp V_{inv} được điều khiển bằng 0-V và $+V_{PN}$ ở bán kỳ dương và bằng điện áp tụ V_{C0} ở bán kỳ âm. Điện áp V_{C0} có giá trị bằng 0-V trong bán kỳ dương. Điện áp đầu ra V_R là dạng sóng hình sin có giá trị là $110 \cdot V_{rms}$, hoạt động ổn định ở cả chế độ tăng áp ($V_{dc}=100\text{-V}$) và giảm áp ($V_{dc}=200\text{-V}$). Điều này cho thấy cấu hình đề xuất có khả năng điều chỉnh điện áp linh hoạt, phù hợp với các hệ thống PV có biên độ điện áp đầu vào biến động.

3.2. Kết quả thử nghiệm

Kết quả thử nghiệm của cấu hình 1P-BBqZS-CGI được thực hiện tại phòng thí nghiệm với điện áp đầu vào 100-V và 200-V nhằm kiểm tra khả năng tăng-giảm áp và tính khả thi của cấu hình đề xuất, các kết quả được trình bày ở Hình 6. Điện áp đặt trên các khóa ở chế độ tăng áp và chế độ giảm áp được thể hiện ở Hình 6(a), 6(c) để xác minh tính chính xác của cơ sở lý thuyết và kết quả mô phỏng. Điện áp V_{inv} được điều khiển bằng 0-V và $+V_{PN}$ ở bán kỳ dương và bằng điện áp V_{C0} ở bán kỳ âm. Điện áp V_{C0} có giá trị bằng 0-V trong bán kỳ dương. Điện áp đầu ra V_R là dạng sóng hình sin có giá trị $110 \cdot V_{rms}$ tương đồng với kết quả mô phỏng. Sự tương ứng giữa điện áp đầu vào V_{dc} , điện áp V_{PN} , điện áp V_{inv} và điện áp trên tụ V_{C0} ở cả hai chế độ tăng và giảm áp cho thấy bộ nghịch lưu hoạt động đúng như mong đợi.



Hình 6. Kết quả thử nghiệm điện áp đặt trên các khóa và điện áp V_{dc} , V_{inv} , V_R , V_{C0} của bộ 1P-BBqZS-CGI. a), b) Với điện áp đầu vào 100-V; c), d) Với điện áp đầu vào 200-V.



Hình 7. Kết quả thử nghiệm của điện áp V_R và dòng điện I_R .
a) Với điện áp đầu vào 100-V, b) Với điện áp đầu vào 200-V.

Kết quả thử nghiệm của điện áp tải V_R và dòng điện I_R được thể hiện trong Hình 7. Với đầu vào $V_{dc}=100\text{-V}$, giá trị của dòng điện tải hiệu dụng được xác định là $1.26\text{-}A_{RMS}$ và giá trị của điện áp tải hiệu dụng là $104\text{-}V_{RMS}$ như trình bày ở Hình 7(a). Với đầu vào $V_{dc}=200\text{-V}$, giá trị của dòng điện tải hiệu dụng được xác định là $1.3\text{-}A_{RMS}$ và giá trị của điện áp tải hiệu dụng là $109\text{-}V_{RMS}$ như trình bày ở Hình 7(b).

Kết quả thử nghiệm THD của bộ IP-BBqZS-CGI, được trình bày ở Hình 8. Từ kết quả thu được, có thể nói rằng chất lượng sóng hài đầu ra được cải thiện rõ rệt khi điện áp đầu vào tăng lên. Cụ thể, khi điện áp đầu vào là 100-V như ở Hình 8(a), kết quả cho thấy giá trị THD-F và THD-R đều ở mức 3.58%. Đây là một con số chấp nhận được, cho thấy mức độ méo hài tương đối thấp. Tuy nhiên, trường hợp ở Hình 8(b), khi điện áp đầu vào được nâng lên 200-V, giá trị THD-F và THD-R đã giảm đáng kể xuống còn 2.52%. Sự sụt giảm hơn 1% này là một tín hiệu tích cực, cho thấy bộ nghịch lưu hoạt động hiệu quả hơn trong việc hạn chế các thành phần sóng hài không mong muốn khi được cấp nguồn với điện áp cao hơn. Mặc dù có sự thay đổi về điện áp đầu vào, dạng sóng điện áp đầu ra ở cả hai trường hợp đều duy trì ở tần số cơ bản 50Hz. Đồng thời, điện áp RMS đầu ra của bộ nghịch lưu giữ ổn định trong khoảng 104-109V, cho thấy khả năng điều chỉnh điện áp đầu ra hiệu quả trong bất kỳ sự biến đổi của điện áp đầu vào.



