JTE
HCMUTE
ISSN: 1859-1272

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

A new DC-DC Boost Converter Based on the Switch Capacitor Configuration with High Voltage Gain

Hoang Tan Nghi[1], Truong Khang Duong[2], Thanh Nam Tran[1], Minh Dat Hoang[1], Duc Tri Do[1*]
[1]Ho Chi Minh City University of Technology and Education, Vietnam
[2]Ho Chi Minh City University of Technology, Vietnam

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

ARTICLE INFO

Received: 13/08/2024
Revised: 17/10/2024
Accepted: 13/11/2024
Published: 28/05/2025

KEYWORDS

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

ABSTRACT

This paper presents a DC-DC boost converter configuration that is capable of providing a high DC output voltage based on the Switch Capacitor (SC) technique, referred to as a new DC-DC boost converter based on the switch capacitor configuration with high voltage gain (SCBC). The SCBC configuration is built on the traditional DC-DC boost converter, incorporating five capacitors and five diodes to enhance the voltage gain. The research configuration will generate a higher output voltage without requiring the power switch to operate with a large Duty Cycle (D). The notable feature of this configuration is its ability to triple the voltage gain compared to a traditional DC-DC boost converter. To validate the theoretical foundation presented in the paper regarding the circuit's operating modes in Continuous Current Mode (CCM), simulations and experimental results were conducted with the assistance of PSIM software. The experimental model, featuring an input voltage of 29.3-V and an output voltage of 178-V, was tested in a laboratory setting. The small-signal model of the research configuration has been examined and analyzed in this paper, and the design of the PI control signal has also been constructed.

Bộ Chuyển Đổi DC-DC Tăng Áp Mới Dựa Trên Cấu Hình Chuyển Tụ với Độ Lợi Điện Áp Cao

Nghi Hoàng Tân[1], Dương Trương Khang[2], Trần Thành Nam[1], Hoàng Minh Đạt[1], Đỗ Đức Trí[1*]
[1]Trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật Thành phố Hồ Chí Minh, Việt Nam
[2]Trường Đại học Bách khoa Thành phố Hồ Chí Minh, Việt Nam

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

THÔNG TIN BÀI BÁO

Ngày nhận bài: 13/08/2024
Ngày hoàn thiện: 17/10/2024
Ngày chấp nhận đăng: 13/11/2024
Ngày đăng: 28/05/2025

TỪ KHÓA

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

TÓM TẮT

Bài báo này trình bày một cấu hình DC-DC tăng áp có khả năng cung cấp một điện áp đầu ra DC cao dựa trên kỹ thuật chuyển tụ SC (Switch Capacitor - SC), được gọi là cấu hình tăng áp dựa trên kỹ thuật chuyển tụ (SCBC). Cấu hình SCBC được xây dựng trên nền tảng cấu hình DC-DC tăng áp truyền thống, kết hợp thêm năm tụ điện và năm diode để nâng cao độ lợi. Cấu hình nghiên cứu sẽ tạo điện áp đầu ra cao hơn mà không cần điều khiển khóa công suất với hệ số công tác D (Duty cycle - D) có giá trị lớn, điểm nổi bật ở cấu hình này là có thể tăng độ lợi lên ba lần so với bộ DC-DC tăng áp truyền thống. Để kiểm chứng cơ sở lý thuyết được trình bày trong bài báo về chế độ hoạt động của mạch ở chế độ dẫn dòng liên tục CCM (Continuous Current Mode - CCM) cùng với các phép tính toán, các kết quả mô phỏng và thực nghiệm được thực hiện với sự hỗ trợ của phần mềm PSIM và mô hình thực nghiệm có điện áp đầu vào 29.3-V và điện áp đầu ra 178-V được thực hiện tại phòng thí nghiệm. Mô hình tín hiệu nhỏ của cấu hình nghiên cứu đã được xem xét và phân tích trong bài báo này, đồng thời thiết kế tín hiệu điều khiển PI cũng được xây dựng.

