

Cấu hình quadratic DC-DC tăng áp nhằm giảm điện áp trên tụ

A quadratic DC-DC boost converter with capacitor voltage rating reduction

Ngô Nguyễn Hồ¹, Trần Vĩnh Thanh^{1*}, Đỗ Đức Trí¹, Trương Việt Anh¹

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

*Corresponding author E-mail: thanhtv@hcmute.edu.vn

<https://doi.org/10.64032/mca.v29i3.341>

Abstract

This paper presents a quadratic DC-DC boost converter topology featuring high voltage gain, common-ground (CG) characteristic, and simplified control with a single active power semiconductor switch. Steady-state analysis and small signal analysis are conducted to model and determine the transfer function of the proposed DC-DC converter. Based on transfer function, the parameters of controllers are determined. The configuration is controlled by two proportional-integral (PI) controllers. The proposed converter are controlled by two closed-loop controllers with feedback references of output voltage and input inductor current. Simulation results are carried out using PSIM software and a 200W experimental prototype with a resistive load to verify the accuracy of the proposed control method.

Keywords: DC-DC converter; Quadratic boost; Common-ground; Improving Capacitor Voltages; Small signal analysis

Các ký hiệu

Ký hiệu	Mô tả
$G_{vi}(s)$, $G_{id}(s)$	Hàm truyền

Các từ viết tắt

PWM	pulse width modulation
CG	common-ground
PI	proportional-intergral

Tóm tắt

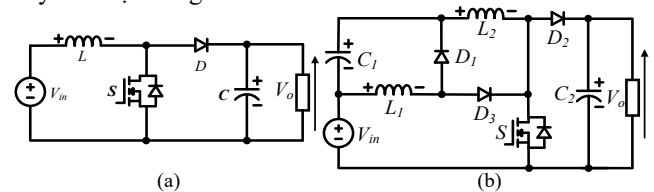
Bài báo trình bày cấu hình quadratic DC-DC tăng áp với độ lợi điện áp cao, có tính chất common-ground (CG), và chỉ sử dụng một khóa công suất tích cực nhằm đơn giản trong việc điều khiển. Phân tích trạng thái xác lập và phân tích tín hiệu nhỏ được thực hiện nhằm mô hình hóa và xác định hàm truyền của mạch DC-DC đề xuất. Dựa trên kết quả hàm truyền, các thông số của bộ điều khiển được lựa chọn. Cấu hình được điều khiển bằng hai bộ điều khiển tỉ lệ tích phân (proportional-intergral - PI). Phương pháp điều khiển đề xuất sử dụng hai vòng kín với các giá trị hồi tiếp tham chiếu là điện áp ngõ ra và dòng điện cuộn cảm ngõ vào. Mô phỏng được tiến hành trên phần mềm PSIM và mô hình thực nghiệm với công suất 200W tải thuần trở nhằm kiểm chứng tính đúng đắn của các phương pháp điều khiển đề xuất.

1. Giới thiệu

Gần đây, quá trình khai thác năng lượng từ các nguồn năng lượng tái tạo rất được quan tâm do các vấn đề về biến đổi khí hậu và sự cạn kiệt dần của các nguồn nhiên liệu truyền thống. Do đó, việc chuyển đổi nguồn năng lượng sử dụng đã trở nên cực kì quan trọng để đạt được các mục tiêu bền vững trong chiến lược toàn cầu [1]. Phát triển các ứng dụng năng lượng tái tạo một cách cấp thiết được xem là giải pháp hiệu quả nhất [2]. Sự tiến bộ trong công nghệ của các bộ chuyển đổi trong lĩnh vực điện tử công suất đã tạo nên một giải pháp đầy hứa hẹn cho vấn đề này. Một hệ thống điện được tạo nên từ các nguồn năng lượng tái tạo có thể được truyền sang lưới điện

với quy mô từ nhỏ đến lớn [3]. Điện áp nhận được từ các tấm pin năng lượng mặt trời là thường có giá trị nhỏ, do đó các bộ chuyển đổi DC-DC tăng áp đóng vai trò quan trọng như một hệ thống trung gian để nâng cao điện áp ngõ vào [4]. Cấu hình cơ bản nhất của một bộ chuyển đổi tăng áp truyền thống có thể tăng cường điện áp ngõ vào thấp đến một mức cần thiết bằng cách sử dụng phương pháp điều khiển điều chế độ rộng xung (PWM) [5].

Cấu hình bộ chuyển đổi DC-DC tăng áp truyền thống được trình bày như hình 1(a). Hoạt động của mạch chủ yếu dựa trên trạng thái đóng cắt của khóa công suất tích cực S và nguyên lý nạp, xả của các thành phần linh kiện thụ động như cuộn cảm L , tụ điện C để thu được giá trị điện áp ngõ ra cao hơn so với giá trị điện áp ngõ vào. Với độ lợi $1/(1 - D)$ với D là hệ số công tác của khóa bán dẫn tích cực, bộ chuyển đổi tăng áp truyền thống không thể đáp ứng yêu cầu tăng điện áp với độ lợi cao [6], [7]. Ghép tầng các bộ chuyển đổi là phương pháp đơn giản nhất để đạt được mức tăng điện áp cao, được gọi là bộ chuyển đổi tăng áp ghép tầng hay quadratic boost converters. Cấu trúc ghép tầng đòi hỏi nhiều thành phần phụ thuộc vào số tầng, dẫn đến hiệu suất thấp, mạch phức tạp và chi phí cao [8]. Do đó, có rất nhiều nghiên cứu để cải thiện vấn đề này đã được công bố.

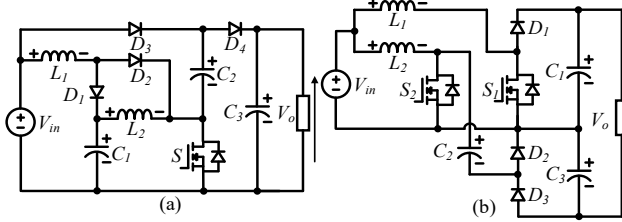


Hình 1: Cấu hình DC-DC tăng áp: (a) Truyền thống; (b) Nghiên cứu [9]

Cấu hình đề xuất trong nghiên cứu [9] ở hình 1(b) nổi bật với độ lợi điện áp cao: $1/(1 - D)^2$ và điện áp đặt trên tụ điện thấp hơn so với cấu hình quadratic tăng áp truyền thống. Độ lợi điện áp đã được cải thiện hơn $1/(1 - D)$ lần so với mạch tăng áp truyền thống.

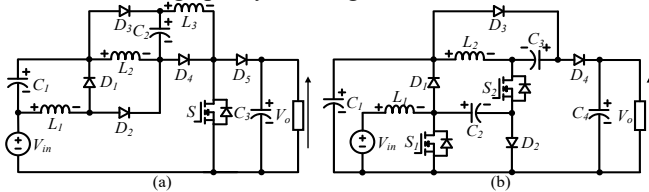
Hay trong nghiên cứu [10] đã đề xuất cấu hình như hình 2(a) với độ lợi điện áp: $(D^2 - 2D + 2)/(1 - D)^2$, cấu hình này gấp $(D^2 - 2D + 2)/(1 - D)$ lần so với độ lợi mạch tăng áp truyền thống. Bên cạnh yêu cầu về độ lợi điện áp cao, một thách thức

quan trọng khác của các bộ chuyển đổi năng lượng trong lĩnh vực năng lượng tái tạo là phải đạt được giá trị gợn sóng dòng điện ngõ vào thấp. Giải pháp đơn giản nhất là việc sử dụng cuộn cảm lớn giúp giảm độ gợn sóng, nhưng cuộn cảm lớn dẫn đến mạch có kích thước lớn và đắt tiền. Ngoài ra, một cuộn cảm lớn cũng làm chậm đáp ứng (transient response) của bộ chuyển đổi [11].



