JTE HCM-UTE
ISSN: 1859-1272

TẠP CHÍ KHOA HỌC GIÁO DỤC KỸ THUẬT
Trường Đại học Công nghệ Kỹ thuật Thành phố Hồ Chí Minh
Website: https://jte.edu.vn
Email: jte@hcmute.edu.vn

A Soft-Switching Interleaved DC–DC Boost Converter

Minh Dat Hoang[1], Ngoc Hieu Phu Thi[1], Vinh Thanh Tran[1], Van Cong Nguyen[2], Duc Tri Do[1]
[1]*Ho Chi Minh City University of Technology and Engineering, Vietnam*
[2]*Ho Chi Minh City University of Industry and Trade, Vietnam*

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

ARTICLE INFO

Received: 02/07/2026
Revised: 19/08/2026
Accepted: 07/09/2026
Online First: 23/11/2026
Published:

KEYWORDS

DC-DC Converter;
Soft-switching;
Zero voltage switching;
Boost Converter;
Zero current switching.

ABSTRACT

This paper presents an interleaved DC-DC boost configuration incorporating an auxiliary circuit to reduce switching losses on the power switches, known as the DC-DC Boost with Soft Switching (DC-DC-ZVS) configuration. The DC-DC-ZVS configuration consists of a main circuit (including four power switches, two input inductors, and two capacitors) and an auxiliary circuit (including two switches connected in a back-to-back configuration in series with an auxiliary inductor). In this configuration, the output voltage gain can be doubled compared to the conventional DC-DC boost circuit thanks to a DC-blocking capacitor inserted between the branches. The two main inductors in the circuit operate at a 180-degree offset, reducing input current ripple. The soft-switching technique significantly reduces switching losses, thereby improving the overall efficiency. To verify the theoretical basis presented in the paper regarding the operating modes, control algorithms, and performance of the DC-DC-ZVS configuration, extensive simulations and experiments were conducted with the support of PSIM and PLECS software and a hardware laboratory prototype. With an input voltage of 50 V and an output voltage of 200 V at a switching frequency of 10 kHz, the converter achieves an efficiency of 86.9% at an output power of 280 W, improving the efficiency by 1.1% compared with the topology in [9].

Bộ biến đổi DC–DC tăng áp xen kẽ với khả năng chuyển mạch mềm

Hoàng Minh Đạt[1], Phù Thị Ngọc Hiếu[1], Trần Vĩnh Thanh[1], Nguyễn Văn Công[2], Đỗ Đức Trí[1]
[1]*Trường Đại học Công nghệ Kỹ thuật Thành Phố Hồ Chí Minh, Việt Nam*
[2]*Trường Đại học Công thương Thành Phố Hồ Chí Minh, Việt Nam*

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

THÔNG TIN BÀI BÁO

Ngày nhận bài: 02/07/2026
Ngày hoàn thiện: 19/08/2026
Ngày chấp nhận đăng: 07/09/2026
Ngày đăng trực tuyến: 23/11/2026
Ngày xuất bản:

TỪ KHÓA

DC-DC tăng áp;
Chuyển mạch mềm;
Chuyển mạch điện áp bằng không;
Bộ chuyển đổi tăng áp;
Chuyển mạch dòng điện bằng không.

TÓM TẮT

Bài báo này trình bày cấu hình DC-DC tăng áp tích hợp thêm một mạch phụ trợ với mục đích làm giảm tổn hao chuyển mạch trên các khóa công suất được gọi là cấu hình DC-DC tăng áp với khả năng chuyển mạch mềm (DC-DC-ZVS). Cấu hình DC-DC-ZVS được tạo nên từ một mạch chính (bao gồm 4 khóa công suất, 2 cuộn dây đầu vào và 2 tụ điện) và một mạch phụ (bao gồm 2 khóa mắc ngược chiều nhau và nối tiếp với 1 cuộn dây phụ). Ở cấu hình này, độ lợi điện áp ngõ ra có thể tăng gấp hai lần so với cấu hình DC-DC tăng áp truyền thống nhờ vào tụ điện ghim áp được chèn vào giữa. Hai cuộn dây chính trong mạch hoạt động ở chế độ lệch nhau 180 độ giúp giảm độ gợn dòng điện đầu vào. Cùng với đó là kỹ thuật chuyển mạch mềm giúp giảm đáng kể tổn hao chuyển mạch, từ đó cải thiện hiệu suất tổng thể của hệ thống. 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 DC-DC-ZVS, các kết quả mô phỏng và thử nghiệm được thực hiện với sự hỗ trợ của phần mềm PSIM, PLECS và mô hình thử nghiệm tại phòng thí nghiệm. Với điện áp đầu vào 50 V và điện áp đầu ra 200 V ở tần số chuyển mạch 10 kHz, bộ biến đổi đạt hiệu suất 86,9% tại mức công suất 280 W, cải thiện 1,1% hiệu suất so với cấu hình trong [9].

JTE HCM-UTE
ISSN: 1859-1272

TẠP CHÍ KHOA HỌC GIÁO DỤC KỸ THUẬT
Trường Đại học Công nghệ Kỹ thuật Thành phố Hồ Chí Minh
Website: https://jte.edu.vn
Email: jte@hcmute.edu.vn

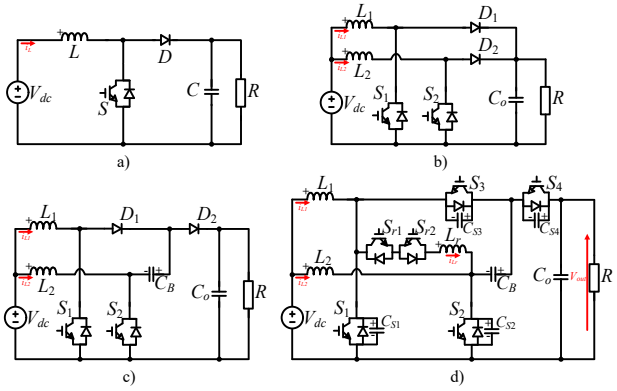
DOI: https://doi.org/10.54644/jte.2026.2522

Copyright © JTE. This is an open access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution-NonCommercial 4.0 International License which permits unrestricted use, distribution, and reproduction in any medium for non-commercial purpose, provided the original work is properly cited.

1. Giới thiệu

Điện tử công suất đã được sử dụng rộng rãi trong nhiều ứng dụng công nghiệp. Trong các hệ thống biến đổi năng lượng hiện đại, bộ biến đổi DC-DC đóng vai trò cốt lõi trong việc điều phối công suất từ các nguồn sơ cấp đến tải tiêu thụ [1]. Cấu hình được coi là nền tảng và được sử dụng phổ biến trong các ứng dụng tăng áp là bộ biến đổi tăng áp truyền thống [2], như thể hiện ở Hình 1a. Với ưu điểm cấu trúc đơn giản và chi phí thấp, bộ biến đổi tăng áp truyền thống đã trở thành lựa chọn ưu tiên trong nhiều ứng dụng. Tuy nhiên, khi yêu cầu về mật độ công suất và hệ số khuếch đại điện áp ngày càng cao, cấu hình truyền thống này bộc lộ những hạn chế đáng kể về hiệu suất do tổn hao dẫn lớn và điện áp đặt cao lên các linh kiện [3].