Doi: https://doi.org/10.54644/jte.2025.1640

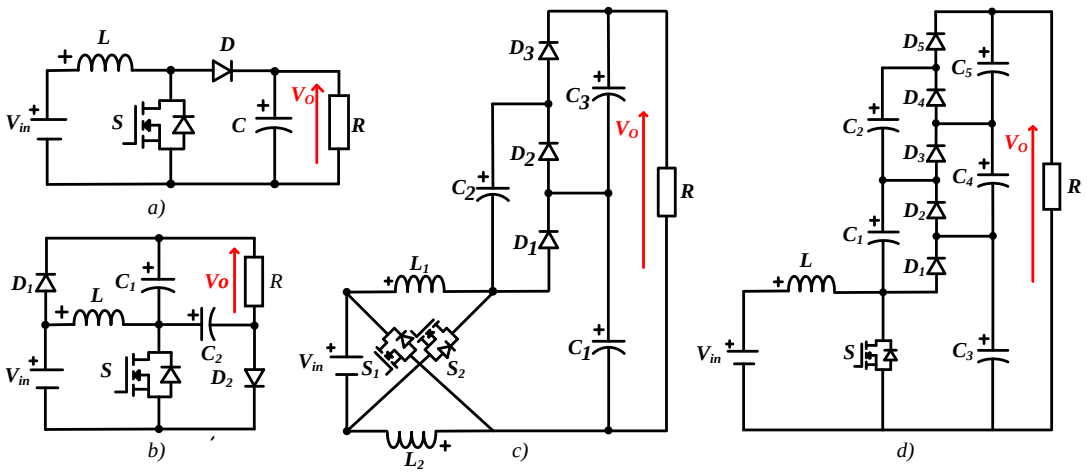
JTE
HCMUTE
ISSN: 1859-1272

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

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

Ngày nay, với sự phát triển vượt bậc của các ngành công nghiệp dẫn đến nhu cầu tiêu thụ năng lượng ngày càng tăng lên, điều đó tác động tiêu cực đến các nguồn năng lượng truyền thống, đặc biệt là năng lượng từ nhiên liệu hóa thạch. Chính vì thế, nguồn năng lượng tái tạo được xem là giải pháp phổ biến và hiệu quả nhất để thay thế cho nguồn năng lượng từ nhiên liệu hoá thạch, do nó ít gây ra tác động xấu đến môi trường và sức khỏe con người [1], [2]. Một trong những nguồn năng lượng tái tạo được sử dụng phổ biến đó là hệ thống pin năng lượng mặt trời (Photovoltaic System - PV). Tuy nhiên, hệ thống PV có điện áp DC đầu ra tương đối thấp, cho nên cần có một bộ chuyển đổi DC-DC tăng áp để nâng cao mức điện áp DC đầu ra đáp ứng cho nhiều phụ tải. Do đó, việc nghiên cứu các cấu hình của bộ chuyển đổi DC-DC tăng áp được quan tâm hàng đầu. Một trong những bộ chuyển đổi DC-DC tăng áp tiêu biểu đó là bộ DC-DC tăng áp truyền thống được sử dụng phổ biến trong dân dụng [3]. Bên cạnh đó, nhiều bài báo nghiên cứu trong và ngoài nước đã đưa ra nhiều cấu hình cho bộ chuyển đổi DC-DC giúp cho điện áp đầu ra ngày càng tăng cao cho việc ứng dụng hệ thống PV. Trong số đó, bộ chuyển đổi DC-DC tăng áp có hai dạng cấu hình cách ly và không cách ly. Đối với cấu hình cách ly, một máy biến áp được sử dụng để cách ly điện áp đầu vào và đầu ra [4]-[6], tuy nhiên việc sử dụng nó sẽ làm gia tăng kích thước toàn bộ của mạch cũng như giá thành của mạch sẽ cao hơn. Còn với cấu hình không cách ly [7], [8], cấu hình DC-DC tăng áp sử dụng cuộn cảm để gia tăng độ lợi điện áp, nhưng độ tự cảm rò rỉ của cuộn cảm sẽ tác động tiêu cực đến cấu hình do sự nhiễu của nó gây ra khi hoạt động ở tần số cao. Thêm vào đó, trong các cấu hình không cách ly còn có bộ chuyển đổi DC-DC tăng áp dựa trên chuyển tụ SC [8]-[16], hay còn được gọi là CP (Charge Pump - CP), sử dụng tụ điện làm thành phần chính trong việc lưu trữ năng lượng đồng thời cấu hình mạch sử dụng nhiều cuộn cảm và tụ điện để đạt được tỉ lệ chuyển đổi điện áp cao, có thể ứng dụng rộng rãi cho các ngành công nghiệp. Cấu hình SC [10], [11] có cấu trúc đơn giản và đạt được độ lợi điện áp mong muốn trong nhiều ứng dụng nhưng các bộ chuyển đổi DC-DC tăng áp này hoạt động với tần số cao sẽ gây tổn hao và độ ồn trên linh kiện lớn dẫn đến hư hỏng, đặc biệt là MOSFET. Mặt khác, nếu muốn có độ lợi càng cao thì bộ chuyển đổi DC-DC tăng áp dựa trên tụ điện chuyển mạch [15], [16], sẽ gặp một số vấn đề như yêu cầu nhiều khóa bán dẫn và nhiều cuộn cảm, dòng điện đầu vào dao động và mạch điều khiển phức tạp.



Hình 1. *Các cấu hình DC-DC tăng áp: (a) cấu hình DC-DC tăng áp truyền thống [3], (b) cấu hình DC-DC tăng áp SC đơn giản ở [11], (c) cấu hình DC-DC tăng áp SC-ANC ở [15], (d) cấu hình DC-DC tăng áp SC nghiên cứu.*

Trong bài báo [19]-[21] đều đề cập đến việc tính toán điện áp đầu ra, điện áp trên các tụ điện và dòng điện trên cuộn cảm cho mạch n lần cell, tương tự như cấu hình nghiên cứu trong bài báo này. Tuy nhiên, đối với bài báo [19] đã trình bày sự sụt áp trên khóa công suất S và trên các diode, sự sụt áp này ảnh hưởng trực tiếp đến quá trình nạp lại các tụ điện. Điều đó ảnh hưởng đến điện áp đầu ra của mạch, vì vậy bài báo [19] đã làm rõ cũng như phân tích các công thức tính toán sụt áp trên khóa công suất S và

JTE
HCMUTE
ISSN: 1859-1272

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

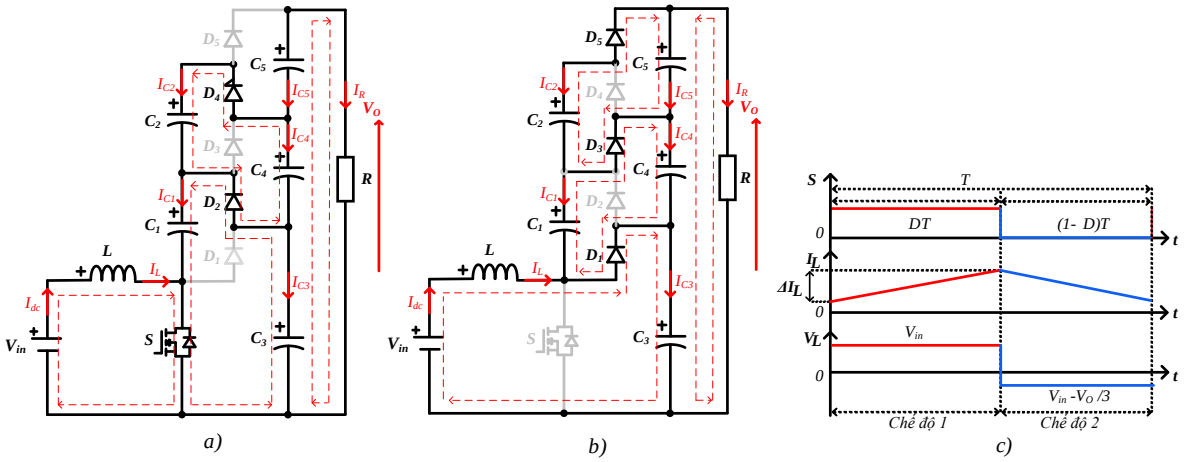
diode. Còn bài báo [20] đề cập đến tỉ lệ điện trở trên cuộn cảm R_L, điện trở đầu ra và tỉ lệ giữa điện áp đầu vào và đầu ra. Thêm vào đó, cấu hình còn phân tích tỉ lệ điện áp giữa các tụ với điện áp đầu vào, từ đó đưa ra vùng tối ưu để lựa chọn hệ số công tác D, giúp cải thiện hiệu suất hoạt động của mạch. Đối với bài báo [21], cấu hình kết nối với hệ thống PV sử dụng thuật toán MPPT (Maximum Power Point Tracking - MPPT) với phương pháp P&O (Perturb and Observe - P&O). Giải thuật này được sử dụng để tìm điểm công suất tối ưu cho bộ chuyển đổi DC-DC tăng áp sử dụng kỹ thuật chuyển tụ SC. Kết hợp với điều khiển PI, giải thuật này còn giúp điều khiển các MOSFET ở phía nghịch lưu, đảm bảo cho dòng điện và điện áp cùng pha, từ đó cải thiện đáng kể công suất đầu ra.