Hình 2: Cấu hình DC-DC tăng áp: (a) Nghiên cứu [10]; (b) Nghiên cứu [11]

Do đó, nghiên cứu [11] đã đề xuất cấu hình như hình 2(b) nhằm cải thiện độ gợn sóng dòng điện trên cuộn dây. Cấu hình bộ chuyển đổi DC-DC tăng áp này kết hợp hai dạng nguyên lý được sử dụng phổ biến trong các bộ chuyển đổi công suất hiện đại: 1) tại ngõ vào của bộ chuyển đổi, hai cuộn cảm được đặt xen kẽ để giảm độ gợn sóng dòng điện đầu vào và 2) tại ngõ ra, một hệ chuyển tụ (switched capacitor) được sử dụng để tăng cường độ lợi điện áp đầu ra. Hệ chuyển tụ ngõ ra được cải thiện bằng cách sử dụng một cuộn cảm cộng hưởng nhỏ L_3 để hạn chế dòng điện cực đại do quá trình đóng cắt khóa công suất và nhờ đó ngăn chặn các gai dòng lớn [11]. Với giá trị độ lợi điện áp ngõ ra: $1/[D(1-D)]$, cấu hình đã cải thiện độ lợi gấp $1/D$ lần so với mạch tăng áp truyền thống.



Hình 3: Cấu hình DC-DC tăng áp: (a) Nghiên cứu [12]; (b) Nghiên cứu [5]

Nghiên cứu [12] cũng đã đề xuất một cấu hình quadratic DC-DC tăng áp mới như hình 3(a). Độ lợi điện áp là: $2/(1-D)^2$ gấp đôi so với bộ chuyển đổi quadratic tăng áp truyền thống. Trong nghiên cứu [5], một cấu hình tăng áp như hình 3(b) đã được đề xuất. Cấu hình nổi bật với việc ít trạng thái hoạt động và linh kiện hơn so với các bộ chuyển đổi interleaved tăng áp cải tiến nhưng vẫn đạt được độ lợi điện áp rất cao: $(3-D)/(1-D)^2$. Cùng với đó, cấu hình cũng có dòng điện ngõ vào liên tục, 2 khóa công suất tích cực dùng chung một tín hiệu điều khiển và tính chất CG giữa ngõ vào và tải ngõ ra.

Những phân tích trên chứng tỏ tầm quan trọng của các bộ chuyển đổi DC-DC tăng áp trong nhiều lĩnh vực thực tế. Bài báo này đề xuất và điều khiển một cấu hình quadratic DC-DC tăng áp với các ưu điểm sau: 1) cải thiện độ lợi điện áp so với mạch tăng áp truyền thống, 2) có tính chất CG giữa ngõ vào và tải ngõ ra, 3) một khóa công suất tích cực đơn giản trong việc điều khiển, 4) điện áp đặt thấp trên tụ điện, 5) điện áp đầu ra ổn định nhờ sử dụng bộ điều khiển PI. Cấu trúc còn lại của bài báo được chia thành 6 phần như sau: phần 2 trình bày nguyên lý hoạt động và tính toán lựa chọn linh kiện cho cấu hình mạch DC-DC tăng áp đề xuất; phần 3 trình bày so sánh với các cấu hình DC-DC tăng áp khác; phần 4 trình bày phân tích tín hiệu nhỏ và điều khiển vòng kín cấu hình đề xuất; phần

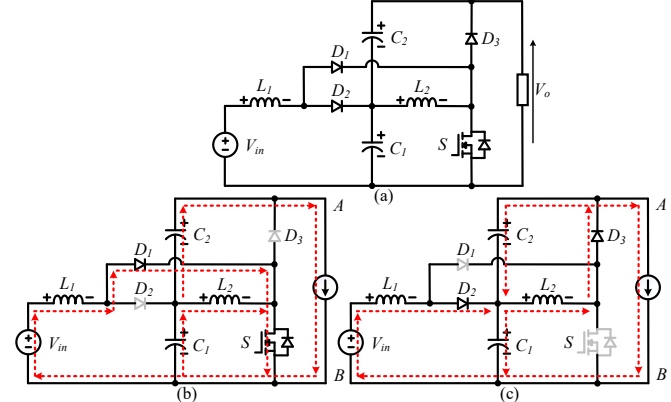
5 trình bày kết quả mô phỏng; phần 6 trình bày kết quả thực nghiệm; phần 7 trình bày kết luận của bài báo.

2. Cấu hình đề xuất

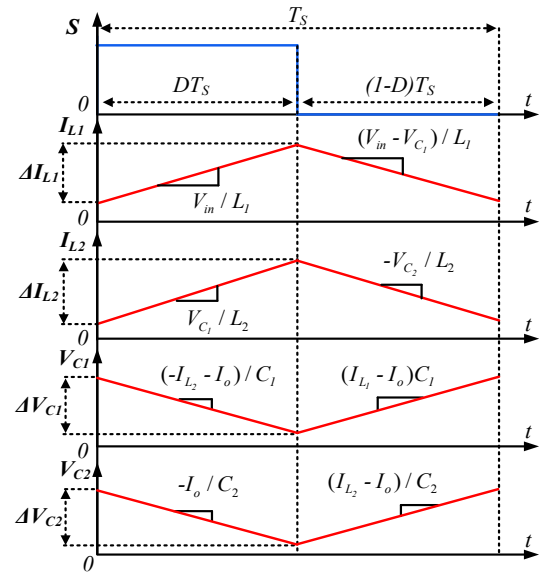
Sơ đồ nguyên lý cấu hình đề xuất được trình bày ở hình 4(a). Cấu hình bao gồm: 2 cuộn cảm L_1, L_2 ; 2 tụ điện ngõ ra C_1, C_2 ; 3 diode D_1, D_2, D_3 và 1 khóa bán dẫn tích cực S .

2.1. Nguyên lý hoạt động

Hoạt động của mạch được chia thành hai chế độ dựa trên trạng thái đóng ngắt của khóa công suất S như hình 4(b), 4(c).



Hình 4: Các chế độ hoạt động của cấu hình đề xuất: (a) Cấu hình đề xuất; (b) Chế độ I ($0 < DT$); (c) Chế độ II ($DT < T$)



Hình 5: Dạng sóng dòng điện cuộn cảm, điện áp tụ điện của cấu hình đề xuất

Trạng thái khóa công suất và các diode được trình bày ở bảng 1, các dạng sóng dòng điện cuộn cảm, điện áp tụ điện và khóa công suất được biểu diễn ở hình 5.