Để khắc phục các nhược điểm của cấu hình tăng áp truyền thống, cấu hình xen kẽ (interleaved) trong [4] đã được nghiên cứu nhằm cải thiện hiệu suất và giảm kích thước hệ thống, như thể hiện ở Hình 1b. Bằng cách điều khiển hai nhánh hoạt động lệch pha nhau 180 độ, tần số gợn sóng của dòng điện tổng ở cấu trúc interleaved này sẽ tăng lên gấp đôi. Sự bù trừ tự nhiên giữa các nhánh, giúp triệt tiêu đáng kể biên độ gợn sóng dòng điện đầu vào. Tuy nhiên, với cấu trúc interleaved thông thường, việc đạt được hệ số khuếch đại lớn vẫn đòi hỏi tỷ số chu kỳ (duty cycle) D cao, gây áp lực lên các khóa chuyển mạch. Để giải quyết vấn đề đó, các cấu trúc như tăng áp ghép tầng (cascaded boost) [5], [6] hoặc bộ biến đổi sử dụng tụ chuyển mạch (switched-capacitor) [7], [8] đã được nghiên cứu rộng rãi. Mặc dù có thể nâng cao hệ số khuếch đại điện áp, các giải pháp này thường làm tăng đáng kể số lượng linh kiện, dẫn đến mạch điều khiển phức tạp và giảm độ tin cậy của hệ thống.



Hình 1. *Các cấu hình DC-DC tăng áp:*
a) Cấu hình tăng áp truyền thống, b) Cấu hình xen kẽ, c) Cấu hình trong [9], d) Cấu hình nghiên cứu.

Một bước tiến quan trọng được các nhà nghiên cứu trong [9] giới thiệu là cấu trúc bộ tăng áp xen kẽ (interleaved boost) với đặc tính nhân áp tự nhiên, như thể hiện ở Hình 1c. Điểm đột phá của cấu trúc này nằm ở việc sử dụng hai cuộn dây kết hợp với tụ điện kẹp C_B để tạo ra khả năng nhân đôi điện áp khi chu kỳ làm việc D lớn hơn 0,5. Mặc dù cấu trúc interleaved nhân áp đã cải thiện đáng kể hiệu suất thông qua việc giảm ứng suất điện áp, việc hoạt động theo cơ chế đóng ngắt thông thường (hard switching) vẫn tạo ra những rào cản khi muốn nâng cao tần số hoạt động để thu nhỏ kích thước hệ thống. Các tổn hao chuyển mạch còn sót lại và nhiễu EMI do tốc độ thay đổi trạng thái (dv/dt) vẫn là những thách thức đối với các thiết kế đòi hỏi mật độ công suất cao. Bên cạnh đó, các nghiên cứu sử dụng coupled inductors cũng đang là xu hướng trong các nghiên cứu hiện nay [10], [11] và [12], nhờ khả năng tận dụng tỷ số vòng dây N để đạt hệ số tăng áp cao mà không cần hoạt động ở tỉ số chu kỳ D quá lớn.

Bài báo này trình bày một giải pháp tích hợp kỹ thuật chuyển mạch mềm (soft switching) vào cấu trúc interleaved boost có đặc tính nhân áp. Mục tiêu của nghiên cứu này là kết hợp ưu thế về hệ số khuếch đại và giảm ứng suất điện áp của mạch nhân áp cùng với khả năng giảm đáng kể tổn hao chuyển

mạch thông qua các trạng thái chuyển mạch điện áp bằng không (zero voltage switching - ZVS) hoặc chuyển mạch dòng điện bằng không (zero current switching - ZCS). Giải pháp này sẽ giúp cho hệ thống cải thiện hiệu suất một cách đáng kể, đồng thời cho phép hệ thống vận hành ổn định ở tần số cao, đáp ứng các tiêu chuẩn khắt khe về mật độ công suất trong các ứng dụng DC-DC hiện đại [13]–[15].

Bài báo trình bày cấu hình DC-DC tăng áp với khả năng chuyển mạch mềm (DC-DC-ZVS) như trình bày ở Hình 1d, với khả năng nhân đôi điện áp và giảm tổn hao chuyển mạch cho các khóa công suất. Bài báo bao gồm bốn phần, giới thiệu được trình bày ở phần 1. Cấu hình của bộ DC-DC-ZVS 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 DC-DC-ZVS

2.1. Nguyên lý hoạt động

Để đơn giản hóa quá trình phân tích, bộ biến đổi DC-DC-ZVS được giả định hoạt động ở trạng thái xác lập. Tất cả các khóa công suất, cuộn dây và tụ điện đều là các linh kiện lý tưởng. Nguyên lý hoạt động chuyển mạch mềm của cấu hình nghiên cứu được mô tả chi tiết thông qua mười hai chế độ vận hành như trình bày ở Hình 2. Trong phạm vi nghiên cứu này, bộ biến đổi DC-DC-ZVS được khảo sát với tỷ số chu kỳ $0{,}5 \le D < 1$ trong một chu kỳ sóng mang, và phương pháp điều khiển cho các khóa công suất được thể hiện ở Hình 3.

Chế độ 1 [t_{12} - t_0 - t_1, Hình 2a]: Tại thời điểm t_{12}, khi năng lượng lưu trữ trong cuộn dây phụ L_r đã giải phóng hoàn toàn, lúc này khóa phụ S_{r1} được điều khiển kích ngắt. Trong khoảng thời gian này, hai khóa chính S_1 và S_4 vẫn tiếp tục dẫn điện, cuộn dây L_1 được nạp năng lượng từ nguồn đầu vào, trong khi cuộn dây L_2 xả năng lượng ra cho tải. Đồng thời, hai khóa S_2 và S_3 vẫn duy trì trạng thái ngắt dẫn.

Chế độ 2 [t_1 - t_2, Hình 2b]: Tại thời điểm t_1, khóa phụ S_{r2} được điều khiển kích đóng, cuộn dây phụ L_r được nạp năng lượng từ cuộn dây L_2, tụ snubber C_{S2} và tụ C_B. Do dòng điện qua cuộn dây không thể tăng đột ngột, nên khóa phụ S_{r2} được kích đóng ở trạng thái ZCS. Trong chế độ này, hai khóa chính S_1 và S_4 tiếp tục dẫn điện, trong khi hai khóa S_2 và S_3 vẫn duy trì trạng thái ngắt dẫn. Phương trình nạp năng lượng của cuộn dây phụ L_r được xác định:

$$i_{Lr}(t) = -V_{CS2}(t - t_1)/L_r = -V_{dc}(t - t_1)/\left[L_r(1 - D)\right] \quad (1)$$

Chế độ 3 [t_2 - t_3, Hình 2c]: Sau khi cuộn dây phụ L_r được nạp năng lượng, tại thời điểm t_2, khóa chính S_4 được điều khiển kích ngắt ở trạng thái quasi-ZVS (q-ZVS) do tụ snubber được gắn thêm song song với khóa. Lúc này dòng điện từ cuộn dây phụ L_r đi qua body diode của khóa S_2.

Chế độ 4 [t_3 - t_4, Hình 2d]: Tại thời điểm t_3, khóa chính S_2 được điều khiển kích đóng. Do dòng điện đi qua body diode của khóa S_2 trước khi khóa được kích đóng, nên khóa S_2 đóng ở trạng thái ZVS. Trong khoảng thời gian từ t_3 đến t_4, hai khóa chính S_1 và S_2 dẫn điện, còn khóa S_3 và S_4 ngắt dẫn.

