

Interleaved Floating Boost PFC Converter With Intrinsic Current Balancing

Chan Viet Nguyen^{*}, Dinh Tuyen Nguyen^{*}, Quoc Dung Phan^{*}, Thanh Phuong Ho^{*}, An Nhuan Le^{*},
Dang Tai Nguyen^{*}, Thi Thao Trang Mong^{*}

Ho Chi Minh City University of Technology, VNU-HCMC, Vietnam

*Corresponding author. Email: ncviet@hcmut.edu.vn

ARTICLE INFO

Received: 21/01/2025
Revised: 11/02/2025
Accepted: 01/07/2025
Published: 28/11/2025

KEYWORDS

Boost converter;
Current balancing;
Floating;
Power factor correction;
Invterleaved.

ABSTRACT

This paper presents a two-phase interleaved power factor correction (PFC) converter based on the interleaved floating boost (IFB) topology. The design employs a single current sensor, leveraging the natural power-sharing function between phases to minimize hardware complexity and reduce implementation costs. Unlike the conventional two-phase interleaved boost converter (2P-IBC), the IFB converter offers higher voltage gain and lower voltage stress on semiconductor components. These advantages contribute to significantly reduced switching losses, particularly under low-line input voltage conditions, making it an efficient and cost-effective solution for PFC applications. Additionally, the IFB topology substantially decreases input current ripple, enabling the use of a smaller inductor, which further enhances system efficiency, achieves the fast respond and reduces overall size and cost. The proposed converter is well-suited for applications requiring high efficiency and compact design. To validate its performance, detailed simulations of a 1.6 kW IFB PFC converter are conducted, demonstrating its effectiveness and advantages over conventional approaches.

Mạch điều chỉnh hệ số công suất dựa trên cấu hình tăng áp xen kẽ điện áp thả nổi

Nguyễn Chấn Việt^{*}, Nguyễn Đình Tuyên^{*}, Phan Quốc Dũng^{*}, Hồ Thanh Phương^{*}, Lê An Nhuận^{*},
Nguyễn Đặng Tài^{*}, Mông Thị Thảo Trang

Trường Đại học Bách Khoa, Đại học Quốc gia Thành phố Hồ Chí Minh, Việt Nam

*Tác giả liên hệ. Email: ncviet@hcmut.edu.vn

THÔNG TIN BÀI BÁO

Ngày nhận bài: 21/01/2025
Ngày hoàn thiện: 11/02/2025
Ngày chấp nhận đăng: 01/07/2025
Ngày đăng: 28/11/2025

TỪ KHÓA

Bộ biến đổi tăng áp;
Cân bằng dòng điện;
Điện áp thả nổi;
Điều chỉnh hệ số công suất;
Xen kẽ.

TÓM TẮT

Bài báo này giới thiệu một bộ biến đổi hai pha xen kẽ nổi (2P-IFBC) được thiết kế để cải thiện hệ số công suất (PFC). Dựa trên cấu trúc tăng áp nổi (FBC), bộ biến đổi này tận dụng khả năng chia sẻ công suất tự nhiên giữa các pha, giúp giảm độ phức tạp của phần cứng và tiết kiệm chi phí triển khai. Nhờ sử dụng chỉ một cảm biến dòng điện thay vì hai như trong bộ tăng áp xen kẽ hai pha truyền thống (2P-IBC), thiết kế này giúp đơn giản hóa bộ điều khiển mà vẫn đảm bảo khả năng cân bằng dòng điện giữa các pha. So với 2P-IBC, 2P-IFBC đạt hệ số khuếch đại điện áp cao hơn, đồng thời giảm áp lực điện áp lên các linh kiện bán dẫn, giúp giảm đáng kể tổn thất do chuyển mạch, đặc biệt ở điều kiện điện áp đầu vào thấp. Ngoài ra, thiết kế này còn giúp giảm độ gợn sóng dòng điện đầu vào, cho phép sử dụng cuộn cảm có kích thước nhỏ hơn, từ đó tối ưu hóa hiệu suất hệ thống, nâng cao tốc độ phản hồi và giảm tổng chi phí. Hiệu quả của bộ biến đổi được xác nhận thông qua mô phỏng chi tiết bộ PFC IFB công suất 1,6 kW, cho thấy những lợi thế vượt trội so với phương pháp truyền thống.