Hình 8. Kết quả thử nghiệm THD đầu ra của bộ IP-BBqZS-CGI.
a) Với điện áp đầu vào 100-V, b) Với điện áp đầu vào 200-V.

Bảng 2 trình bày sự so sánh giữa cấu hình đề xuất với các cấu hình khác. Thấy rằng ở cấu hình đề xuất có độ lợi điện áp cao hơn so với những cấu hình còn lại, cấu hình đề xuất có độ lợi là $M/(1-2D)$ và các cấu hình khác là bé hơn một. Dòng rò được triệt tiêu so với cấu hình H6 trong [12] và HERIC trong [13]. Số lượng linh kiện của cấu hình đề xuất cũng ít hơn khi so với các cấu hình khác, cấu hình đề xuất không sử dụng diode nào trong khi các cấu hình khác phải sử dụng ít nhất một.

Bảng 2. So sánh giữa cấu hình đề xuất với các cấu hình khác.

Cấu hình	Độ lợi	Dòng điện đầu vào	Dòng rò	Số lượng linh kiện*			
				S	D	C	L
Đề xuất	$M/(1-2D)$	Liên tục	≈ 0	5	0	1	1
H6 trong [12]	<1	Gián đoạn	45.8mA	7	3	2	1
HERIC trong [13]	<1	Gián đoạn	84.3mA	7	3	1	1
S5 CM trong [14]	<1	Gián đoạn	≈ 0	6	1	2	1
Type-II trong [6]	<1	Gián đoạn	≈ 0	5	2	2	1

*Giả sử các cấu hình so sánh được thêm vào một bộ DC-DC tăng áp phía trước (một khoá công suất S , một diode D và một cuộn cảm L). Các kí hiệu S, D, L, C thể hiện đó là khoá công suất, diode, cuộn cảm và tụ điện.

4. Kết luận

Bài báo này trình bày về cấu hình 1P-BBqZS-CGI với đặc tính CG, dòng điện rò được loại bỏ gần như hoàn toàn. Trong khi các cấu hình nghịch lưu thông thường vẫn còn tồn tại dòng rò và độ lợi điện áp thấp, thì bộ nghịch lưu đề xuất đã khắc phục được các hạn chế này nhờ có độ lợi điện áp cao hơn và không có dòng điện rò qua linh kiện bán dẫn cũng như tụ điện. Do đó, bộ nghịch lưu đề xuất có thể được thiết kế với các linh kiện chuyển mạch thấp hơn. Điều đó giúp cho hệ thống có hiệu suất cao hơn. Bên cạnh đó, việc thay thế tụ hóa bằng tụ film góp phần cải thiện độ tin cậy của hệ thống so với các loại tụ điện thông thường. Các kết quả mô phỏng và thử nghiệm được trình bày để xác minh tính hiệu quả của cấu hình đề xuất. Cấu hình nghịch lưu 1P-BBqZS-CGI phù hợp cho các ứng dụng PV hoặc pin nhiên liệu.

Lời cảm ơn

Bài báo này được thực hiện tại phòng thử nghiệm điện tử công suất nâng cao D405 với sự hỗ trợ của dự án 2025 của Trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật Thành phố Hồ Chí Minh với mã số đề tài T2025-210.