Trong bài báo này, trình bày một cấu hình là sự kết hợp bộ chuyển đổi DC-DC tăng áp với các tụ điện và diode dựa trên kỹ thuật chuyển tụ nhằm làm giảm độ gợn điện áp đầu ra, đưa ra độ lợi cao hơn so với cấu hình tăng áp truyền thống [3]. Bên cạnh đó, cấu hình nghiên cứu được điều khiển bởi một khoá công suất sẽ làm giảm độ phức tạp trong việc điều khiển, tính toán và thiết kế cũng như giá thành của mạch so với cấu hình SC [15], [16]. Đặc biệt, bài báo còn thực hiện phân tích tín hiệu nhỏ cho cấu hình nghiên cứu qua đó hàm truyền của hệ thống được sử dụng để xây dựng bộ điều khiển PI. Bài báo bao gồm 4 phần chính. Phần 1 sẽ trình bày phần giới thiệu. Phần 2 sẽ trình bày về cấu hình DC-DC tăng áp dựa trên kỹ thuật chuyển tụ. Phần 3 sẽ trình bày về kết quả mô phỏng và thực nghiệm. Phần 4 sẽ đưa ra kết luận.

2. Cấu hình DC-DC tăng áp dựa vào kỹ thuật chuyển tụ

2.1. Nguyên lý hoạt động ở chế độ dẫn dòng liên tục

Cấu hình DC-DC tăng áp nghiên cứu được thể hiện ở hình 1(d). Cấu hình bao gồm một cuộn cảm *L*, năm tụ điện C_1 - C_5, năm diode D_1 - D_5 và một khóa bán dẫn *S*. Cuộn cảm *L* mắc nối tiếp nguồn điện áp đầu vào DC. Điện áp đầu ra V_O được tạo ra bằng cách kích đóng, ngắt khóa *S* với một hệ số công tác *D* thích hợp. Cấu hình DC-DC nghiên cứu gồm hai chế độ hoạt động tương ứng với trạng thái đóng, ngắt của khóa *S* trong khoảng thời gian (0 - DT) và (DT - T), được thể hiện trong hình 2(a) và 2(b). Tín hiệu điều khiển của khoá *S* được mô tả trong hình 2(c).



Hình 2. *Chế độ hoạt động của mạch DC-DC tăng áp nghiên cứu: a) Chế độ 1 (0 - DT), b) Chế độ 2 (DT - T), c) Dạng sóng dòng điện và điện áp của cuộn cảm trong một chu kỳ chuyển mạch.*

Trong chế độ 1, khóa *S* được kích đóng. Cuộn cảm *L* bắt đầu tích năng lượng cùng lúc đó tụ C_1, C_2 bắt đầu tích năng lượng, còn tụ C_3, C_4, C_5 xả năng lượng làm cho điện áp $V_{AK(D2,D4)} > 0$ cho nên diode D_2, D_4 phân cực thuận còn $V_{AK(D1,D3,D5)} < 0$ nên diode D_1, D_3 và D_5 phân cực ngược. Dựa vào hình 2(a), ta được các phương trình sau:

$$V_L = L\frac{di_L}{dt} = V_{in} \quad (1)$$

$$V_{C1} = V_{C3};\ V_{C2} = V_{C4} \tag{2}$$

$$V_O = V_{C5} + V_{C4} + V_{C3} \tag{3}$$

$$I_{C5(ON)} = -I_R \tag{4}$$

$$I_{C5(ON)} = I_{C2(ON)} + I_{C4(ON)} \tag{5}$$

$$I_{C1(ON)} + I_{C3(ON)} = I_{C2(ON)} + I_{C4(ON)} \tag{6}$$

Trong chế độ 2, khóa S được kích ngắt. Cuộn cảm L bắt đầu xả năng lượng cùng lúc đó tụ điện C_3, C_4, C_5 tích năng lượng, còn C_1, C_2 xả năng lượng làm cho điện áp $V_{AK(D1,D3,D5)} > 0$ nên diode D_1, D_3, D_5 phân cực thuận, còn $V_{AK(D2,D4)} < 0$ nên diode D_2, D_4 phân cực ngược. Dựa vào hình 2(b), ta được các phương trình sau:

$$V_L = L\frac{di_L}{dt} = V_{in} - V_{C3} \tag{7}$$

$$V_{C1} = V_{C4};\ V_{C2} = V_{C5} \tag{8}$$

$$V_O = V_{C5} + V_{C4} + V_{C3} \tag{9}$$

$$I_{C2(OFF)} + I_{C5(OFF)} + I_R = 0 \tag{10}$$

$$I_{C1(OFF)} + I_{C4(OFF)} = I_{C2(OFF)} + I_{C5(OFF)} \tag{11}$$

Trong một chu kỳ chuyển mạch T, điện áp trung bình của cuộn cảm L bằng không. Kết hợp phương trình (1) và (7), ta có phương trình điện áp rơi trên cuộn cảm L như sau:

$$V_L = \frac{1}{T}\int_0^T v_L(t)dt = \frac{1}{T}\int_0^{DT} V_{in}dt + \frac{1}{T}\int_{DT}^{T}(V_{in} - V_{C3})dt = V_{in} - V_{C3}(1-D) = 0 \tag{12}$$

Từ phương trình (12), ta suy ra được biểu thức điện áp trung bình trên C_3 như sau:

$$V_{C3} = V_{in}/(1-D) \tag{13}$$

Kết hợp phương trình (2), (8) và (13), ta có được biểu thức điện áp trung bình trên các tụ C_X như sau:

$$V_{CX} = V_{in}/(1-D)\ \text{, với X là 1-5} \tag{14}$$

Từ hình 2(a), ta có điện áp đầu ra V_O chính bằng tổng điện áp trung bình trên các tụ điện C_3-C_5, ta có được phương trình sau:

$$V_O = V_{C3} + V_{C4} + V_{C5} = 3V_{in}/(1-D) \tag{15}$$

Từ phương trình (15), độ lợi điện áp G của mạch tăng áp được xác định như sau:

$$G_{CCM} = V_O/V_{in} = 3/(1-D) \tag{16}$$

Trong một chu kỳ chuyển mạch T, giá trị dòng điện trung bình trên các tụ điện C_1-C_5 bằng không, ta có phương trình như sau:

$$I_{CX} = \frac{1}{T}\int_0^T i_{CX}(t)dt = \frac{1}{T}\int_0^{DT} I_{CX(ON)}dt + \frac{1}{T}\int_{DT}^{T} I_{CX(OFF)}dt = 0, \text{ với X là 1-5} \quad (17)$$

Áp dụng phương trình (4-6), (10) và (11) vào phương trình (17), dòng điện chạy qua các tụ điện C_1 -C_5 khi chuyển mạch ON và OFF thu được như sau:

$$\begin{cases} I_{C1(ON)} = \dfrac{-2I_R}{D},\ I_{C2(ON)} = \dfrac{I_R}{D} \\ I_{C3(ON)} = \dfrac{-I_R(2+D)}{D},\ I_{C4(ON)} = \dfrac{-I_R(1+D)}{D}; \\ I_{C5(ON)} = -I_R \end{cases} \begin{cases} I_{C1(OFF)} = \dfrac{2I_R}{1-D},\ I_{C2(OFF)} = \dfrac{-I_R}{1-D} \\ I_{C3(OFF)} = \dfrac{(2+D)I_R}{1-D},\ I_{C4(OFF)} = \dfrac{I_R(1+D)}{1-D} \\ I_{C5(OFF)} = \dfrac{DI_R}{1-D} \end{cases} \quad (18)$$