Chế độ 5 [t_4 - t_5, Hình 2e]: Tại thời điểm t_4, khóa chính S_1 được điều khiển kích ngắt ở trạng thái q-ZVS do tụ snubber được gắn thêm song song với khóa. Lúc này dòng điện từ cuộn dây chính L_1 và cuộn dây phụ L_r đi qua body diode của khóa S_3.

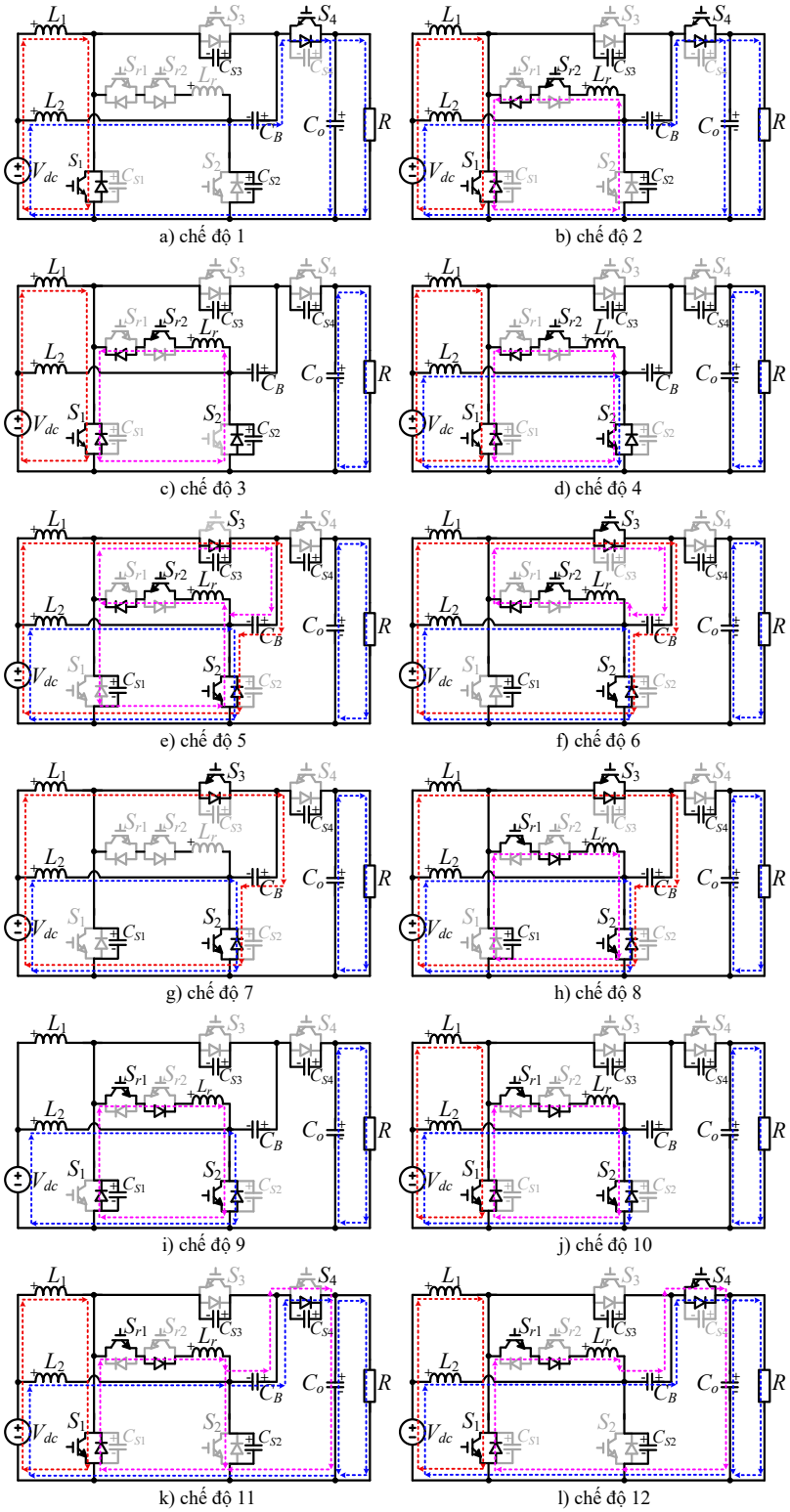
Chế độ 6 [t_5 - t_6, Hình 2f]: Tại thời điểm t_5, bởi vì dòng điện đi qua body diode của khóa S_3 trước nên khóa S_3 được kích đóng ở trạng thái ZVS. Năng lượng còn lại trong cuộn dây phụ L_r vào lúc này tiếp tục xả về cho tụ C_B. Trong chế độ này, khóa phụ S_{r2} cùng hai khóa chính S_2, S_3 dẫn điện, trong khi hai khóa S_1 và S_4 ngắt dẫn.

Chế độ 7 [t_6 - t_7, Hình 2g]: Tại thời điểm t_6, khóa phụ S_{r2} được điều khiển kích ngắt, cuộn dây phụ L_r được tách hoàn toàn ra khỏi mạch chính. Trong chế độ này, hai khóa S_1 và S_4 ngắt dẫn còn hai khóa S_2 và S_3 vẫn tiếp tục dẫn điện theo chế độ trước đó.

Chế độ 8 [t_7 - t_8, Hình 2h]: Tại thời điểm t_7, khóa phụ S_{r1} được điều khiển kích đóng, cuộn dây phụ L_r được nạp năng lượng từ cuộn dây L_1, tụ snubber C_{S1} và tụ C_B. Vì cuộn dây có khả năng làm chậm quá trình tăng dòng điện nên khóa phụ S_{r1} được kích đóng trong trạng thái ZCS. Ở chế độ này, hai khóa chính S_2 và S_3 vẫn tiếp tục dẫn điện, hai khóa S_1 và S_4 ngắt dẫn. Phương trình nạp năng lượng của cuộn dây phụ L_r được xác định:

JTE
HCM-UTE
ISSN: 1859-1272

$$i_{Lr}(t) = V_{CS1}(t - t_7)/L_r = V_{dc}(t - t_7)/\left[L_r(1 - D)\right] \quad (2)$$