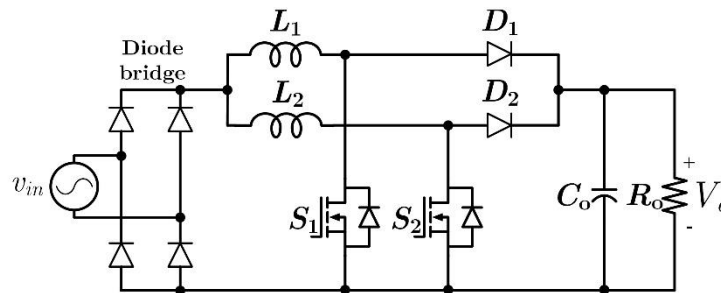
Doi: <https://doi.org/10.54644/jte.2025.1820>

Copyright © JTE. This is an open access article distributed under the terms and conditions of the [Creative Commons Attribution-NonCommercial 4.0 International License](https://creativecommons.org/licenses/by-nc/4.0/) which permits unrestricted use, distribution, and reproduction in any medium for non-commercial purpose, provided the original work is properly cited.

1. Giới thiệu

Các bộ chỉnh lưu đi-ốt được sử dụng phổ biến trong các thiết bị điện tử như một nguồn cung cấp điện DC đơn giản và chi phí thấp từ nguồn lưới. Tuy nhiên, chúng tạo ra các xung dòng điện vào lưới điện, gây suy giảm chất lượng điện áp trên đường dây, đồng thời tạo ra nhiễu điện từ và từ trường, dẫn đến việc sử dụng nguồn điện không hiệu quả [1]-[3]. Để giảm thiểu hài dòng điện đầu vào và đáp ứng các tiêu chuẩn nghiêm ngặt, chẳng hạn như tiêu chuẩn IEC 61000-3-2, các bộ điều chỉnh hệ số công suất (Power Factor Correction – PFC) đã trở thành một giải pháp hiệu quả để điều chỉnh dạng sóng dòng điện đầu vào, đồng thời cải thiện hệ số công suất [4], [5].

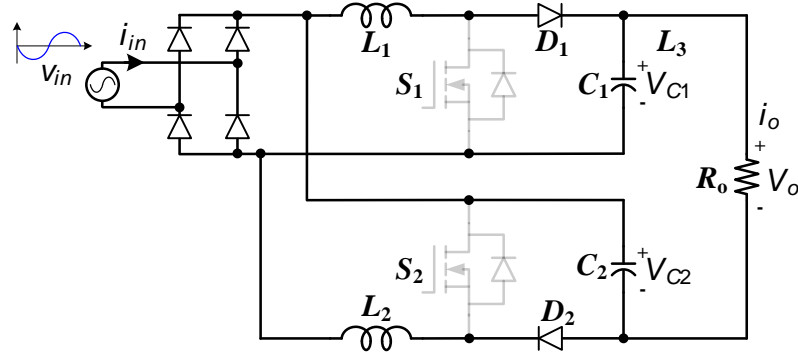
Trong các bộ nguồn một pha, bộ biến đổi tăng áp là lựa chọn phổ biến cho các ứng dụng PFC nhờ cấu trúc mạch đơn giản và hiệu suất chuyển đổi cao [6], [7]. Bộ biến đổi tăng áp xen kẽ (interleaved boost converter – IBC) được hình thành bằng cách kết nối song song các bộ tăng áp một pha với các xung đóng cắt xen kẽ, giúp giảm độ dao động dòng điện đầu vào và tăng khả năng cung cấp công suất. Hình 1 minh họa cấu hình điều chỉnh hệ số công suất sử dụng bộ biến đổi tăng áp xen kẽ hai pha (two-phase interleaved boost converter – 2P-IBC). Nhờ hiệu ứng xen kẽ, độ nhấp nhô dòng điện ở ngõ vào được giảm đáng kể, giúp giảm kích thước và giá trị của bộ lọc $L-C$ cũng như rút ngắn thời gian đáp ứng của bộ biến đổi [8], [9]. Tuy nhiên, nhược điểm chính của 2P-IBC là các linh kiện đóng cắt vẫn phải chịu điện áp lớn, tương đương với điện áp ngõ ra, điều này làm giảm hiệu suất của cấu hình, đặc biệt là khi điện áp đầu vào thấp. Hơn nữa, trong quá trình hoạt động, các tín hiệu điều khiển ở chân Gate của các khóa bán dẫn đôi khi không đồng bộ hoàn toàn. Kết hợp với các tính chất không lý tưởng của các linh kiện bán dẫn, điều này dẫn đến mất cân bằng dòng điện giữa các pha. Để khắc phục, các cảm biến dòng được đặt ở mỗi pha nhằm cân bằng dòng điện đầu vào. Tuy nhiên, các vấn đề này làm giảm hiệu suất và tăng chi phí của bộ điều chỉnh hệ số công suất dựa trên cấu trúc tăng áp truyền thống [10]