2.2. Phân tích tín hiệu nhỏ và thiết kế bộ điều khiển PI

2.2.1. Phân tích tín hiệu nhỏ

Để tính giá trị trung bình của điện áp trên cuộn cảm L, dòng điện qua các tụ điện C_3-C_5 và điện áp đầu ra V_O trong một chu kỳ T, ta có được các phương trình sau:

$$\begin{cases} L\dfrac{d\bar{i}_L}{dt} = (\bar{v}_{dc} - r_L\bar{i}_L)\bar{d} + (\bar{v}_{dc} - \bar{v}_{C3} - r_L\bar{i}_L)(1-\bar{d}) \\ C_3\dfrac{d\bar{v}_{C3}}{dt} = (-\bar{i}_R - \bar{i}_{C1(ON)})\bar{d} + (\bar{i}_L - \bar{i}_R)(1-\bar{d}) \\ C_4\dfrac{d\bar{v}_{C4}}{dt} = (-\bar{i}_R - \bar{i}_{C2(ON)})\bar{d} + (\bar{i}_{C3(OFF)} - \bar{i}_L - \bar{i}_{C1(OFF)})(1-\bar{d}) \\ C_5\dfrac{d\bar{v}_{C5}}{dt} = (-\bar{i}_R)\bar{d} + (\bar{i}_{C3(OFF)} - \bar{i}_L - \bar{i}_{C2(OFF)})(1-\bar{d}) \\ \bar{v}_O = (\bar{v}_{C3} + \bar{v}_{C4} + \bar{v}_{C5})\bar{d} + (\bar{v}_{C3} + \bar{v}_{C4} + \bar{v}_{C5})(1-\bar{d}) \end{cases} \quad (19)$$

Giả định rằng tín hiệu trung bình ($\bar{x}$) bao gồm thành phần DC là X và một tín hiệu nhỏ AC là $\tilde{x}$, ta thu được: $\bar{x} = X + \tilde{x}$ và $\tilde{x} << X$. Từ phương trình (18) ta có được: $\bar{i}_{C1(ON)} = -2\bar{i}_R/\bar{d}$, $\bar{i}_{C1(OFF)} = 2\bar{i}_R/(1-\bar{d})$, $\bar{i}_{C2(ON)} = \bar{i}_R/\bar{d}$, $\bar{i}_{C2(OFF)} = -\bar{i}_R/(1-\bar{d})$ và $\bar{i}_{C3(OFF)} = \left[(2+\bar{d})\bar{i}_R\right]/(1-\bar{d})$, thế vào phương trình (19), sau đó rút gọn và áp dụng phép biến đổi Laplace lên cả hai vế, các phương trình thu được như sau:

$$\begin{cases} L\dfrac{d(I_L+\tilde{i}_L)}{dt} = Ls(I_L+\tilde{i}_L) = V_{dc} + \tilde{v}_{dc} - (V_{C3}+\tilde{v}_{C3})(1-D-\tilde{d}) - r_L\left(I_L+\tilde{i}_L\right) \\ C_3\dfrac{d(V_{C3}+\tilde{v}_{C3})}{dt} = C_3s(V_{C3}+\tilde{v}_{C3}) = (I_R+\tilde{i}_R) + (I_L+\tilde{i}_L)(1-D-\tilde{d}) \\ C_4\dfrac{d(V_{C4}+\tilde{v}_{C4})}{dt} = C_4s(V_{C4}+\tilde{v}_{C4}) = -(I_R+\tilde{i}_R) - (I_L+\tilde{i}_L)(1-D-\tilde{d}) \\ C_5\dfrac{d(V_{C5}+\tilde{v}_{C5})}{dt} = C_5s(V_{C5}+\tilde{v}_{C5}) = 3(I_R+\tilde{i}_R) - (I_L+\tilde{i}_L)(1-D-\tilde{d}) \\ V_O + \tilde{v}_O = V_{C3} + \tilde{v}_{C3} + V_{C4} + \tilde{v}_{C4} + V_{C5} + \tilde{v}_{C5} \end{cases} \quad (20)$$

Từ phương trình (20), ta được các phương trình (AC) được biểu diễn như sau:

$$\begin{cases} \tilde{v}_{C3} = \dfrac{\tilde{i}_R - I_L\tilde{d} + \tilde{i}_L(1-D)}{C_3 s} \\ \tilde{v}_{C4} = \dfrac{-\tilde{i}_R + I_L\tilde{d} - \tilde{i}_L(1-D)}{C_3 s} \\ \tilde{v}_{C5} = \dfrac{3\tilde{i}_R + I_L\tilde{d} - \tilde{i}_L(1-D)}{C_3 s} \end{cases} ; \begin{cases} \tilde{i}_L = \dfrac{\tilde{v}_{dc} + V_{C3}\tilde{d} - (1-D)\tilde{v}_{C3}}{Ls + r_L} \\ \tilde{v}_O = \tilde{v}_{C3} + \tilde{v}_{C4} + \tilde{v}_{C5} \end{cases} \quad (21)$$

Dựa vào phương trình (21), ta sẽ thu hàm truyền $G_{\tilde{v}_{C3}}(s)$, $G_L(s)$, $G_{C4}(s)$ và $G_{C5}(s)$ như sau:

$$\begin{cases} G_{\tilde{v}_{C3}}(s) = \dfrac{\tilde{v}_{C3}}{d}\Big|_{\substack{\tilde{v}_{dc}=0 \\ \tilde{i}_R=0}} = \dfrac{V_{C3}(1-D) - I_L(Ls+r_L)}{LC_3 s^2 + r_L C_3 s + (1-D)^2} \\ G_L(s) = \dfrac{\tilde{i}_L}{d}\Big|_{\substack{\tilde{v}_{dc}=0 \\ \tilde{v}_{C3}=0}} = \dfrac{V_{C3}}{Ls+r_L} \end{cases} ; \begin{cases} G_{C4}(s) = \dfrac{\tilde{v}_{C4}}{\tilde{i}_L}\Big|_{\substack{\tilde{i}_R=0 \\ \tilde{d}=0}} = \dfrac{-(1-D)}{C_4 s} \\ G_{C5}(s) = \dfrac{\tilde{v}_{C5}}{\tilde{i}_L}\Big|_{\substack{\tilde{i}_R=0 \\ \tilde{d}=0}} = \dfrac{-(1-D)}{C_5 s} \end{cases} \quad (22)$$

Dựa vào phương trình (22), ta tìm được các hàm truyền $G_{\tilde{v}_{C4}}(s)$ và $G_{\tilde{v}_{C5}}(s)$ như sau:

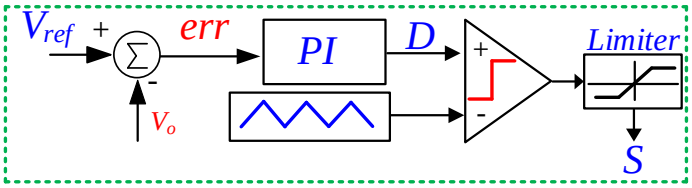
$$\begin{cases} G_{\tilde{v}_{C4}} = G_{C4}(s)G_L(s) = \dfrac{\tilde{v}_{C4}}{d} = \dfrac{\tilde{v}_{C4}}{\tilde{i}_L}\dfrac{\tilde{i}_L}{d} = \dfrac{V_{C3}}{Ls+r_L}\dfrac{-(1-D)}{C_4 s} = \dfrac{-V_{C3}(1-D)}{(Ls+r_L)C_4 s} \\ G_{\tilde{v}_{C5}} = G_{C5}(s)G_L(s) = \dfrac{\tilde{v}_{C5}}{d} = \dfrac{\tilde{v}_{C5}}{\tilde{i}_L}\dfrac{\tilde{i}_L}{d} = \dfrac{V_{C3}}{Ls+r_L}\dfrac{-(1-D)}{C_5 s} = \dfrac{-V_{C3}(1-D)}{(Ls+r_L)C_5 s} \end{cases} \quad (23)$$

Từ phương trình (22) và (23), ta sẽ thu hàm truyền dưới dạng $G(s) = \tilde{v}_O / \tilde{d}$ như sau:

$$\begin{cases} G(s) = G_{\tilde{v}_{C3}}(s) + G_{\tilde{v}_{C4}}(s) + G_{\tilde{v}5}(s) = \dfrac{\tilde{v}_{C3} + \tilde{v}_{C4} + \tilde{v}_{C5}}{d} = \dfrac{\tilde{v}_O}{d} \\ G(s) = \dfrac{-I_L C_3^2 L^2 s^3 - (2I_L C_3^2 L r_L + AV_{C3}C_3^2 L)s^2 - (I_L C_3^2 r_L^2 + AV_{C3}C_3^2 r_L)s - 2V_{C3}C_3 A^3}{C_3^3 L^2 s^4 + 2C_3^3 r_L L s^3 + (A^2 C_3^2 L + C_3^3 r_L^2)s^2 + AC_3^2 r_L s} \end{cases} \quad (24)$$

Với: $A = 1-D$, $C_3 = C_4 = C_5$.

2.2.2. Thiết kế bộ điều khiển PI và mô phỏng cho mạch nghiên cứu



Hình 3. *Sơ đồ điều khiển PI cho cấu hình nghiên cứu.*

Hình 3 mô tả sơ đồ điều khiển PI cho cấu hình nghiên cứu. Điện áp đầu ra V_O được kiểm soát bởi một bộ điều khiển PI, như được minh họa trong hình 3. Ta tiến hành tính toán tham số của bộ điều khiển PI, hàm truyền của bộ điều khiển PI có dạng:

$$PI(s) = K_P + \frac{K_I}{s} \tag{25}$$

Với: K_P và K_I lần lượt là hệ số tỉ lệ và độ lợi tích phân của bộ điều khiển PI(s).

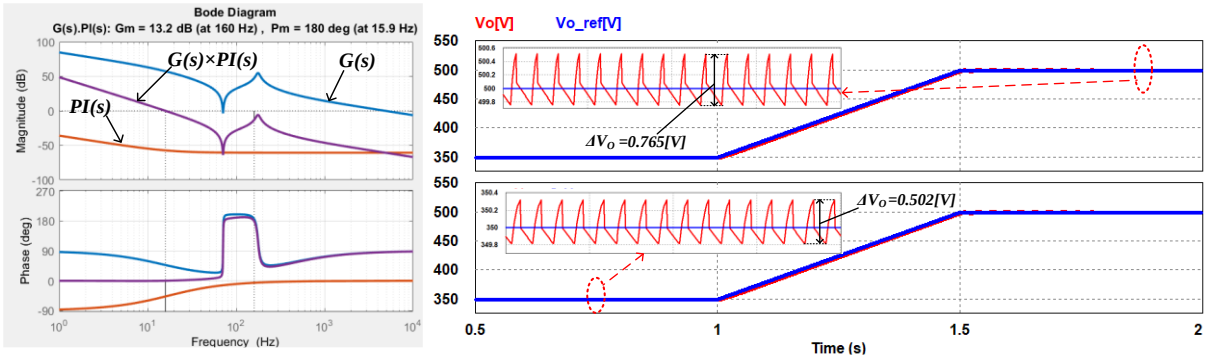
Gọi độ dự trữ pha là P_m, pha của hệ thống tại tần số cắt f_c là PHS thì góc pha cần cho bộ PI tại tần số cắt f_c và giá trị của hệ số K và K_P cần tìm là:

$$Degree = 180 - PM + PHS;\ \begin{cases} K = \tan(Degree) \times 2\pi \times f_c \\ K_p = \dfrac{1}{|G(f_c)| \times |PI(f_c)|} \end{cases} \tag{26}$$

Thực hiện thiết kế hệ thống sau khi điều khiển có PM = 180^0, tần số cắt biên $f_c = 15.9Hz$. Từ công thức (26) với điện áp đầu vào là 50-V và điện áp DC đầu ra trong khoảng từ 350-V đến 500-V, ta tính được hệ số K_P, K_I như sau:

$$\begin{cases} K = 108.2812 \\ K_P = 9.2345 \times 10^{-4} \end{cases};\ \begin{cases} K_I = K \times K_P = 0.1 \\ K_P = 9.2345 \times 10^{-4} \end{cases} \tag{27}$$

Dựa trên biểu đồ Bode ở hình 4(a), hệ thống có độ dự trữ biên độ (Gm) là 13.2 dB và độ dự trữ pha (Pm) là 180 deg. Do đó, các giá trị Gm và Pm của hệ thống đều dương, cho thấy hệ thống trở nên ổn định theo tiêu chuẩn Bode [22]. Đối với hình 4(b), với điện áp đặt V_{O_ref} từ 350-V đến 500-V nhờ bộ điều khiển PI điều chỉnh điện áp V_O luôn bám và tiến gần đến giá trị tham chiếu V_{O_ref}, có độ gợn điện áp đầu ra ΔV_O là 0.765-V ở điện áp V_{O_ref}[500-V] và 0.502-V ở điện áp V_{O_ref}[350-V].



a) *b)*

Hình 4. a) *Biểu đồ Bode của G(s), PI(s) và G(s).PI(s).*
b) Kết quả mô phỏng của điện áp đầu ra V_O và điện áp đặt đầu ra V_{O_ref}.