Hình 2. *Mười hai chế độ hoạt động của cấu hình nghiên cứu.*

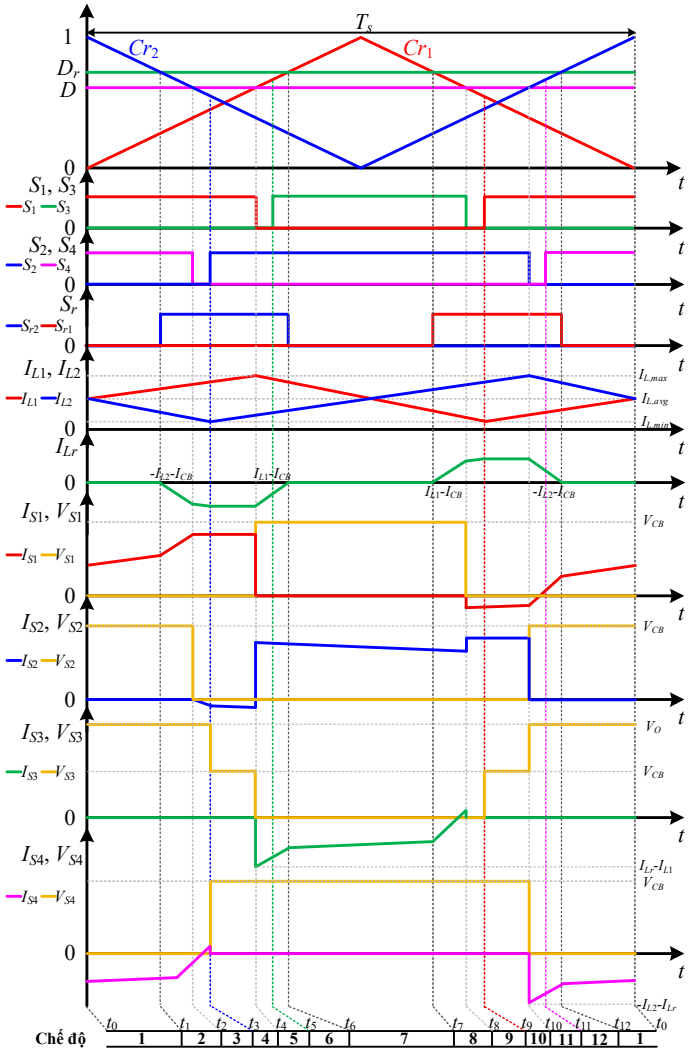
JTE HCM-UTE
ISSN: 1859-1272
TẠP CHÍ KHOA HỌC GIÁO DỤC KỸ THUẬT
Trường Đại học Công nghệ Kỹ thuật Thành phố Hồ Chí Minh
Website: https://jte.edu.vn
Email: jte@hcmute.edu.vn

Chế độ 9 [t_8 - t_9, Hình 2i]: Sau khi cuộn dây phụ L_r được nạp năng lượng, tại thời điểm t_8, khóa chính S_3 được điều khiển kích ngắt ở trạng thái q-ZVS do tụ snubber được gắn thêm song song với khóa. Lúc này dòng điện từ cuộn dây phụ L_r đi qua body diode của khóa S_1.

Chế độ 10 [t_9 - t_{10}, Hình 2j]: Tại thời điểm t_9, khóa chính S_1 được điều khiển kích đóng. Do dòng điện đi qua body diode của khóa S_1 trước khi khóa được kích đóng, nên khóa S_1 đóng ở trạng thái ZVS. Trong khoảng thời gian từ t_9 đến t_{10}, hai khóa chính S_1 và S_2 dẫn điện, còn khóa S_3 và S_4 ngắt dẫn.

Chế độ 11 [t_{10} - t_{11}, Hình 2k]: Tại thời điểm t_{10}, khóa chính S_2 được điều khiển kích ngắt ở trạng thái q-ZVS do tụ snubber được gắn thêm song song với khóa. Lúc này dòng điện từ cuộn dây chính L_2 và cuộn dây phụ L_r đi qua body diode của khóa S_4.

Chế độ 12 [t_{11} - t_{12}, Hình 2l]: Tại thời điểm t_{11}, bởi vì dòng điện đi qua body diode của khóa chính S_4 trước nên khóa S_4 được kích đóng ở trạng thái ZVS. Năng lượng còn lại trong cuộn dây phụ L_r lúc này tiếp tục xả về cho tụ C_B. Trong chế độ này, khóa phụ S_{r1} cùng hai khóa chính S_1, S_4 dẫn điện, trong khi hai khóa S_2 và S_3 ngắt dẫn.



Hình 3. *Dạng sóng điện áp và dòng điện của khóa công suất với 0,5 ≤ D < 1.*

2.2. Phân tích trạng thái hoạt động ổn định

Từ mười hai chế độ hoạt động như phân tích ở trên, cùng với điều kiện điện áp trung bình trên cuộn dây bằng không trong một chu kỳ chuyển mạch, thời gian hai khóa S_1 và S_3 (hoặc S_2 và S_4) ngắt dẫn là

nhỏ và có thể bỏ qua. Gọi D là tỷ số chu kỳ; thời gian khóa được kích đóng là DT_S và thời gian kích ngắt là $(1-D)T_S$. Điện áp đặt trên cuộn dây L_1 bằng V_{dc} ở các chế độ 1, 2, 4, 10, 12 và bằng $V_{dc} - V_{CB}$ ở các chế độ 6, 7, 8. Áp dụng nguyên lý cân bằng điện áp trên cuộn dây L_1, điện áp trên tụ C_B khi $0{,}5 \le D < 1$ được tính toán như sau:

$$V_{CB} = V_{dc} / (1-D) \tag{3}$$

Tương tự đối với cuộn dây L_2, điện áp đặt trên cuộn dây L_2 bằng V_{dc} ở các chế độ 4, 6, 7, 8, 10 và bằng $V_{dc} + V_{CB} - V_{CO}$ ở các chế độ 1, 2, 12. Áp dụng nguyên lý cân bằng điện áp trên cuộn dây L_2, điện áp V_O khi $0{,}5 \le D < 1$ được tính toán như sau:

$$V_O = 2V_{dc} / (1-D) \tag{4}$$

2.3. Lựa chọn linh kiện

2.3.1. Lựa chọn cuộn dây

Dựa vào chế độ hoạt động 1, 2, 4, 10, 12 độ gợn dòng điện ΔI_{L1} của cuộn dây L_1 được tính như sau:

$$\Delta I_{L1} = V_{dc} D T_S / L_1 \tag{5}$$

Với T_S là chu kỳ chuyển mạch.

Giá trị của dòng điện trung bình qua cuộn dây trong bất kỳ khoảng thời gian chuyển mạch, được tính toán như sau:

$$\bar{I}_{L1,Ts} = P_O / (2V_{dc}) \tag{6}$$

Cuộn dây L_1 được chọn sao cho $\Delta I_{L1} \le k_L\% \ \bar{I}_{L1,Ts}$, với $k_L\%$ là độ gợn dòng điện dẫn tối đa có thể chấp nhận được:

$$L_1 \ge 2V_{dc}^2 D T_S / (k_L\% P_O) \tag{7}$$

Tương tự, dựa vào chế độ 4, 6, 7, 8, 10 cuộn dây L_2 được chọn sao cho $\Delta I_{L2} \le k_L\% \ \bar{I}_{L2,Ts}$, với $k_L\%$ là độ gợn dòng điện dẫn tối đa có thể chấp nhận được:

$$L_2 \ge 2V_{dc}^2 D T_S / (k_L\% P_O) \tag{8}$$

Từ phương trình (2), tại thời điểm ban đầu giá trị $i_{Lr}(t_7) = 0$. Giá trị dòng điện $i_{Lr}(t_8)$ đạt đỉnh được xác định:

$$i_{Lr}(t_8) = V_{CS1}(t_8 - t_7) / L_r \tag{9}$$

Để thực hiện quá trình cộng hưởng điện áp trên tụ V_{CS1} từ giá trị V_{CB} về 0 V, giá trị dòng điện của cuộn dây phụ L_r phải lớn hơn giá trị dòng điện của cuộn dây chính L_1 trong khoảng thời gian $t_7 - t_8$. Như vậy $i_{Lr}(t_8) > i_{L1}(t_8) = I_{L1,\min}$. Từ đó, giá trị của cuộn dây phụ L_r trong khoảng thời gian này được xác định như sau:

$$L_r < V_{CS1}(t_8 - t_7) / I_{L1,\min} \tag{10}$$

2.3.2. Lựa chọn tụ điện

Để đảm bảo $\Delta V_{CO} \le k_C\% V_{CO}$, với $k_C\%$ là độ gợn điện áp tụ tối đa có thể chấp nhận được. Tụ điện C_O được thiết kế như phương trình sau:

$$C_O \ge I_O D T_S / (k_C\% V_{CO}) \tag{11}$$

Tương tự, để đảm bảo $\Delta V_{CB} \le k_C\%V_{CB}$, với $k_C\%$ là độ gợn điện áp tụ tối đa có thể chấp nhận được. Tụ điện C_B được thiết kế như phương trình sau:

$$C_B \ge 2I_O(1-D)T_S/(k_C\%V_{CB}) \quad (12)$$

Để đạt được trạng thái ZVS tại các khóa công suất chính, thời gian cộng hưởng điện áp trên tụ snubber từ giá trị V_{CO} và V_{CB} về mức 0 V phải nhỏ hơn thời gian t_{dead}. Giá trị tụ điện snubber được chọn như phương trình sau:

$$C_S < 4t^2_{dead}/(\pi^2 L_r) \quad (13)$$

2.3.3. Lựa chọn khóa công suất

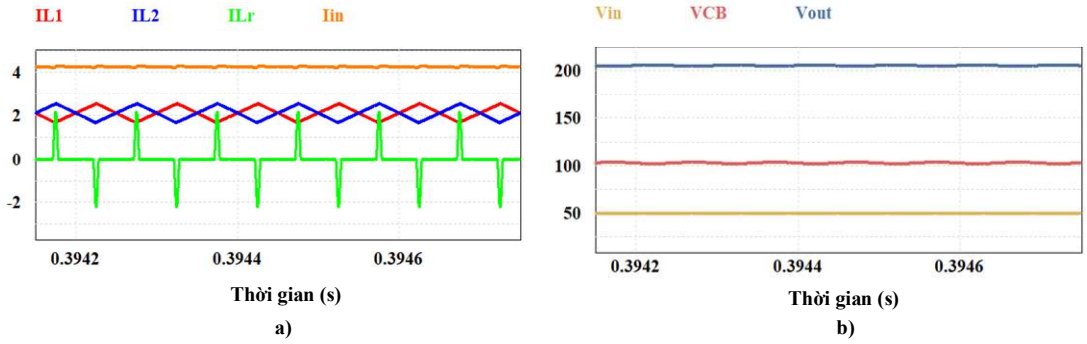
Trong quá trình hoạt động, khi khóa S_1 kích ngắt thì sẽ chịu một điện áp đặt bằng giá trị trên tụ C_B, khi hai khóa S_2 và khóa S_4 ngưng dẫn sẽ chịu một điện áp bằng $V_{CO} - V_{CB}$. Riêng khóa S_3 khi kích ngắt sẽ có thời điểm khóa chịu điện áp bằng giá trị trên tụ C_B và cũng có thời điểm khóa chịu điện áp bằng giá trị trên tụ C_O.

Khi kích đóng, các khóa sẽ chịu một dòng điện dẫn đi qua. Khóa S_1 sẽ chịu dòng điện từ dòng của cuộn dây đầu vào I_{L1} và dòng của cuộn dây phụ I_{Lr} lúc nạp. Ở khóa S_2, ngoài phải chịu hai dòng của cuộn dây đầu vào L_2 và cuộn dây phụ L_r thì còn phải chịu dòng từ tụ C_B. Riêng hai khóa S_3 và S_4 sẽ chịu dòng điện tổng từ dòng của cuộn dây đầu vào I_{L1} (hoặc I_{L2}) và dòng của cuộn dây phụ I_{Lr} lúc xả.

3. Kết quả mô phỏng và thử nghiệm

3.1. Kết quả mô phỏng

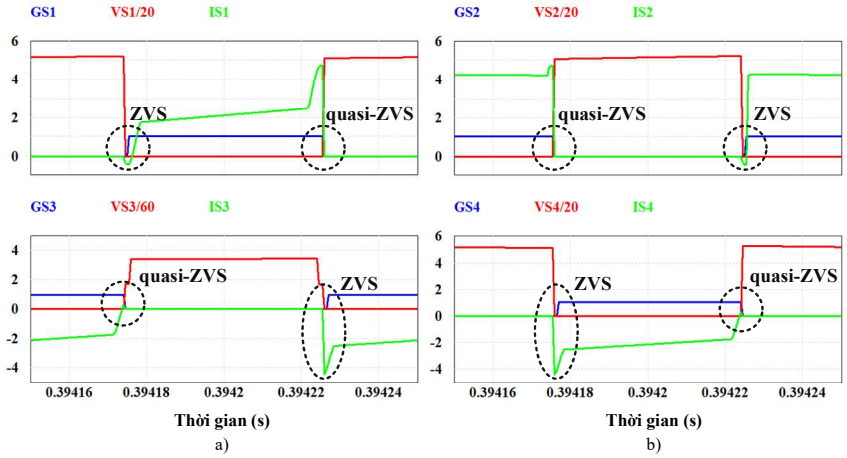
Để chứng minh những phân tích từ cơ sở lý thuyết là đúng, các kết quả mô phỏng sẽ được trình bày chi tiết ở phần này. Dạng sóng mô phỏng của dòng điện đầu vào I_{in}, dòng điện cuộn dây chính I_{L1}, I_{L2}, dòng điện cuộn dây phụ I_{Lr} được trình bày chi tiết ở Hình 4(a) và điện áp đầu vào cũng như điện áp trên tụ V_{in} (hay V_{dc}), V_{CB}, V_{CO} (hay V_{out}) được trình bày chi tiết ở Hình 4(b). Có thể thấy rằng, dòng điện của hai cuộn dây chính I_{L1} và I_{L2} dao động xen kẽ và lệch nhau 180 độ. Nhờ sự lệch pha này, dòng điện đầu vào I_{in} có độ gợn sóng nhỏ so với dòng điện của hai cuộn dây L_1 và L_2. Dòng điện cuộn dây phụ I_{Lr} được điều khiển hoạt động ở chế độ dẫn dòng gián đoạn, thể hiện rõ qua quá trình nạp và xả dòng điện trong những khoảng thời gian cố định. Với điện áp đầu vào V_{in} = 50 V, bộ biến đổi DC-DC-ZVS đạt điện áp đầu ra V_{out} = 200 V với tỷ số chu kỳ D = 0,5. Giá trị điện áp trên tụ điện kẹp V_{CB} bằng một nửa điện áp đầu ra V_{out}, giữ ổn định ở mức 100 V.