Bảng 1: Trạng thái hoạt động của cấu hình đề xuất

Chế độ	Khóa công suất	Diode			V_o
		D_1	D_2	D_3	
I ($0 < DT$)	On	On	Off	Off	$V_{C1} + V_{C2}$
II ($DT < T$)	Off	Off	On	On	

Ở chế độ I ($0 \leq DT$) với D là hệ số công tác của khóa bán dẫn tích cực S : Khóa S được kích đóng như hình 4(b). Khi này diode D_1 phân cực thuận, trong khi đó D_2 và D_3 phân cực ngược. Cuộn cảm L_1 được nạp năng lượng bởi nguồn V_{in} thông qua diode D_1 và khóa S . Hai tụ điện C_1 và C_2 xả năng lượng qua tải đồng thời tụ C_1 nạp năng lượng cho cuộn cảm L_2 . Hệ phương trình giá trị điện áp trên các cuộn cảm và dòng điện trên tụ điện ở chế độ này được biểu diễn như sau:

$$\begin{cases} V_{L_1} = L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} = V_{in} \\ V_{L_2} = L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} = V_{C_1} \\ I_{C_1} = C_1 \frac{dv_{C_1}}{dt} = -I_{L_2} - I_o \\ I_{C_2} = C_2 \frac{dv_{C_2}}{dt} = -I_o \end{cases} \quad (1)$$

Ở chế độ II ($DT \leq T$): Khóa S được kích ngắt như hình 4(c). Trong thời gian này, diode D_1 phân cực ngược, các diode D_2 , D_3 phân cực thuận. Cuộn cảm L_1 xả năng lượng qua diode D_2 nạp cho tụ C_1 , trong khi đó cuộn cảm L_2 xả năng lượng nạp cho tụ C_2 thông qua diode D_3 . Năng lượng xả của hai cuộn cảm cũng đồng thời cấp năng lượng cho tải. Điện áp trên các cuộn cảm, dòng điện trên tụ điện được biểu diễn như sau:

$$\begin{cases} V_{L_1} = L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} = V_{in} - V_{C_1} \\ V_{L_2} = L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} = -V_{C_2} \\ I_{C_1} = C_1 \frac{dv_{C_1}}{dt} = I_{L_1} - I_o \\ I_{C_2} = C_2 \frac{dv_{C_2}}{dt} = I_{L_2} - I_o \end{cases} \quad (2)$$

Cấu hình đề xuất được xem xét ở chế độ hoạt động liên tục của dòng điện cuộn cảm L_1 , L_2 . Trong trạng thái xác lập điện áp trung bình trên cuộn cảm bằng không. Do đó, giá trị điện áp trung bình trên các tụ C_1 , C_2 được xác định như sau:

$$\begin{cases} V_{C_1} = V_{in} / (1 - D) \\ V_{C_2} = V_{in} D / (1 - D)^2 \end{cases} \quad (3)$$

Từ phương trình (3), giá trị điện áp ngõ ra và độ lợi điện áp G được tính toán:

$$\begin{cases} V_o = V_{in} / (1 - D)^2 \\ G = V_o / V_{in} = 1 / (1 - D)^2 \end{cases} \quad (4)$$

Trong trạng thái xác lập dòng điện trung bình trên tụ điện bằng không. Khi này, giá trị dòng điện trung bình trên các cuộn cảm L_1 , L_2 được xác định như sau:

$$\begin{cases} I_{L_1} = I_o / (1 - D)^2 \\ I_{L_2} = I_o / (1 - D) \end{cases} \quad (5)$$

2.2. Lựa chọn linh kiện

Giá trị độ gợn sóng dòng điện trên cuộn cảm và gợn sóng điện áp trên tụ điện:

$$\Delta I_{L_1} = \frac{1}{L_1} V_{in} DT; \Delta I_{L_2} = \frac{1}{L_2} V_{C_1} DT \quad (6)$$

$$\Delta v_{C_1} = \frac{1}{C_1} (I_{L_2} + I_o) DT; \Delta v_{C_2} = \frac{1}{C_2} I_o DT \quad (7)$$

Từ phương trình (6), (7) giá trị cuộn cảm và tụ điện được tính toán như sau:

$$\begin{cases} L_1 \geq \frac{V_{in}^2 D}{x\% P_o f_s} \\ L_2 \geq \frac{V_{in}^2 D}{x\% P_o (1 - D)^2 f_s} \\ C_1 \geq \frac{P_o (1 - D)^2 (2 - D) D}{y\% V_{in}^2 f_s} \\ C_2 \geq \frac{P_o (1 - D)^4}{V_{in}^2 y\% f_s} \end{cases} \quad (8)$$

Trong đó: $x\%$ là phần trăm độ gợn sóng tối đa cho phép của dòng điện cuộn cảm; $y\%$ là phần trăm độ gợn sóng tối đa cho phép của điện áp tụ điện; P_o là công suất đầu ra của mạch; f_s là tần số đóng cắt của khóa công suất tích cực S .

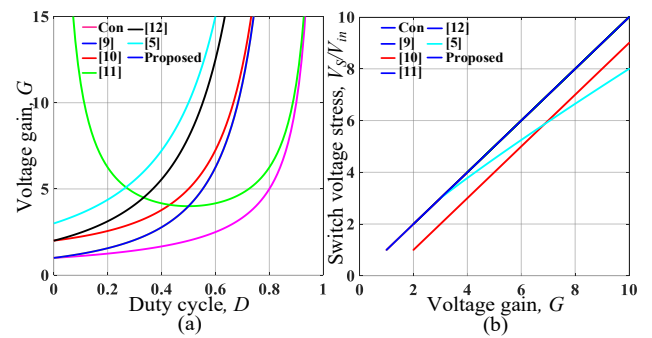
Điện áp đặt trên khóa bán dẫn S được xác định dựa trên trạng thái hoạt động II. Khi này, điện áp đặt trên khóa bằng điện áp ngõ ra của bộ DC-DC. Dòng điện cực đại qua khóa S bằng tổng dòng điện qua cuộn dây L_1 và L_2 , được xác định như sau:

$$\begin{cases} V_{DS,off}(S) = V_{C_1} + V_{C_2} = V_o \\ I_{D,peak}(S) = I_{L_1,peak} + I_{L_2,peak} \end{cases} \quad (9)$$

Trong trạng thái II, diode D_1 phân cực ngược. Khi này, điện áp đặt trên diode D_1 bằng điện áp trên tụ C_2 . Trong khi đó, điện áp đặt trên diode D_2 và D_3 được xác định trong trạng thái I lần lượt bằng V_{C_1} và V_o . Dòng điện của diode D_1 và D_2 được tính toán bằng dòng điện qua cuộn cảm L_1 . Trong khi đó, dòng điện của diode D_3 bằng tổng dòng điện I_{L_1} và I_{L_2} .

$$\begin{cases} V_{KA(D_2)} = V_{C_1}; V_{KA(D_1)} = V_{C_2}; V_{KA(D_3)} = V_o \\ I_{AK,peak}(D_1) = I_{AK,peak}(D_2) = I_{L_1,peak} \\ I_{AK}(D_3) = I_{L_1,peak} + I_{L_2,peak} \end{cases} \quad (10)$$