2.3. Lựa chọn linh kiện

2.3.1. Lựa chọn cuộn cảm

Dựa vào phương trình (1) xác định được độ gợn dòng điện trên cuộn dây L. Để tính toán được giá trị L thì độ gợn dòng điện ΔI_L phải thỏa điều kiện: $\Delta I_L < \%y_{I_L} I_L$, với $\%y_{I_L}$ là phần trăm cực đại cho phép của độ gợn dòng điện lên cuộn dây. Từ đó, ta thu được biểu thức tính giá trị cuộn cảm L như sau:

$$\Delta I_L = (V_{in} DT)/L = (V_{in} D)/(Lf);\ L \geq \left[R(1-D)^2\right]/(9\%y_{I_L} f) \tag{28}$$

2.3.2. Lựa chọn tụ điện

Thay (18) vào phương trình tính toán dòng điện của các tụ điện C_X: $I_{CX} = C_X dV_{CX} / dt$, với X là 1-5 trong khoảng thời gian (0 - DT). Để tính toán được giá trị điện dung các tụ điện C_X thì độ gợn điện áp trên các tụ C_X phải thỏa điều kiện: $\Delta V_{CX} < \%x_{V_{CX}} V_{CX}$, với $\%x_{V_{CX}}$ là phần trăm cực đại cho phép của độ gợn điện áp lên tụ điện. Từ đó, ta xác định được giá trị của các tụ C_X như sau:

$$\begin{cases} \Delta V_{C1} = \dfrac{2I_R T}{C_1}, \ \Delta V_{C2} = \dfrac{I_R T}{C_2} \\ \Delta V_{C3} = \dfrac{(2+D) I_R T}{C_3}, \ \Delta V_{C4} = \dfrac{(1+D) I_R T}{C_4}; \\ \Delta V_{C5} = \dfrac{D I_R T}{C_5} \end{cases} \begin{cases} C_1 \geq \dfrac{6}{\%x_{V_{C1}} Rf}, \ C_2 \geq \dfrac{3}{\%x_{V_{C2}} Rf} \\ C_3 \geq \dfrac{3(2+D)}{\%x_{V_{C3}} Rf}, \ C_4 \geq \dfrac{3(1+D)}{\%x_{V_{C4}} Rf} \\ C_5 \geq \dfrac{3D}{\%x_{V_{C5}} Rf} \end{cases} \quad (29)$$

2.3.3. Lựa chọn linh kiện khóa bán dẫn và diode.

Từ hình 2(a), khi khóa *S* dẫn trong chế độ 1, dòng điện $I_S = I_L + I_{C1(ON)}$, do đó dòng điện đi qua khóa *S* được trình bày như sau:

$$I_S = I_R (2+D) / \left[D(1-D) \right] \quad (30)$$

Từ hình 2(a), diode D_2 và D_4 phân cực thuận, dòng điện $I_{D2} = I_{C4(ON)} - I_{C3(ON)}$, $I_{D4} = I_{C2(ON)}$. Từ hình 2(b), diode D_1, D_3 và D_5 phân cực thuận, dòng điện $I_{D1} = I_{C3(OFF)} - I_{C4(OFF)}$, $I_{D5} = -I_{C2(OFF)}$, $I_{D3} = I_{C4(OFF)} - I_{C5(OFF)}$, do đó dòng điện qua các diode D_1 - D_5 được trình bày như sau:

$$I_{D2} = I_{D4} = I_R / D; I_{D1} = I_{D5} = I_{D3} = I_R / (1-D) \quad (31)$$

Từ đó, ta sẽ có thông số kỹ thuật của cấu hình nghiên cứu được trình bày trong bảng 1:

Bảng 1. *Thông số kỹ thuật của linh kiện trong cấu hình nghiên cứu*

Tên linh kiện	Thông số kỹ thuật
Cuộn cảm L	1mH 20A
Tụ điện C_1 - C_5	820uF 450V
Diode D_1 - D_5 (C4D40120H)	**I_F: 128A (25 ℃)**, V_{RRM}: 1200V, V_F: 1.5V
Khóa S_1 (C3M0040120D)	**I_D: 66A (25 ℃)**, V_{DS}: 1200V, $R_{DS\ (on)}$: 40mΩ

3. Kết quả mô phỏng và thực nghiệm

Để kiểm chứng các lý thuyết được phân tích ở trên, nhóm nghiên cứu đã tiến hành chạy mô phỏng và thực nghiệm, với thông số mô phỏng và thực nghiệm được trình bày ở bảng 2.

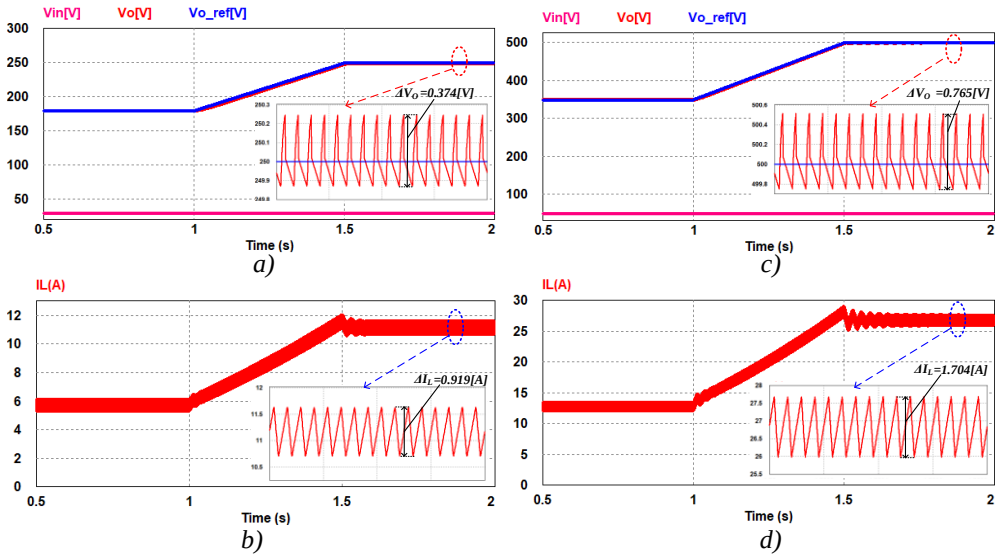
Bảng 2. *Các thông số mô phỏng và thực nghiệm*

Thông số	Ký hiệu	Giá trị
Điện áp đầu vào	V_{in}	30 – 50 V
Tần số chuyển mạch	f	20 kHz
Duty Cycle	D	0 < D ≤ 1
Tải	R	200 Ω
Điện áp đầu ra	Vo	180 - 500 V