Hình 4. *Dạng sóng mô phỏng: a) Dòng điện I_{in}, I_{L1}, I_{L2}, I_{Lr}; b) Điện áp V_{in}, V_{CB}, V_{out}.*

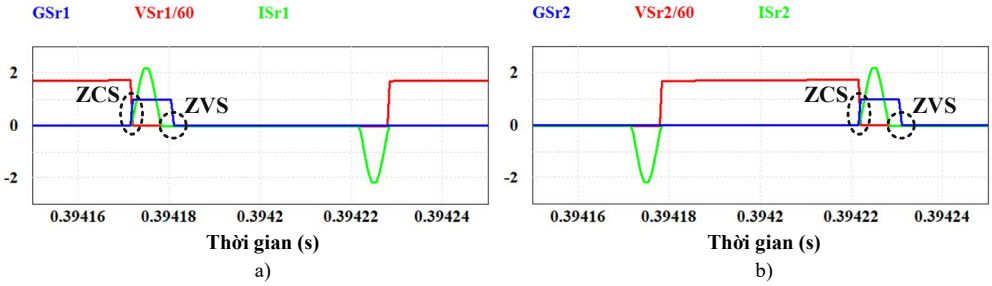
Để kiểm tra khả năng hoạt động chuyển mạch mềm của các khóa chính và khóa phụ, kết quả mô phỏng được trình bày ở Hình 5 và Hình 6. Nhờ vào hai khóa phụ, dòng điện I_{Lr} được điều khiển để có giá trị lớn hơn dòng I_{L1} hoặc I_{L2} tại thời điểm hai khóa chính S_1 và S_2 chuẩn bị chuyển mạch, giúp tạo điều kiện chuyển mạch mềm. Trước khi khóa S_1 được kích đóng, năng lượng lưu trữ trong cuộn dây phụ L_r được giải phóng qua body diode của khóa S_1, tạo dòng điện âm qua khóa nhờ đó dễ dàng đạt được trạng

thái ZVS. Với việc gắn thêm tụ snubber song song nên khóa S_1 được kích ngắt ở trạng thái q-ZVS, như thể hiện ở Hình 5a. Tương tự cho khóa S_2, nhờ dòng xả từ cuộn dây phụ L_r làm cho dòng đi qua body diode của khóa S_2 nên tạo ra dòng âm, nhờ đó dễ dàng kích đóng khóa ở ZVS. Khi kích ngắt, khóa S_2 đạt trạng thái q-ZVS, như thể hiện ở Hình 5b. Hai khóa chính S_3 và S_4 dễ dàng đạt được trạng thái ZVS khi kích đóng nhờ dòng điện tổng từ cuộn dây chính I_{L1} (hoặc I_{L2}) và cuộn dây phụ I_{Lr} xả qua body diode của khóa giúp tạo dòng âm trước khi kích đóng. Hai khóa này cũng sẽ đạt trạng thái q-ZVS nhờ gắn thêm tụ snubber song song với khóa, các kết quả mô phỏng của hai khóa S_3 và S_4 được trình bày ở Hình 5a–b.



Hình 5. *Dạng sóng điện áp và dòng điện mô phỏng của khóa chính.*

Kết quả chuyển mạch mềm của hai khóa phụ S_{r1} và S_{r2} được trình bày ở Hình 6. Khóa phụ S_{r1} được kích đóng để cuộn dây phụ L_r nạp dòng dương tạo điều kiện ZVS cho khóa chính S_1, như thể hiện ở Hình 6a. Tương tự, khóa phụ S_{r2} được kích đóng để cuộn dây phụ L_r nạp dòng âm tạo điều kiện ZVS cho khóa chính S_2, như thể hiện ở Hình 6b. Do tính chất nạp chậm của cuộn dây nên hai khóa phụ được kích đóng ở trạng thái ZCS. Khi kích ngắt, hai khóa phụ đạt trạng thái ZVS.



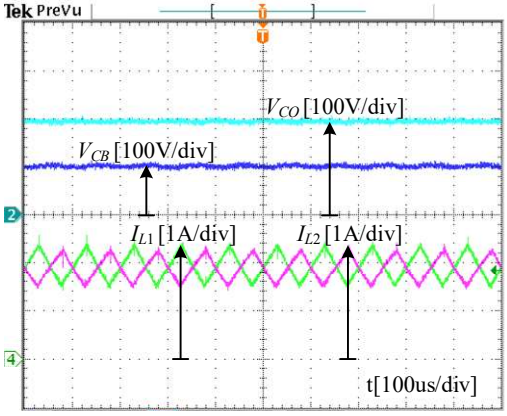
Hình 6. *Dạng sóng điện áp và dòng điện mô phỏng của khóa phụ.*

3.2. Kết quả thử nghiệm

Thử nghiệm cấu hình DC-DC-ZVS được thực hiện tại phòng thí nghiệm với điện áp đầu vào 50 V để đạt được điện áp đầu ra 200 V, tần số chuyển mạch f_s = 10 kHz nhằm kiểm tra khả năng chuyển mạch mềm và tăng áp của cấu hình. Tín hiệu điều khiển cho các khóa được tạo ra bởi vi điều khiển DSP TMS320F28335 và FPGA Cyclone II EP2C5T144C8. Các IGBT FGL40N150D được lựa chọn cho toàn bộ khóa công suất. Kết quả về hiệu suất được đo bằng máy phân tích công suất Yokogawa WT3000E. Các kết quả thử nghiệm cho mạch DC-DC-ZVS được trình bày ở Hình 7–10.

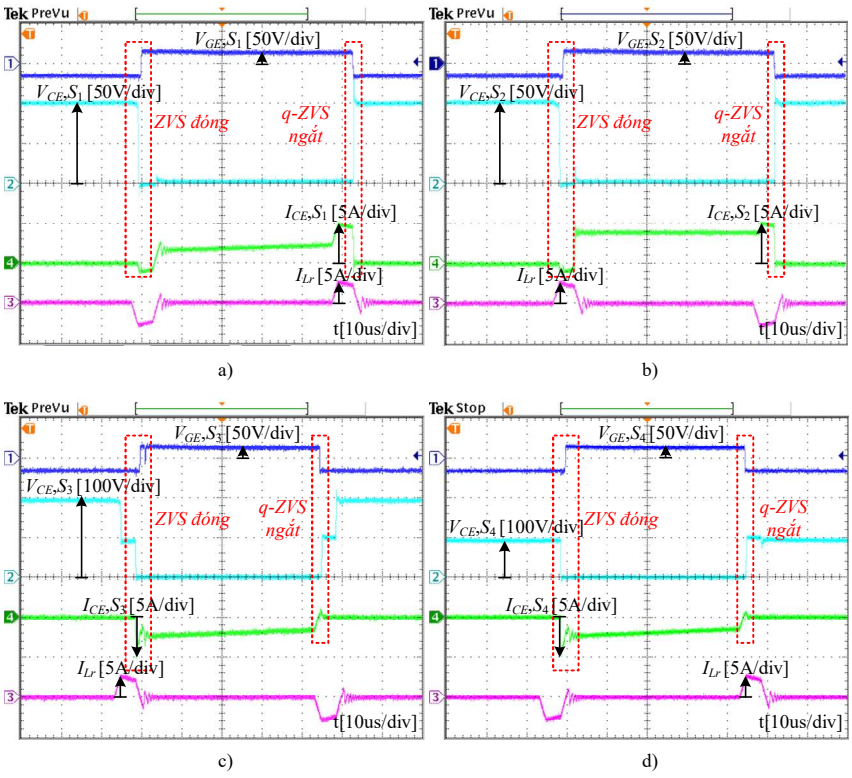
Dạng sóng thử nghiệm ở chế độ xác lập của dòng điện trên cuộn dây chính I_{L1}, I_{L2} và điện áp trên tụ điện V_{CB}, V_{CO} được thể hiện ở Hình 7. Với điện áp đầu vào V_{in} = 50 V, điện áp trung bình trên tụ V_{CB} đạt 100 V và điện áp đầu ra trên tụ V_{CO} đạt 200 V. Kết quả này hoàn toàn trùng khớp với phân tích lý thuyết, cho thấy cấu hình DC-DC-ZVS có khả năng tăng áp hai lần so với mạch tăng áp truyền thống. Bên cạnh

đó, nhờ việc điều khiển dòng điện cuộn dây I_{L1} và I_{L2} hoạt động lệch pha nhau 180 độ, biên độ gợn sóng của dòng điện tổng đầu vào được giảm thiểu đáng kể.