3. So sánh với các cấu hình DC-DC tăng áp



Hình 6: Đường cong so sánh: (a) Độ lợi; (b) Điện áp đặt khóa công suất

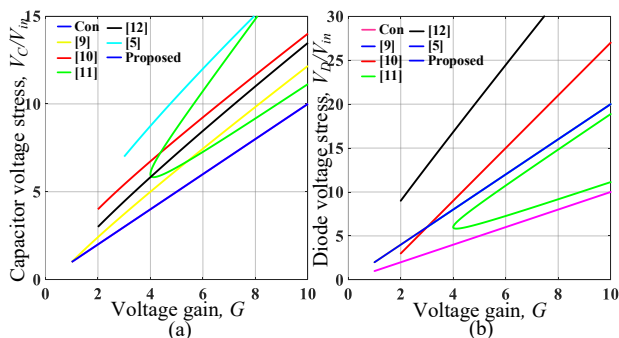
Bảng 2 trình bày so sánh giữa cấu hình đề xuất với các cấu hình DC-DC tăng áp khác. Với cùng một hệ số công tác D của khóa bán dẫn tích cực, độ lợi điện áp của cấu hình đề xuất cao hơn cấu hình tăng áp truyền thống và cấu hình [11] (trong khoảng $D > 0.5$), được biểu diễn ở hình 6(a). Độ lợi này thấp hơn so với các cấu hình [10], [12], [5] nhưng số lượng linh kiện lại ít hơn. Cụ thể, cấu hình đề xuất ít hơn một khóa bán dẫn tích cực so với cấu hình [5]; ít hơn một diode so với cấu

hình [10], [5] và ít hơn hai diode so với cấu hình [12]. Cùng với đó, số lượng linh kiện thụ động của cấu hình đề xuất cũng ít hơn các cấu hình này. Cấu hình đề xuất sử dụng ít hơn một cuộn dây so với cấu hình [12]; ít hơn một tụ điện so với cấu hình [10], [12] đồng thời ít hơn hai tụ điện so với cấu hình [5]. Ngoài ra, cấu hình đề xuất có tính chất CG nhằm giảm dòng rò, dễ dàng trong việc điều khiển và đo đạc. Hình 6(b), 7(a), 7(b) biểu diễn đường cong so sánh tổng giá trị điện áp đặt trên

linh kiện của các cấu hình với cùng độ lợi điện áp ngõ ra. Giá trị điện áp đặt trên khóa công suất S của cấu hình đề xuất bằng với các cấu hình truyền thống, [9], [11] và [12]; cao hơn so với các cấu hình [10], [5] được biểu diễn ở hình 6(b). Nguyên nhân là do các cấu hình đề xuất, [9], [11] và [12] có tổng điện áp đặt trên khóa công suất tích cực bằng với điện áp ngõ ra. Trong khi đó, giá trị này của cấu hình [10], [5] lần lượt gấp $[1/(D^2-2D+2)]$ lần và $(3-2D)/(3-D)$ lần điện áp ngõ ra.

Bảng 2: So sánh cấu hình đề xuất với các cấu hình DC-DC tăng áp khác

Cấu hình	Truyền thống	Nghiên cứu [9]	Nghiên cứu [10]	Nghiên cứu [11]	Nghiên cứu [12]	Nghiên cứu [5]	Đề xuất
Khóa S	1	1	1	2	1	2	1
Diode	1	3	4	3	5	4	3
Cuộn dây	1	2	2	2	3	2	2
Tụ điện	1	2	3	3	3	4	2
$G = V_o/V_{in}$	$1/(1-D)$	$1/(1-D)^2$	$(D^2-2D+2)/(1-D)^2$	$1/[D(1-D)]$	$2/(1-D)^2$	$(3-D)/(1-D)^2$	$1/(1-D)^2$
V_{S1}/V_{in}	$1/(1-D)$	$1/(1-D)^2$	$1/(1-D)^2$	$1/(1-D)$	$2/(1-D)^2$	$1/(1-D)$	$1/(1-D)^2$
V_{S2}/V_{in}	-	-	-	$1/D$	-	$(2-D)/(1-D)^2$	-
V_{D1}/V_{in}	$1/(1-D)$	$1/(1-D)$	$1/(1-D)$	$1/(1-D)$	$1/(1-D)$	$1/(1-D)$	$D/(1-D)^2$
V_{D2}/V_{in}	-	$1/(1-D)^2$	$D/(1-D)^2$	$1/D$	$D/(1-D)^2$	$1/(1-D)$	$1/(1-D)$
V_{D3}/V_{in}	-	$D/(1-D)^2$	$1/(1-D)^2$	$1/D$	$1/(1-D)^2$	$2/(1-D)^2$	$1/(1-D)^2$
V_{D4}/V_{in}	-	-	$1/(1-D)^2$	-	$(5-2D)/(1-D)^2$	$2/(1-D)^2$	-
V_{D5}/V_{in}	-	-	-	-	$2/(1-D)^2$	-	-
V_{C1}/V_{in}	$1/(1-D)$	$D/(1-D)$	$1/(1-D)$	$1/(1-D)$	$D/(1-D)$	$1/(1-D)$	$1/(1-D)$
V_{C2}/V_{in}	-	$1/(1-D)^2$	$(D-1)^2/(1-D)^2$	$1/D$	$1/(1-D)$	$1/(1-D)$	$D/(1-D)^2$
V_{C3}/V_{in}	-	-	$(D^2-2D+2)/(1-D)^2$	$1/D$	$2/(1-D)^2$	$2/(1-D)$	-
V_{C4}/V_{in}	-	-	-	-	-	$(3-D)/(1-D)^2$	-
CG	có	có	có	không	có	có	có



Hình 7: Đường cong so sánh điện áp đặt: (a) Tụ điện; (b) Diode

Điện áp đặt trên tụ điện của cấu hình đề xuất thấp nhất trong các cấu hình so sánh, bằng với cấu hình DC-DC tăng áp

truyền thống như hình 7(a). Cấu hình đề xuất và truyền thống có điện áp đặt trên tụ bằng với điện áp ngõ ra. Trong khi đó, giá trị này của các cấu hình [9], [10], [11], [12] và [5] lần lượt gấp $(1-D^2+D)$, $[(2-D)/(D^2-2D+2)]$, $(2-D)$, $[(3-D^2)/2]$, $(7-5D)/(3-D)$ lần điện áp ngõ ra. Bên cạnh đó, điện áp đặt trên diode của cấu hình đề xuất cũng thấp hơn cấu hình [10], [12]; bằng với cấu hình [9], [5]; chỉ cao hơn cấu hình truyền thống và [11] được biểu diễn ở hình 7(b). So sánh cấu hình đề xuất với cấu hình [9] có cùng số lượng linh kiện, cùng độ lợi điện áp thì hai cấu hình có điện áp đặt trên khóa S và diode tương đương, tuy nhiên cấu hình đề xuất có tổng điện áp đặt trên tụ điện thấp hơn cấu hình [9].

4. Phân tích tín hiệu nhỏ và điều khiển vòng kín cấu hình đề xuất

Phân tích tín hiệu nhỏ sẽ được tiến hành dựa trên hai trạng thái hoạt động của cấu hình đề xuất với các giá trị điện trở nội r_{L1} , r_{L2} của hai cuộn cảm L_1 , L_2 . Từ phương trình (1), (2) phương trình giá trị điện áp trung bình trên các cuộn cảm và dòng điện trung bình trên các tụ điện được trình bày như sau:

$$\begin{cases} L_1 \frac{d\bar{i}_{L1}}{dt} = \bar{v}_m - \bar{i}_{L1} r_{L1} - \bar{v}_{C1} (1 - \bar{d}) \\ L_2 \frac{d\bar{i}_{L2}}{dt} = \bar{v}_o \bar{d} - \bar{v}_{C2} - \bar{i}_{L2} r_{L2} \\ C_1 \frac{d\bar{v}_{C1}}{dt} = -\bar{i}_{L2} \bar{d} - \bar{i}_o + \bar{i}_{L1} (1 - \bar{d}) \\ C_2 \frac{d\bar{v}_{C2}}{dt} = \bar{i}_{L2} (1 - \bar{d}) - \bar{i}_o \end{cases} \quad (11)$$