JTE
HCMUTE
ISSN: 1859-1272

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

3.1. Kết quả mô phỏng

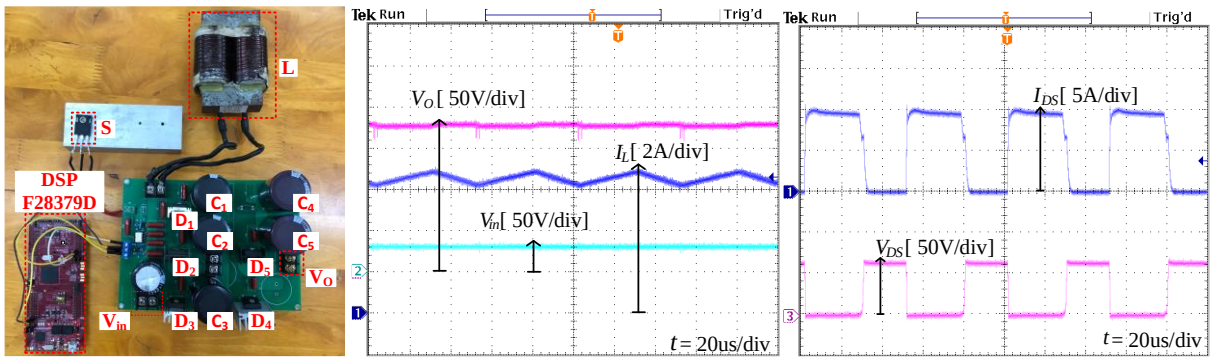


Hình 5. *a) Kết quả mô phỏng điện áp đầu vào V_{in} và điện áp đầu ra V_O với V_{O_ref} [180V-250V], b) Kết quả mô phỏng dòng điện trên cuộn cảm I_L với V_{O_ref} [180V-250V], c) Kết quả mô phỏng điện áp đầu vào V_{in} và điện áp đầu ra V_O với V_{O_ref} [350V-500V], d) Kết quả mô phỏng dòng điện trên cuộn cảm I_L với V_{O_ref} [350V-500V].*

Trong hình 5(a) và (b), điện áp đầu vào V_{in} là 30-V với điện áp đặt V_{O_ref} [180V-250V], tín hiệu điều khiển PI điều chỉnh điện áp *Vo* luôn bám và tiến gần đến giá trị tham chiếu V_{O_ref}, có độ gợn điện áp đầu ra ΔV_O và độ gợn dòng điện trên cuộn cảm ΔI_L lần lượt là 0.374-V và 0.919-A ở điện áp V_{O_ref} [250-V].

Trong hình 5(c) và (d), điện áp đầu vào V_{in} là 50-V với điện áp đặt V_{O_ref} [350V-500V], tín hiệu điều khiển PI điều chỉnh điện áp *Vo* luôn bám và tiến gần đến giá trị tham chiếu V_{O_ref}, có độ gợn điện áp đầu ra ΔV_O và độ gợn dòng điện trên cuộn cảm ΔI_L lần lượt là 0.765-V và 1.704-A ở điện áp V_{O_ref} [500-V].

3.2. Kết quả thực nghiệm



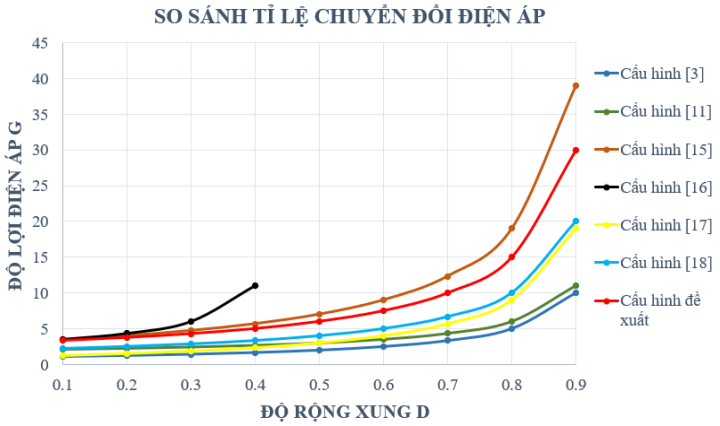
Hình 6. *a) Mô hình thực nghiệm cấu hình DC-DC tăng áp nghiên cứu, b) Kết quả thực nghiệm điện áp đầu vào V_{in}, đầu ra V_O và dòng điện trên cuộn cảm I_L, c) Kết quả thực nghiệm điện áp V_{DS} và dòng điện I_{DS} của khóa S.*

Thí nghiệm được thực hiện bởi mô hình như trình bày trong hình 6(a). Các thông số linh kiện và thông số thực nghiệm được trình bày lần lượt tại bảng 1 và bảng 2. Từ kết quả thực nghiệm được trình bày ở hình 6(b), với điện áp đầu vào của cấu hình đo được là 29.3-V, ta thu được điện áp đầu ra của cấu hình nghiên cứu là 178-V. Tuy nhiên, kết quả thực nghiệm có giá trị điện áp đầu ra thấp do có sự sụt giảm điện áp trên các phần tử công suất trong mô hình thực nghiệm. Ngoài ra, hình 6(b) còn trình bày kết quả dòng điện và độ gợn dòng điện trên cuộn cảm. Độ gợn dòng điện và dòng điện trung bình trên cuộn cảm *L* có giá trị là 0.96-A và 6.52-A, độ gợn phần trăm của dòng điện *L* thực nghiệm là 14.72%.

JTE
HCMUTE
ISSN: 1859-1272

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

Trong hình 6(c) trình bày kết quả thực nghiệm điện áp V_{DS} và dòng điện I_{DS} của khóa S. Điện áp V_{DS} và dòng điện I_{DS} của khóa S lần lượt là 69-V và 10.6-A.



Hình 7. *So sánh tỉ lệ chuyển đổi điện áp với các nghiên cứu khác (chế độ CCM).*

Bảng 3. *Bảng so sánh độ lợi điện áp ở chế độ CCM và số linh kiện của các cấu hình nghiên cứu.*

Cấu hình DC-DC tăng áp	Số lượng linh kiện				Độ lợi điện áp G
	S	L	D	C	
Traditional Boost [3]	1	1	1	1	1/(1-D)
Bài báo [11]	1	1	2	2	(2-D)/(1-D)
SC-ANC [15]	2	2	3	3	(3+D)/(1-D)
SCDS [16]	2	1	4	3	(3-2D)/(1-2D)
Bài báo [17]	1	2	2	3	(1+D)/(1-D)
Bài báo [18]	2	1	3	3	2/(1-D)
Cấu hình nghiên cứu	1	1	5	5	3/(1-D)

4. Kết luận

Bài báo này đã trình bày về một cấu hình DC-DC tăng áp dựa trên kỹ thuật chuyển tụ. Với nhiều linh kiện tụ điện, mức gợn sóng điện áp trên đầu ra thấp giúp ổn định điện áp và độ lợi điện áp được tăng cao. So với các cấu hình tăng áp cũng dựa trên kỹ thuật chuyển tụ [15], [16], cấu hình DC-DC tăng áp nghiên cứu sử dụng ít linh kiện như MOSFET, cuộn cảm. Do đó, cấu hình tăng áp có thể được thiết kế với các linh kiện tối ưu chi phí. Hơn nữa, việc sử dụng một MOSFET làm giảm độ phức tạp trong việc tính toán, giảm kích thước tổng thể khi thiết kế mạch và cũng như đơn giản khi điều khiển mạch. Trong tương lai cấu hình DC-DC tăng áp được nghiên cứu sẽ được ứng dụng cho các hệ thống năng lượng tái tạo, đặc biệt là hệ thống PV. Điều này hứa hẹn mang lại những lợi ích về nâng cao điện áp DC cho cấu hình nghịch lưu và giảm chi phí cũng như cải thiện tính ổn định và đáng tin cậy của hệ thống.