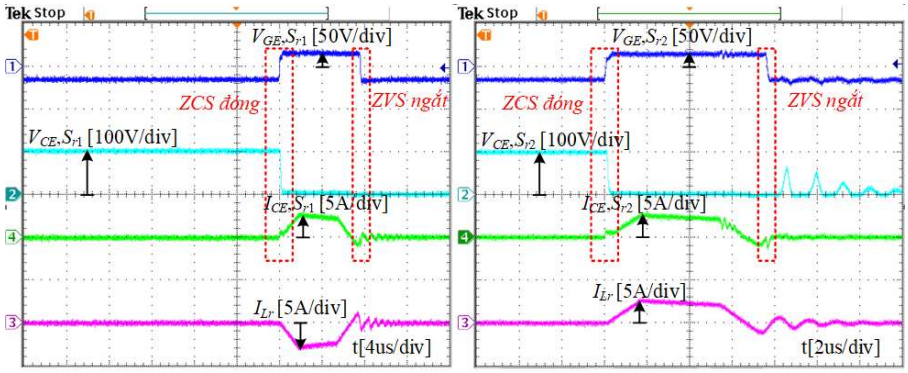
Hình 7. *Dạng sóng dòng điện I_{L1}, I_{L2} và điện áp V_{CB}, V_{CO} thử nghiệm.*

Kết quả chuyển mạch mềm của các khóa chính S_j (j = 1, 2, 3, 4) được trình bày ở Hình 8. Dạng sóng xung kích V_{GE}, điện áp đặt V_{CE} và dòng điện qua khóa I_{CE} của khóa S_1 và S_2 được thể hiện ở Hình 8a–b. Có thể thấy rằng, với sự hỗ trợ của mạch phụ trợ, hai khóa chính S_1 và S_2 dễ dàng đạt được trạng thái ZVS khi kích đóng. Tương tự, dạng sóng của khóa S_3 và S_4 được trình bày ở Hình 8c–d, bởi vì dòng điện tổng từ cuộn dây chính và cuộn dây phụ chạy qua body diode của hai khóa S_3 và S_4 trước nên hai khóa này dễ dàng đạt trạng thái ZVS khi kích đóng. Nhờ vào việc gắn thêm tụ snubber song song với khóa nên các khóa chính S_j (j = 1, 2, 3, 4) được kích ngắt ở trạng thái q-ZVS.



Hình 8. *Dạng sóng V_{GE}, V_{CE}, I_{CE} của khóa chính khi chuyển mạch mềm.*

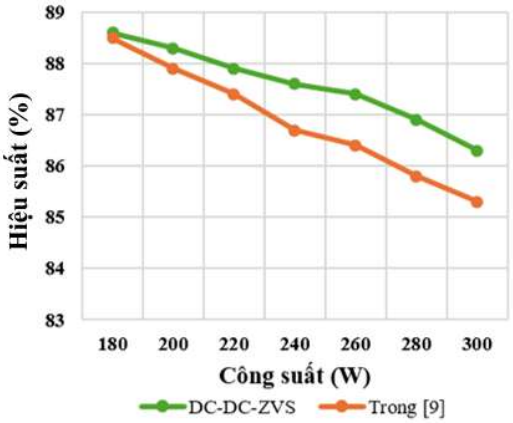
Kết quả chuyển mạch mềm của các khóa phụ S_{rj} (j = 1, 2) được trình bày ở Hình 9. Dạng sóng xung kích V_{GE}, điện áp đặt V_{CE} và dòng điện qua khóa I_{CE} của khóa phụ S_{r1} được thể hiện ở Hình 9a. Khi khóa S_{r1} kích đóng, năng lượng được nạp vào cuộn dây phụ L_r, vì tính chất nạp chậm của cuộn dây nên khóa phụ S_{r1} được kích đóng ở ZCS. Quá trình kích đóng cho khóa phụ S_{r2} diễn ra tương tự như khóa phụ S_{r1}, được thể hiện ở Hình 9b. Khi kích ngắt, hai khóa phụ S_{r1} và S_{r2} đạt được trạng thái ZVS. Trong quá trình hoạt động, dòng điện qua cuộn dây phụ L_r được điều khiển bằng hai khóa phụ S_{r1}, S_{r2} sao cho dòng điện đỉnh qua cuộn dây phụ L_r lớn hơn dòng điện nhỏ nhất của hai cuộn dây chính L_1 và L_2, nhằm tạo điều kiện chuyển mạch mềm cho hai khóa chính S_1 và S_2.



a) b)

Hình 9. *Dạng sóng V_{GE}, V_{CE}, I_{CE} của khóa phụ khi chuyển mạch mềm.*

Kết quả so sánh hiệu suất thử nghiệm giữa cấu hình trong nghiên cứu [9] và cấu hình DC-DC-ZVS được trình bày ở Hình 10. Có thể thấy rằng, hiệu suất của cả hai bộ biến đổi có xu hướng giảm dần khi công suất đầu ra tăng cao, điều này xuất phát từ việc gia tăng tổn hao dẫn trên các linh kiện. Tuy nhiên, nhờ vào kỹ thuật chuyển mạch mềm, cấu hình nghiên cứu luôn duy trì được mức hiệu suất cao hơn so với cấu hình truyền thống. Tại công suất 280 W đầu ra, cấu hình DC-DC-ZVS đạt hiệu suất 86,9%, giúp cải thiện 1,1% hiệu suất tổng thể cho hệ thống.



Hình 10. *So sánh hiệu suất giữa cấu hình trong [9] và DC-DC-ZVS.*

4. Kết luận

Bài báo đã trình bày cấu hình DC-DC tăng áp với khả năng chuyển mạch mềm. Nhờ mạch phụ trợ và tụ điện snubber thêm vào, hai khóa chính S_1 và S_2 dễ dàng đạt được trạng thái ZVS khi kích đóng và q-ZVS khi kích ngắt. Hai khóa phụ S_{r1} và S_{r2} đạt được trạng thái ZCS khi kích đóng và ZVS khi kích ngắt. Với kỹ thuật chuyển mạch mềm, cấu hình nghiên cứu đạt hiệu suất 86,9% tại công suất đầu ra 280 W, cải thiện 1,1% hiệu suất tổng thể khi so với cùng cấu hình nhưng không thêm bất kỳ linh kiện phụ trợ nào.

Lời cảm ơn

Nghiên cứu này là sản phẩm thuộc đề tài mã số T2026-200 do Trường Đại học Công nghệ Kỹ thuật Thành phố Hồ Chí Minh tài trợ kinh phí thực hiện.

Xung đột lợi ích

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

TÀI LIỆU THAM KHẢO

[1] J. J. Kim and E. S. Lee, "High-efficiency nonisolated boost converter using LC resonance for quasi soft switching operation in PV applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 40, no. 12, pp. 18318–18329, Dec. 2025, doi: 10.1109/TPEL.2025.3590169.

[2] A. F. Murtaza, H. A. Sher, F. U. Khan, A. Nasir, and F. Spertino, "Efficient MPP tracking of photovoltaic (PV) array through modified boost converter with simple SMC voltage regulator," *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 13, no. 3, pp. 1790–1801, Jul. 2022, doi: 10.1109/TSTE.2022.3172315.

[3] M. Das, M. Pal, and V. Agarwal, "Novel high gain, high efficiency DC–DC converter suitable for solar PV module integration with three-phase grid tied inverters," *IEEE J. Photovolt.*, vol. 9, no. 2, pp. 528–537, Mar. 2019, doi: 10.1109/JPHOTOV.2018.2877006.