Giả sử tín hiệu trung bình trong một chu kỳ đóng cắt $\bar{x}$ bao gồm một thành phần tín hiệu DC là X và một thành phần tín hiệu nhỏ AC là $\tilde{x}$. Khi đó: $\bar{x} = X + \tilde{x}$ với $\tilde{x} \ll X$. Khi đó, phương trình (11) được trình bày lại như sau:

$$\begin{cases} L_1 \frac{d(I_{L1} + \tilde{i}_{L1})}{dt} = (V_m + \tilde{v}_m) - (I_{L1} + \tilde{i}_{L1}) r_{L1} \\ \quad - (V_{C1} + \tilde{v}_{C1}) (1 - D - \tilde{d}) \\ L_2 \frac{d(I_{L2} + \tilde{i}_{L2})}{dt} = (V_o + \tilde{v}_o) (D + \tilde{d}) - (V_{C2} + \tilde{v}_{C2}) \\ \quad - (I_{L2} + \tilde{i}_{L2}) r_{L2} \\ C_1 \frac{d(V_{C1} + \tilde{v}_{C1})}{dt} = -(I_{L2} + \tilde{i}_{L2}) (D + \tilde{d}) - (I_o + \tilde{i}_o) \\ \quad + (I_{L1} + \tilde{i}_{L1}) (1 - D - \tilde{d}) \\ C_2 \frac{d(V_{C2} + \tilde{v}_{C2})}{dt} = (I_{L2} + \tilde{i}_{L2}) (1 - D - \tilde{d}) - (I_o + \tilde{i}_o) \end{cases} \quad (12)$$

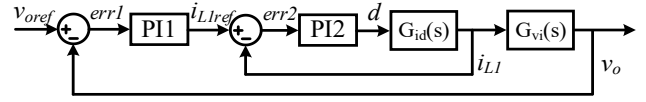
Lược bỏ các thành phần bậc cao có giá trị nhỏ của phương trình (12). Hệ ma trận trạng thái (state-space) của hệ thống được biểu diễn như phương trình (13).

$$\tilde{i}_{L1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L1} \\ \tilde{i}_{L2} \\ \tilde{v}_{C1} \\ \tilde{v}_{C2} \end{bmatrix}; \tilde{v}_o = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L1} \\ \tilde{i}_{L2} \\ \tilde{v}_{C1} \\ \tilde{v}_{C2} \end{bmatrix} \quad (13)$$

Với tín hiệu ngõ ra của hệ thống là dòng điện cuộn cảm L_1 và điện áp ngõ ra V_o .

Dựa vào thông số hoạt động của cấu hình ở Bảng 3 và ma trận trạng thái của hệ thống (15), phương trình hàm truyền vòng điều khiển trong $G_{id}(s)$ và vòng điều khiển ngoài $G_{vi}(s)$ được tính toán tại phương trình (16) và (17).

Cấu hình đề xuất được điều khiển sử dụng hai bộ điều khiển PI với vòng điều khiển ngoài điều khiển dòng điện cuộn cảm L_1 theo điện áp ngõ ra V_o và vòng điều khiển trong điều khiển độ rộng xung D theo dòng điện cuộn cảm L_1 . Sơ đồ điều khiển được biểu diễn ở hình 8.

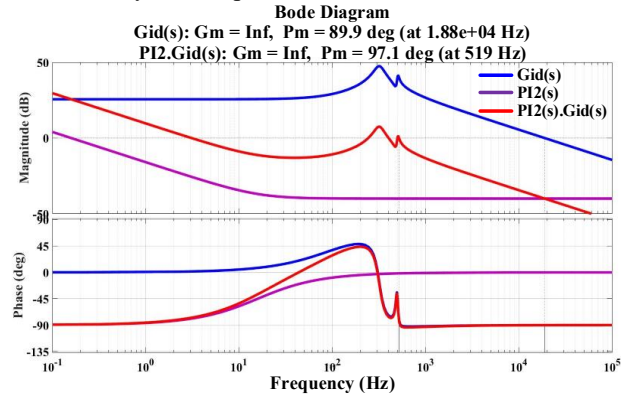


Hình 8: Sơ đồ điều khiển vòng kín cấu hình đề xuất

Từ phương trình (16), biểu đồ Bode vòng hở của vòng điều khiển trong $G_{id}(s)$ được biểu diễn ở hình 9. Có thể thấy, độ dự trữ biên và độ dự trữ pha đều dương, tuy nhiên tần số cắt có giá trị cao tại 1.88×10^4 Hz. Do đó, một bộ điều khiển PI được thêm vào nhằm giảm băng thông của hệ thống. Đầu ra của bộ điều khiển PI được định nghĩa:

$$y(s) = \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) e(s) \quad (14)$$

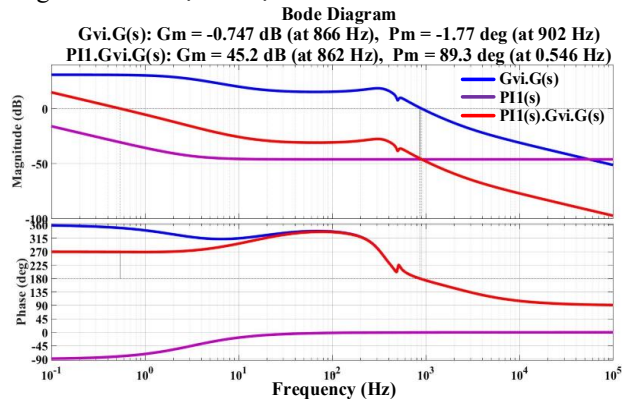
Trong đó: $y(s)$ là đầu ra của bộ điều khiển PI; $e(s)$ là sai số giữa giá trị tham số và giá trị hồi tiếp cần điều khiển; k_p , k_i lần lượt là hệ số tỷ lệ, tích phân của bộ điều khiển.



Hình 9: Biểu đồ Bode vòng điều khiển trong

Sau khi thêm vào vòng điều khiển trong bộ điều khiển PI2 với thông số: $k_{p2}=0.01$, $k_{i2}=1$; biểu đồ Bode vòng hở của hệ thống $PI2.G_{id}(s)$ được trình bày ở hình 9. Băng thông của hệ thống đã được giảm xuống 519Hz đồng thời, vẫn giữ được độ dự trữ biên và độ dự trữ pha là $+\infty$ và 97.1° . Khi này, hàm truyền vòng kín của vòng điều khiển trong được định nghĩa là hàm $G(s)$.

Dựa vào phương trình (17), biểu đồ Bode vòng hở của vòng điều khiển ngoài $G_{vi}.G(s)$ được biểu diễn ở hình 10. Có thể thấy, hệ thống có độ dự trữ pha và độ dự trữ biên đều âm: $Gm=-0.747$ dB, $Pm=-1.77^\circ$. Sau khi thêm bộ điều khiển PI1 với thông số: $k_{p1}=0.005$, $k_{i1}=0.1$; độ dự trữ biên và độ dự trữ pha của hệ thống đã được cải thiện: $Gm=45.2$ dB tại tần số 862Hz và $Pm=89.3^\circ$ tại tần số cắt 0.546Hz như hình 10. Hệ thống thỏa điều kiện ổn định theo tiêu chuẩn Bode.