Hình 1. Bộ 2P-IBC PFC

Để cải thiện hiệu quả của các bộ PFC khi hoạt động ở mức điện áp đầu vào thấp, các mạch tăng áp có độ lợi cao đã được đề xuất trong [11], [12]. Tuy nhiên, cấu trúc mạch được mô tả trong [11] không phù hợp cho các ứng dụng điều chỉnh hệ số công suất ở điện áp lưới hạ áp vì yêu cầu mức điện áp ngõ ra phải tối thiểu gấp đôi điện áp cực đại của lưới điện (khoảng 800V). Trong khi đó, bộ biến đổi tăng áp điều chỉnh hệ số công suất dựa trên cấu hình tụ điện nối tiếp được giới thiệu trong [12] có khả năng hoạt động hiệu quả trên toàn dải điện áp đầu vào, với điện áp ngõ ra khoảng 400V. Nhờ độ lợi điện áp gấp đôi so với bộ tăng áp truyền thống, cấu trúc tụ điện nối tiếp cải thiện hiệu quả khi hoạt động ở mức điện áp đầu vào thấp. Tuy nhiên, nhược điểm của cấu trúc tụ điện nối tiếp xuất hiện khi vận hành ở mức điện áp đầu vào cao ($D < 0,5$). Trong trường hợp này, đặc tính của bộ biến đổi thay đổi, gây mất cân bằng dòng điện trong các cuộn cảm, dẫn đến áp lực lớn về dòng điện và điện áp trên các khóa bán dẫn. Kết quả là, bộ biến đổi điều chỉnh hệ số công suất được đề xuất trong [12] không thể đạt hiệu suất cao khi vận hành ở mức điện áp đầu vào cao.

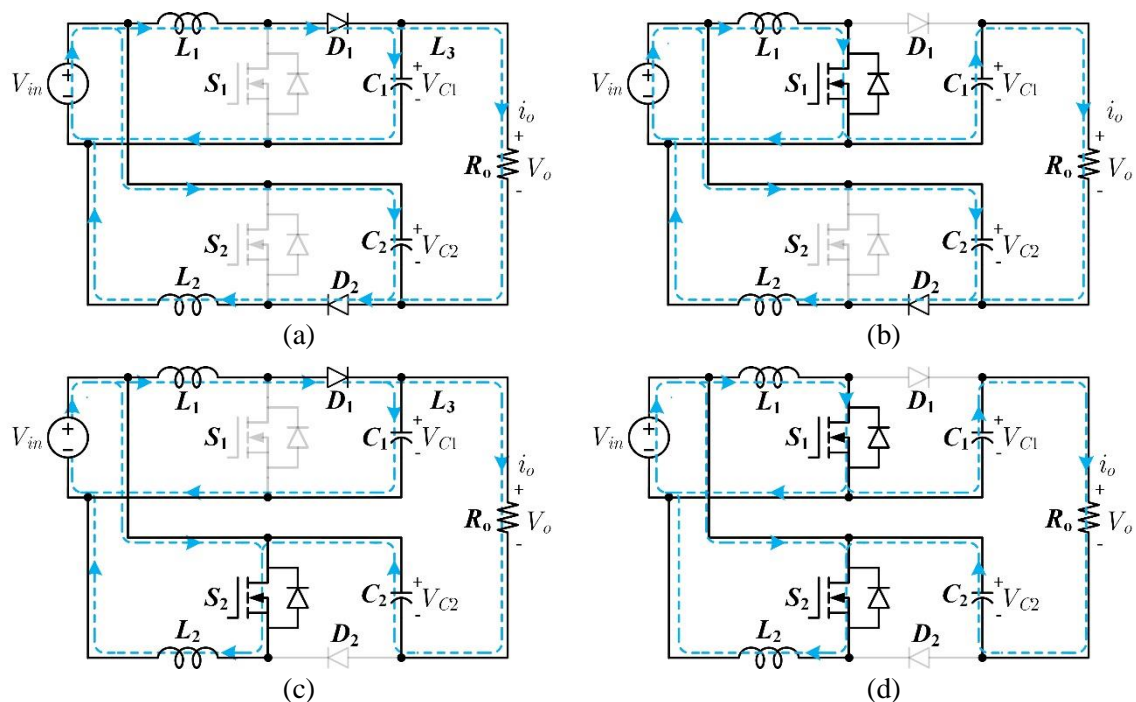
Bộ biến đổi tăng áp nổi (Interleaved Floating Boost Converter – IFBC) đã được giới thiệu trong [13]-[15]. Hình 2 minh họa cấu trúc của bộ điều chỉnh hệ số công suất được đề xuất dựa trên cấu hình IFBC. So với bộ tăng áp truyền thống, IFBC có độ lợi điện áp cao hơn và điện áp đặt lên các khóa bán dẫn thấp hơn, cho phép đạt được hiệu suất cao hơn, đặc biệt trong các ứng dụng yêu cầu tỷ lệ biến đổi điện áp lớn. Đã có nghiên cứu chỉ ra rằng, cấu hình IFBC có hiệu suất rất cao, trên 96% [16]. Ngoài ra, hai mô-đun trong cấu hình IFBC có khả năng tự cân bằng, ngay cả khi có sai lệch trong tín hiệu điều khiển.