[4] F. L. Tofoli, D. d. C. Pereira, W. Josias de Paula, and D. d. S. Oliveira Júnior, "Survey on non-isolated high-voltage step-up dc–dc topologies based on the boost converter," *IET Power Electron.*, vol. 8, no. 10, pp. 2044–2057, Oct. 2015, doi: 10.1049/iet-pel.2014.0605.

[5] R. Hazratian and E. S. Afjei, "An improved cascaded boost topology using inductor and capacitor-based voltage multiplier cells," *IEEE Access*, vol. 14, pp. 52016–52033, 2026, doi: 10.1109/ACCESS.2026.3674399.

[6] E. H. Ismail, M. A. Al-Saffar, A. J. Sabzali, and A. A. Fardoun, "A family of single-switch PWM converters with high step-up conversion ratio," *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers*, vol. 55, no. 4, pp. 1159–1171, May 2008, doi: 10.1109/TCSI.2008.916427.

[7] C. Schaef, J. Rentmeister, and J. T. Stauth, "Multimode operation of resonant and hybrid switched-capacitor topologies," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 12, pp. 10512–10523, Dec. 2018, doi: 10.1109/TPEL.2018.2806927.

[8] M. Zhang, Z. Wei, M. Zhou, F. Wang, Y. Cao, and L. Quan, "A high step-up DC–DC converter with switched-capacitor and coupled-inductor techniques," *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Ind. Electron.*, vol. 3, no. 4, pp. 1067–1076, Oct. 2022, doi: 10.1109/JESTIE.2022.3173909.

[9] Y. Jang and M. M. Jovanovic, "Interleaved boost converter with intrinsic voltage-doubler characteristic for universal-line PFC front end," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 4, pp. 1394–1401, Jul. 2007, doi: 10.1109/TPEL.2007.900502.

[10] D. V. S. Reddy, M. Golla, and S. Thangavel, "A new soft-switching high gain DC-DC converter with reduced components realized by active clamp and coupled inductors," *IEEE Trans. Consum. Electron.*, vol. 71, no. 2, pp. 2749–2761, May 2025, doi: 10.1109/TCE.2025.3576738.

[11] Z. Akhlaghi, R. Montazerolghaem, E. Adib, P. Wheeler, and M. Pahlevani, "A novel high-efficiency fully soft-switching high step-up DC–DC converter utilizing an active switched inductor," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 40, no. 12, pp. 18330–18339, Dec. 2025, doi: 10.1109/TPEL.2025.3592539.

[12] S. Khalili, E. Adib, M. Packnezhad, H. Farzanehfard, and P. Wheeler, "Single-switch soft-switched high step-up DC–DC converter with reduced voltage stress," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 72, no. 9, pp. 9061–9070, Sep. 2025, doi: 10.1109/TIE.2025.3544228.

[13] T. Yao, C. Nan, and R. Ayyanar, "A new soft-switching topology for switched inductor high gain boost," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 54, no. 3, pp. 2449–2458, May/Jun. 2018, doi: 10.1109/TIA.2018.2791972.

[14] N. Korada and R. Ayyanar, "Novel quadratic high gain boost converter with adaptive soft-switching scheme and reduced conduction loss," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 58, no. 6, pp. 7421–7431, Nov./Dec. 2022, doi: 10.1109/TIA.2022.3193880.

[15] M. Mohammadi, A. Dehbashi, G. B. Gharehpetian, A. Khoshsaadat, and P. Mattavelli, "A family of soft-switching DC–DC converters with two degrees of freedom," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 68, no. 10, pp. 9398–9409, Oct. 2021, doi: 10.1109/TIE.2020.3021639.

Hoàng Minh Đạt nhận bằng Kỹ sư ngành Công nghệ Kỹ thuật Điện – Điện tử tại Trường Đại học Công nghệ Kỹ thuật Thành phố Hồ Chí Minh (HCM-UTE), Việt Nam vào năm 2024. Hiện nay, tác giả đang là Nghiên cứu sinh Tiến sĩ chuyên ngành Kỹ thuật Điện tử tại HCM-UTE. Các hướng nghiên cứu hiện tại bao gồm kỹ thuật chuyển mạch mềm cho các cấu hình bộ nghịch lưu.
Email: dathm25.ncs@hcmute.edu.vn. ORCID: https://orcid.org/0009-0003-4353-3413

Phù Thị Ngọc Hiếu nhận bằng Kỹ sư chuyên ngành Kỹ thuật Điều khiển và Tự động hóa tại Trường Đại học Bách khoa Thành phố Hồ Chí Minh, Việt Nam vào năm 2004 và bằng Thạc sĩ cùng chuyên ngành tại Trường Đại học Bách khoa Thành phố Hồ Chí Minh vào năm 2008. Từ năm 2011 đến nay, tác giả là Giảng viên tại Khoa Điện - Điện tử, Trường Đại học Công nghệ Kỹ thuật Thành phố Hồ Chí Minh. Các hướng nghiên cứu hiện tại bao gồm Điều khiển tự động và Điện tử công suất.
Email: hieuptn@hcmute.edu.vn. ORCID: https://orcid.org/0009-0003-9546-9927

Trần Vĩnh Thanh nhận bằng Kỹ sư, Thạc sĩ và Tiến sĩ chuyên ngành Kỹ thuật Điện tử tại Trường Đại học Công nghệ Kỹ thuật Thành phố Hồ Chí Minh lần lượt vào các năm 2018, 2020 và 2024. Hiện nay, tác giả là Giảng viên tại Khoa Điện - Điện tử, Trường Đại học Công nghệ Kỹ thuật Thành phố Hồ Chí Minh. Các hướng nghiên cứu hiện tại bao gồm bộ nghịch lưu nguồn trở kháng và điều khiển bộ nghịch lưu đa bậc.
Email: thanhtv@hcmute.edu.vn. ORCID: https://orcid.org/0000-0001-7135-5077

Nguyễn Văn Công tốt nghiệp chuyên ngành Kỹ thuật Điện – Điện tử tại Trường Đại học Công nghệ Thành phố Hồ Chí Minh. Hiện tại, tác giả là Giám đốc Công ty TNHH Điện – Điện lạnh Hưng Lộc. Công ty có đầy đủ năng lực thi công, thiết kế và giám sát các dự án năng lượng công nghiệp. Hiện nay, tác giả đang nghiên cứu và tìm hiểu sâu hơn về lĩnh vực năng lượng tái tạo – điện mặt trời.
Email: 1002260003@huit.edu.vn. ORCID: https://orcid.org/0009-0004-2766-1455

Đỗ Đức Trí (Thành viên Cấp cao, IEEE) nhận bằng Kỹ sư, Thạc sĩ và Tiến sĩ chuyên ngành Kỹ thuật Điện tử tại Trường Đại học Công nghệ Kỹ thuật Thành phố Hồ Chí Minh (HCM-UTE), Việt Nam lần lượt vào các năm 1999, 2012 và 2021. Hiện nay, tác giả là Giảng viên tại Khoa Điện - Điện tử, HCM-UTE. Các hướng nghiên cứu hiện tại bao gồm các bộ biến đổi công suất cho hệ thống năng lượng tái tạo, ô tô điện.
Email: tridd@hcmute.edu.vn. ORCID: https://orcid.org/0000-0002-4096-5208.