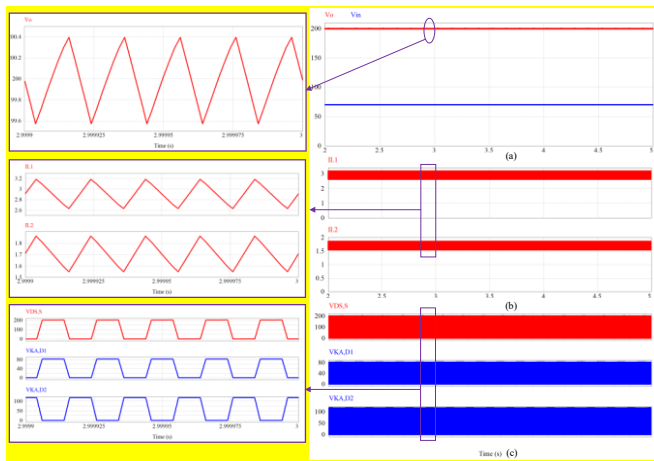
Hình 10: Biểu đồ Bode vòng điều khiển ngoài

$$\begin{bmatrix} \frac{d\tilde{i}_{L_1}}{dt} \\ \frac{d\tilde{i}_{L_2}}{dt} \\ \frac{d\tilde{v}_{C_1}}{dt} \\ \frac{d\tilde{v}_{C_2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-r_{L_1}}{L_1} & 0 & \frac{-(1-D)}{L_1} & 0 \\ 0 & \frac{-r_{L_2}}{L_2} & \frac{D}{L_2} & \frac{D-1}{L_2} \\ \frac{(1-D)}{C_1} & \frac{-D}{C_1} & \frac{1}{C_1 R} & \frac{1}{C_1 R} \\ 0 & \frac{(1-D)}{C_2} & \frac{1}{C_2 R} & \frac{1}{C_2 R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L_1} \\ \tilde{i}_{L_2} \\ \tilde{v}_{C_1} \\ \tilde{v}_{C_2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [\tilde{v}_{in}] + \begin{bmatrix} \frac{V_{C_1}}{L_1} \\ \frac{V_o}{L_2} \\ \frac{-I_{L_1} - I_{L_2}}{C_1} \\ \frac{-I_{L_2}}{C_2} \end{bmatrix} [\tilde{d}] \quad (15)$$

$$G_{id}(s) = \frac{\tilde{i}_{L_1}}{\tilde{d}} \Big|_{\tilde{v}_{in}=0} = \frac{1.183 \times 10^5 \times s^3 + 1.086 \times 10^8 \times s^2 + 1.128 \times 10^{12} \times s + 7.637 \times 10^{14}}{s^4 + 633.7s^3 + 1.405 \times 10^7 \times s^2 + 5.353 \times 10^9 \times s + 3.998 \times 10^{13}} \quad (16)$$

$$G_{vi}(s) = \frac{\tilde{v}_o}{\tilde{i}_{L_1}} \Big|_{\tilde{v}_{in}=0} = \frac{-1.467s^3 + 2.24 \times 10^4 \times s^2 - 1.077 \times 10^7 \times s + 2.233 \times 10^{11}}{s^3 + 917.4s^2 + 9.533 \times 10^6 \times s + 6.454 \times 10^9} \quad (17)$$

5. Kết quả mô phỏng

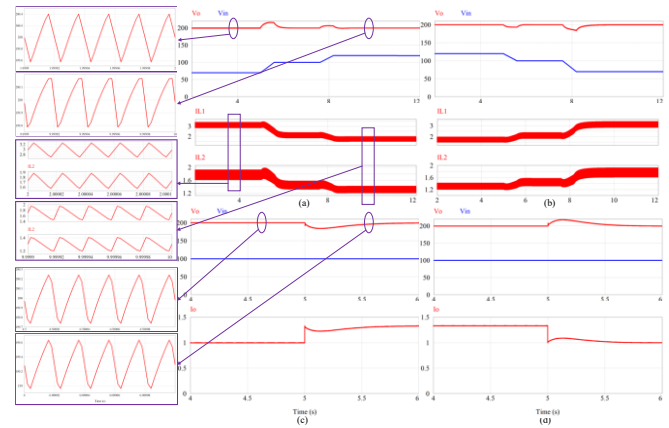


Hình 11: Kết quả mô phỏng khi mạch hoạt động ở chế độ vòng kín với điện áp ngõ vào cố định: (a) Điện áp ngõ vào, ra; (b) Dòng điện cuộn cảm; (c) Điện áp đặt trên linh kiện công suất

Hình 11 trình bày kết quả mô phỏng khi mạch hoạt động ở chế độ vòng kín, với giá trị điện áp ngõ vào là 70 V và giá trị điện áp ngõ ra cố định ở 200 V. Giá trị điện áp trung bình ngõ ra xấp xỉ 200 V với giá trị độ gợn điện áp là 0.82 V như hình 11(a). Giá trị độ gợn là 0.41% đáp ứng giá trị độ gợn điện áp tối đa tính toán ban đầu $y\% = 2\%$. Giá trị dòng điện trung bình cuộn cảm L_1, L_2 lần lượt là 2.9 A và 1.7 A với độ gợn 0.58 A (20%) và 0.3 A (17.6%) như hình 11(b). Các giá trị độ gợn này đều đạt yêu cầu độ gợn dòng điện tối đa khi tính toán ban đầu $x\% = 40\%$. Hình 11(c) trình bày dạng sóng và giá trị điện áp đặt trên các linh kiện bán dẫn, điện áp đặt trên khóa S là 200 V, trên diode D_1 là 81.8 V, diode D_2 là 118 V.

Hình 12 trình bày kết quả mô phỏng khi mạch hoạt động ở chế độ vòng kín. Giá trị điện áp ngõ ra cố định 200 V, đồng thời giá trị điện áp ngõ vào được thay đổi ở các mức 70 V, 100 V, 120 V nhằm kiểm chứng hoạt động của các bộ điều khiển. Điện áp ngõ ra được giữ xấp xỉ 200 V, có độ vọt lớn nhất là 7.5% với độ gợn điện áp lớn nhất là 0.83 V như hình 12(a), 12(b). Dòng điện cuộn cảm L_1 có giá trị trung bình lần lượt là 2.91 A tại $V_{in}=70$ V, 2.03 A tại $V_{in}=100$ V và 1.68 A tại $V_{in}=120$ V; với giá trị độ gợn lớn nhất là 0.55 A. Trong khi đó, giá trị trung bình của dòng điện cuộn cảm

L_2 là 1.71 A tại $V_{in}=70$ V, 1.42 A tại $V_{in}=100$ V và 1.3 A tại $V_{in}=120$ V; với độ gợn lớn nhất là 0.31 A. Thời gian đáp ứng của điện áp ngõ ra và dòng điện cuộn cảm L_1 là 0.6s. Tiến hành thay đổi tải ở hai mức 150 Ω và 200 Ω đồng thời, giữ giá trị điện áp ngõ vào cố định là 100 V để kiểm chứng khả năng hoạt động của bộ điều khiển khi thay đổi tải. Hình 12(c), 12(d) trình bày kết quả mô phỏng thu được. Điện áp ngõ ra có giá trị trung bình 196 V, độ gợn 0.68 V với độ vọt lớn nhất 9.7%.