Lời cảm ơn

Bài báo này được thực hiện với sự hỗ trợ của dự án sinh viên nghiên cứu khoa học năm 2024 Trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật Thành phố Hồ Chí Minh với mã số đề tài SV2024-160.

Xung đột lợi ích

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

TÀI LIỆU THAM KHẢO

[1] X. Guo, S. Lou, Y. Wu, and Y. Wang, "Low-carbon Operation of Combined Heat and Power Integrated Plants Based on Solar-assisted Carbon Capture," *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, vol. 10, no. 5, 2022.

[2] Columbia Center for Childrens Environmental Health, Department of Environmental Health Sciences, Mailman School of Public Health, Columbia University, "Pollution from Fossil-Fuel Combustion is the Leading Environmental Threat to Global Pediatric Health and Equity: Solutions Exist", *J. Environ. Res. Public Health*, 2017, doi: 10.3390/ijerph15010016.

[3] B. M. Hasaneen and A. A. E. Mohammed, "Design and simulation of DC/DC boost converter," *2008 12th International Middle-East Power System Conference*, Aswan, Egypt, 2008, pp. 335-340

[4] C. Yao, X. Ruan, and X. Wang, "Automatic mode-shifting control strategy with input voltage feed-forward for full-bridge-boost dc–dc converter suitable for wide input voltage range," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 3, pp. 1668–1682, Mar. 2015.

[5] C. Yao, X. Ruan, X. Wang, and C. K. Tse, "Isolated Buck-Boost DC/DC Converters Suitable for Wide Input-Voltage Range", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 9, pp. 2599-2613, 2011

[6] F. Zhang, L. Xiao, and Y. Yan, "Bi-directional forward-flyback DC-DC converter," *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*, Aachen, Germany, 2004, vol. 5, pp. 4058-4061.

[7] Y. P. Hsieh, J. F. Chen, L. S. Yang, C. Y. Wu, and W. S. Liu," High-conversion-raito bidirectional DC/DC converter with couple inductor", *IEEE Trans. Ind. Electron*, vol. 60, no.4, pp. 1503-1511, Apr. 2013.

[8] R. J. Wai, R. Y. Duan, and K. H. Jheng, "High-efficiency bidirectional dc–dc converter with high-voltage gain," *IET Power Electron.*, vol. 5, no. 2, pp. 173–184, Feb. 2012.

[9] K. Kuwabara and E. Miyachika, "Switched - Capacitor DC-DC converters," *Proc. IEEE Int. Telecommu. Energy Conf.*, 1988, INTELEC '88, San Diego, USA, Nov. 1988, pp. 213-218

[10] A. Ioinovici, "Switched-capacitor Power Electronics Circuits," *IEEE Circuits Syst. Mag.*, vol. 1, 3rd Quarter, 2001, pp. 37-42

[11] Y. Hu and A. Ioinovici, "Simple switched-capacitor-boost converter with large DC gain and low voltage stress on switches," *2015 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, Lisbon, Portugal, 2015, pp. 2101-2104

[12] A. Janabi and B. Wang, "Switched-Capacitor Voltage Boost Converter for Electric and Hybrid Electric Vehicle Drives," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 6, pp. 5615-5624, June 2020

[13] G. Wu, X. Ruan, and Z. Ye, "Nonisolated high step-up DC–DC converters adopting switched-capacitor cell," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 1, pp. 383–393, Jan. 2015.

[14] D. V. Bui, H. Cha, and C. V. Nguyen, "Asymmetrical PWM Scheme Eliminating Duty Cycle Limitation in Input-Parallel Output-Series DC-DC Converter," *Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 3, pp. 2485 - 2490, 2022

[15] Y. Tang, T. Wang, and Y. He, "A Switched-Capacitor-Based Active-Network Converter With High Voltage Gain," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 6, pp. 2959-2968, June 2014

[16] M. K. Nguyen, T. D. Duong, and Y. C. Lim, "Switched-Capacitor-Based Dual-Switch High-Boost DC–DC Converter", in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 5, pp. 4181-4189, May 2018.

[17] B. W. Zhu and M. H. Vilathgamuwa " Single Switch High Step-up Boost Converter Based on a Novel Voltage Multiplier, " *IET Power Electronics*, 2019, doi: 10.1049/iet-pel.2019.0567.

[18] Y. Zhang, L. Zhou, M. Sumner, and P. Wang, "Single-Switch, Wide Voltage-Gain Range, Boost DC–DC Converter for Fuel Cell Vehicles," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 67, no. 1, pp. 134-145, Jan. 2018.

[19] J. C. R. Caro, J. M. Ramirez, F. Z. Peng, and A. Valderrabano, "A DC–DC multilevel boost converter," *IET Power Electron.*, no. 3, pp. 129–137, 2010.

[20] J. C. R. Caro, J. M. Ramirez, and P. M. G. Vite, "Novel DC-DC Multilevel Boost Converter," *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Rhodes, Greece, 2008, pp. 2146-2151,

[21] M. E. Ahmed, M. Mousa, and M. Orabi, "Development of High Gain and Efficiency Photovoltaic System Using Multilevel Boost Converter Topology," *2010 The 2nd International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems*, 2012, pp. 898-903, doi: 10.1109/PEDG.2010.5545756.

[22] N. T. P. Ha and H. T. Hoang, "Automatic Control Theory", (in Vietnamese), Ho Chi Minh City National University Publishing House, 2005.

Nghi Hoang Tan was born in Viet Nam, in 2003. He is a junior student at Ho Chi Minh City University of Technology and Education, Viet Nam and his major in Electrical and Electronic.
Email: 21142592@student.hcmute.edu.vn. ORCID: https://orcid.org/0009-0007-6740-5554.

Duong Truong Khang was born in Viet Nam, in 2003. He is a junior student at Ho Chi Minh City University of Technology, Viet Nam and his major in Control and Automation.
Email: khang.duongtruong@hcmut.edu.vn. ORCID: https://orcid.org/0009-0006-6964-6629

Tran Thanh Nam was born in Viet Nam, in 2003. He is a junior student at Ho Chi Minh City University of Technology and Education, Viet Nam and his major in Electrical and Electronic.
Email: 21142560@student.hcmute.edu.vn. ORCID: https://orcid.org/0009-0002-4568-1789

Hoang Minh Dat was born in Viet Nam, in 2002. He is an undergraduate student in Electrical and Electronics Engineering Technology at Ho Chi Minh City University of Technology and Education, Viet Nam.
Email: 20142483@student.hcmute.edu.vn. ORCID: https://orcid.org/0009-0003-4353-3413

Do Duc Tri. (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