Xung đột lợi ích

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

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] W. Li, Y. Gu, H. Luo, W. Cui, X. He, and C. Xia, "Topology review and derivation methodology of single-phase transformerless photovoltaic inverters for leakage current suppression," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 7, pp. 4537–4551, Jul. 2015.
- [2] G. Vazquez, T. Kerekes, A. Rolan, D. Aguilar, A. Luna, and G. Azevedo, "Losses and CMV evaluation in transformerless grid-connected PV topologies," in *Proc. IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, Seoul, South Korea, 2009, pp. 544–548.
- [3] J. F. Ardashir, M. Sabahi, S. H. Hosseini, F. Blaabjerg, E. Babaei, and G. B. Gharehpetian, "A single-phase transformerless inverter with charge pump circuit concept for grid-tied PV applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 7, pp. 5403–5415, Jul. 2017.
- [4] Y. R. Kafle, G. E. Town, X. Guochun, and S. Gautam, "Performance comparison of single-phase transformerless PV inverter systems," in *Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. (APEC)*, Tampa, FL, USA, 2017, pp. 3589–3593.
- [5] D. T. Do, V. T. Tran, T. D. B. Thi, N. H. V. Thi, and M. K. Nguyen, "A single-phase buck-boost derived common-ground inverter," in *Proc. IEEE Conf. Power Electron. ECCE Asia*, 2023, pp. 1873–1877.
- [6] Y. P. Siwakoti and F. Blaabjerg, "Common-ground-type transformerless inverters for single-phase solar photovoltaic systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 65, no. 3, pp. 2100–2111, Mar. 2018.
- [7] T. T. Tran, M. K. Nguyen, T. D. Duong, J. H. Choi, Y. C. Lim, and F. Zare, "A switched-capacitor-voltage-doubler based boost inverter for common-mode voltage reduction," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 98618–98629, 2019.
- [8] Y. P. Siwakoti and F. Blaabjerg, "A novel flying capacitor transformerless inverter for single-phase grid-connected solar photovoltaic system," in *Proc. IEEE Int. Symp. Power Electron. Distrib. Gener. Syst. (PEDG)*, 2016, pp. 1–6.
- [9] G. Vazquez, P. R. Martinez-Rodriguez, J. M. Sosa, G. Escobar, and M. A. Juarez, "Transformerless single-phase multilevel inverter for grid-tied photovoltaic systems," in *Proc. IEEE Ind. Electron. Soc. (IECON)*, Dallas, TX, USA, 2014, pp. 1868–1874.
- [10] S. Iturriaga-Medina, C. A. Limones-Pozos, P. R. Martinez-Rodriguez, "A comparative analysis of grid-tied single-phase transformerless five-level NPC-based inverters for photovoltaic applications," in *Proc. IEEE Int. Conf. Power Electron. (CIEP)*, Guanajuato, Mexico, 2016, pp. 323–328.
- [11] D. Sun, B. Ge, D. Bi, and F. Z. Peng, "Analysis and control of quasi-Z source inverter with battery for grid-connected PV system," *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 46, no. 1, pp. 234–240, Mar. 2013.
- [12] R. Gonzalez, J. Lopez, P. Sanchis, and L. Marroyo, "Transformerless inverter for single-phase photovoltaic systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 2, pp. 693–697, Mar. 2007.
- [13] J. Ketterer, H. Schmidt, and C. Siedle, "Inverter for transforming a DC voltage into an AC current or an AC voltage," *Eur. Patent 1 369 985 (A2)*, May 13, 2003.

- [14] Y. Gu, W. Li, Y. Zhao, B. Yang, C. Li, and X. He, "Transformerless inverter with virtual DC bus concept for cost-effective grid-connected PV power systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 2, pp. 793–805, Feb. 2013.

Minh Dat Hoang was born in Viet Nam, in 2002. He received the B.S degrees in Electrical and Electronics Engineering from Ho Chi Minh City University of Technology and Education, Ho Chi Minh City, Vietnam, in 2024. He is currently a Ph.D student in Electrical Engineering at Ho Chi Minh City University of Technology and Education. His current research interests are soft-switching techniques for inverter configurations.

Email: dathm25.ncs@hcmute.edu.vn. ORCID: <https://orcid.org/0009-0003-4353-3413>

Thi Ngoc Hieu Phu was born in Viet Nam, in 1981. She received B.S degree in Control Engineering and Automation from the Ho Chi Minh City University of Technology, Viet Nam, in 2004 and M.S degree in Control Engineering and Automation, in 2008, from the Ho Chi Minh City University of Technology. She has currently been being a Lecturer of the Faculty of Electrical and Electronic Engineering at Ho Chi Minh City University of Technology and Education since 2011. Her current research interests include Automatic Control and Power Electronic.

Email: hieuptn@hcmute.edu.vn. ORCID: <https://orcid.org/0009-0003-9546-9927>

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

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

Quoc Hung Doan was born in Vietnam in 1972. He received the B.S. degrees in electronic engineering from the Ho Chi Minh City University of Technology and Education, Ho Chi Minh City, Vietnam, in 2004; M.S degrees in electronic engineering from the Ho Chi Minh City University of Technology, Ho Chi Minh City, Vietnam, in 2010. He is currently a Lecturer with the Faculty of Electrical and Electronics Engineering, Kien Giang College. His current research interests include power converters for renewable energy systems.

Email: dqhung@kcg.edu.vn. ORCID: <https://orcid.org/0009-0007-1414-4469>

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

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