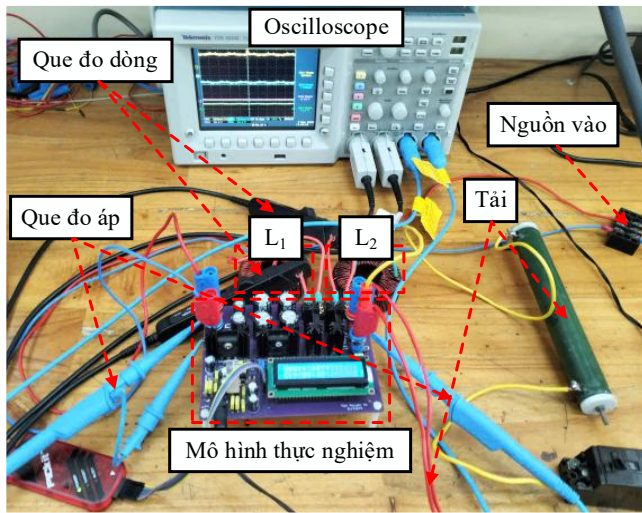


Hình 12: Kết quả mô phỏng khi mạch hoạt động ở chế độ vòng kín: Điện áp ngõ ra, dòng điện cuộn cảm khi (a) Tăng điện áp ngõ vào; (b) Giảm điện áp ngõ vào; Điện áp ngõ ra, dòng điện trên tải khi (c) Tăng tải; (d) Giảm tải

6. Kết quả thực nghiệm

Mô hình thực nghiệm được xây dựng như hình 13 để kiểm chứng hoạt động của cấu hình quadratic DC-DC tăng áp đề xuất với thông số hoạt động như bảng 3. Vi điều khiển được sử dụng là DsPIC30F4011 để tạo xung kích cho khóa công suất S và thực thi các bộ điều khiển PI. Giá trị điện áp ngõ ra và dòng điện cuộn cảm L_1 được thu thập thông qua cầu phân áp và IC ACS712-20A với tần số lấy mẫu là 5kHz.

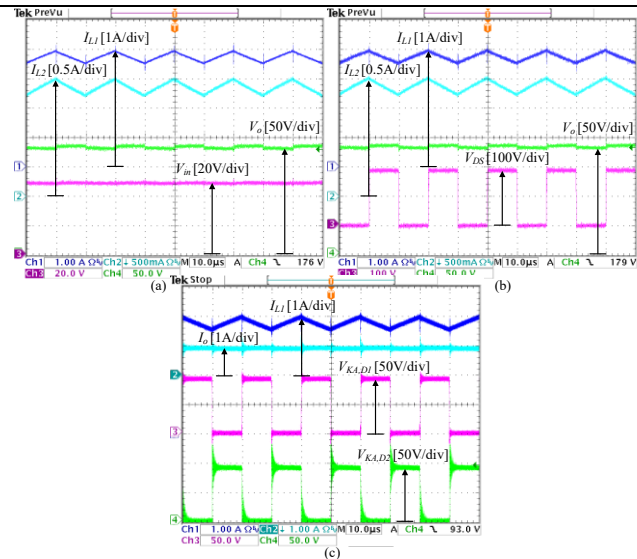
Hình 14 trình bày kết quả thực nghiệm khi mạch hoạt động ở chế độ vòng hở với giá trị điện áp ngõ vào là 48 V, tải điện trở thuần 200 Ω và chu kỳ công tác $D=0.5$. Giá trị điện áp trung bình ngõ ra là 188 V hình 14(a), với giá trị độ gợn điện áp là 1.05 V (0.55%). Các giá trị dòng điện trung bình cuộn cảm L_1, L_2 lần lượt là 3.71 A và 1.86 A với độ gợn 0.42 A (11.3%) và 0.3 A (16.13%) như hình 14(a).



Hình 13: Mô hình thực nghiệm của cấu hình đề xuất

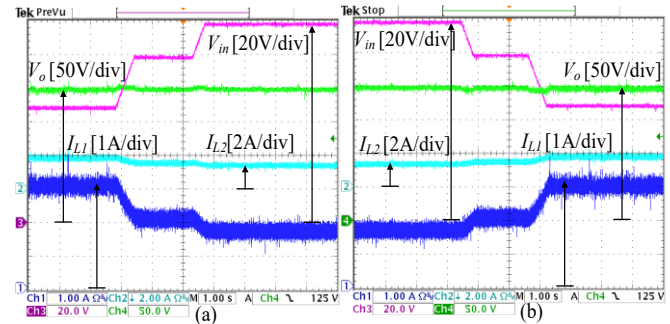
Bảng 3: Thông số thực nghiệm cấu hình đề xuất

Thông số	Kí hiệu	Giá trị
Điện áp ngõ vào	V_{in}	70-120 V
Điện áp ngõ ra	V_o	200 V
Công suất ngõ ra	P_o	200 W
Tần số chuyển mạch	f_s	50 kHz
Tần số lấy mẫu	f_{sample}	5 kHz
Tải thuần trở	R	150-200 Ω
Cuộn dây	L_1, L_2	$L_1=1$ mH, $r_{L1}=0.2$ Ω ($x\%=40\%$)
		$L_2=3$ mH, $r_{L2}=0.3$ Ω
Tụ điện	C_1, C_2	$C_1=47$ μ F, 400 V ($y\%=2\%$)
		$C_2=22$ μ F, 400 V
MOSFET	S	C3M0040120D, 1200 V, 66 A
Diode	D_1, D_2, D_3	$3 \times$ DSEI 60, 1200 V, 52 A

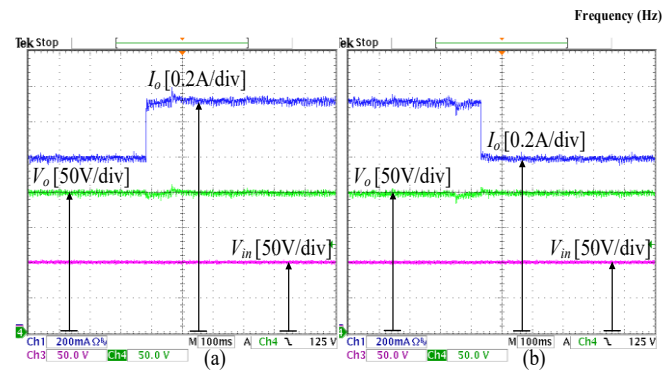
Hình 14: Kết quả thực nghiệm vòng hở: (a) Điện áp ngõ ra, dòng điện cuộn cảm; (b) Điện áp đặt khóa S; (c) Điện áp đặt diode D_1, D_2

Hình 14(b), 14(c) trình bày dạng sóng và giá trị điện áp đặt trên các linh kiện bán dẫn. Điện áp đặt trên khóa S là 188 V (hình 14(b)), trên diode D_1 là 94.8 V, diode D_2 là 93.5 V (hình 14(c)). Giá trị trung bình dòng điện ngõ ra là 0.96 A.

Với giá trị điện áp ngõ ra cố định 200 V tải điện trở thuần 200 Ω , giá trị điện áp ngõ vào được thay đổi ở các mức 70 V, 100 V, 120 V để kiểm chứng độ ổn định của các bộ điều khiển PI. Hình 15 trình bày kết quả thực nghiệm giá trị độ lớn và đáp ứng của điện áp ngõ ra và dòng điện các cuộn cảm. Điện áp ngõ ra được giữ ổn định ở 198 V có độ vọt lố lớn nhất là 4%.



Hình 15: Kết quả thực nghiệm vòng kín điện áp ngõ ra, dòng điện cuộn cảm khi thay đổi điện áp ngõ vào: (a) Tăng điện áp; (b) Giảm điện áp



Hình 16: Kết quả thực nghiệm vòng kín điện áp và dòng điện ngõ ra khi thay đổi tải: (a) Tăng tải; (b) Giảm tải

Dòng điện cuộn cảm L_1 có giá trị trung bình lần lượt là 2.8 A tại $V_{in}=70$ V, 2 A tại $V_{in}=100$ V và 1.7 A tại $V_{in}=120$ V; với giá trị độ gợn lớn nhất là 0.7 A. Trong khi đó, giá trị trung bình của dòng điện cuộn cảm L_2 là 1.7 A tại $V_{in}=70$ V, 1.4 A tại $V_{in}=100$ V và 1.3 A tại $V_{in}=120$ V; với độ gợn lớn nhất là 0.4 A. Thời gian đáp ứng của điện áp ngõ ra và dòng điện cuộn cảm L_1 là 0.6-0.7s.

Tiến hành thay đổi tải ở hai mức 150 Ω và 200 Ω đồng thời, giữ giá trị điện áp ngõ vào cố định là 100 V để kiểm chứng khả năng hoạt động của bộ điều khiển khi thay đổi tải. Hình 16 trình bày kết quả thực nghiệm thu được. Có thể thấy, điện áp ngõ ra giữ ổn định ở 198 V với độ vọt lố lớn nhất là 5%.

Bảng 4 trình bày kết quả mô phỏng và thực nghiệm khi cấu hình đề xuất hoạt động ở chế độ vòng kín. Với giá trị điện áp ngõ vào thay đổi, kết quả thực nghiệm giá trị điện áp ngõ ra, dòng điện cuộn cảm có sự chênh lệch so với mô phỏng. Tuy nhiên, sai số giữa mô phỏng và thực nghiệm không đáng kể. Nguyên nhân là do các thành phần điện trở ký sinh gây nên sự chênh lệch này.

Bảng 4: So sánh kết quả mô phỏng và thực nghiệm khi cấu hình hoạt động ở chế độ vòng kín

V_{in} (V)	V_o (V)		I_{L1} (A) - ΔI_{L1} (A)		I_{L2} (A) - ΔI_{L2} (A)	
	Mô phỏng	Thực nghiệm	Mô phỏng	Thực nghiệm	Mô phỏng	Thực nghiệm
70	200	197	2.91 - 0.55	2.8 - 0.7	1.71 - 0.31	1.7 - 0.4
100	199	198	2.03 - 0.5	2 - 0.6	1.42 - 0.24	1.4 - 0.4
120	200	198	1.68 - 0.48	1.7 - 0.6	1.3 - 0.21	1.3 - 0.3

7. Kết luận

Trong bài báo, một cấu hình quadratic DC-DC tăng áp với độ lợi điện áp cao đã được đề xuất. So sánh được tiến hành với cấu hình tăng áp truyền thống và các cấu hình quadratic DC-DC tăng áp khác. Cấu hình đề xuất có ưu điểm về độ lợi điện áp cao, chỉ có một khóa bán dẫn tích cực, CG và điện áp đặt trên tụ điện thấp. Cơ sở lý thuyết và nguyên lý hoạt động của cấu hình được phân tích. Mô hình thực nghiệm được xây dựng ở công suất 200 W, tải thuần trở với hai bộ điều khiển PI được sử dụng nhằm giữ độ ổn định cho điện áp ngõ ra. Kết quả thực nghiệm đã kiểm chứng được tính khả thi của giải thuật điều khiển đề xuất.

Lời cảm ơn

Bài báo này được thực hiện tại phòng thí nghiệm điện tử công suất nâng cao D405 với sự hỗ trợ của dự án sinh viên nghiên cứu khoa học năm 2025 của Trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật Thành phố Hồ Chí Minh với mã số đề tài SV2025-69.

Tài liệu tham khảo

- [1] Z. Tang, Y. Yang, and F. Blaabjerg, "Power electronics: The enabling technology for renewable energy integration," *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, vol. 8, no. 1, pp. 39–52, Jan. 2022, doi: 10.17775/CSEEJPES.2021.02850.
- [2] T. D. Duong, M. K. Nguyen, T. T. Tran, Y. C. Lim, and J. H. Choi, "Transformerless high step-up dc-dc converters with switched-capacitor network," *Electronics (Switzerland)*, vol. 8, no. 12, Dec. 2019, doi: 10.3390/electronics8121420.
- [3] M. Forouzesh, Y. P. Siwakoti, S. A. Gorji, F. Blaabjerg, and B. Lehman, "Step-Up DC-DC converters: A comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies, and applications," *IEEE Trans Power Electron*, vol. 32, no. 12, pp. 9143–9178, Dec. 2017, doi: 10.1109/TPEL.2017.2652318.
- [4] M. Sagar Bhaskar *et al.*, "Survey of DC-DC Non-Isolated Topologies for Unidirectional Power Flow in Fuel Cell Vehicles," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 178130–178166, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3027041.
- [5] N. Subhani, Z. May, M. K. Alam, I. Khan, M. A. Hossain, and S. Mamun, "An Improved Non-Isolated Quadratic DC-DC Boost Converter With Ultra High Gain Ability," *IEEE Access*, vol. 11, pp. 11350–11363, 2023, doi: 10.1109/ACCESS.2023.3241863.
- [6] N. Elsayad, H. Moradisizkoohi, and O. A. Mohammed, "A New Single-Switch Structure of a DC–DC Converter With Wide Conversion Ratio for Fuel Cell Vehicles: Analysis and Development," *IEEE J Emerg Sel Top Power Electron*, vol. 8, no. 3, pp. 2785–2800, Sep. 2020, doi: 10.1109/JESTPE.2019.2913990.
- [7] F. L. Tofoli, D. de C. Pereira, W. J. de Paula, and D. de S. Oliveira Júnior, "Survey on non-isolated high-voltage step-up dc-dc topologies based on the boost converter," *IET Power Electronics*, vol. 8, no. 10, pp. 2044–2057, Oct. 2015, doi: 10.1049/iet-pel.2014.0605.
- [8] S. W. Lee and H. L. Do, "Quadratic Boost DC-DC Converter with High Voltage Gain and Reduced Voltage Stresses," *IEEE Trans Power Electron*, vol. 34, no. 3, pp. 2397–2404, Mar. 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2842051.
- [9] Y. M. Ye and K. W. E. Cheng, "Quadratic boost converter with low buffer capacitor stress," *IET Power Electronics*, vol. 7, no. 5, pp. 1162–1170, 2014, doi: 10.1049/iet-pel.2013.0205.
- [10] M. Veerachary, "Design and analysis of a new quadratic boost converter," in *2017 National Power Electronics Conference (NPEC)*, IEEE, Dec. 2017, pp. 307–313, doi: 10.1109/NPEC.2017.8310476.
- [11] J. C. Rosas-Caro, F. Mancilla-David, J. C. Mayo-Maldonado, J. M. Gonzalez-Lopez, H. L. Torres-Espinosa, and J. E. Valdez-Resendiz, "A transformer-less high-gain boost converter with input current ripple cancelation at a selectable duty cycle," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 10, pp. 4492–4499, 2013, doi: 10.1109/TIE.2012.2211314.
- [12] N. Totonchi, H. Gholizadeh, and E. Afjei, "A transformer-less double quadratic boost converter with positive output polarity and non zero input current," in *2020 28th Iranian Conference on Electrical Engineering, ICEE 2020*, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., Aug. 2020, doi: 10.1109/ICEE50131.2020.9260838.