Hình 2. 2P-IFB PFC

Trong bài báo này, cấu hình IFBC được ứng dụng vào điều chỉnh hệ số công suất. Quá trình hoạt động và các đặc tính của IFBC sẽ được phân tích và so sánh với bộ tăng áp xen kẽ hai pha (2P-IBC) ở các Mục 2 và 3. Kết quả mô phỏng của bộ điều chỉnh hệ số công suất 2P-IFBC với công suất tải 1.6 kW được trình bày trong Mục 4. Cuối cùng, các kết luận được rút ra trong Mục 5.

2. Nguyên lý làm việc

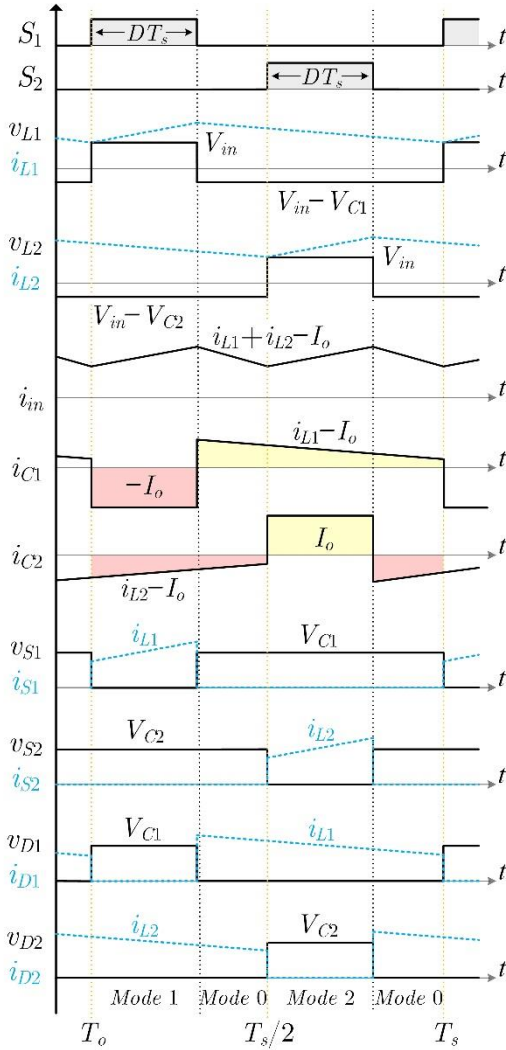


Hình 3. Các trạng thái của IFB PFC converter. (a) Trạng thái 0 (S_1 off, S_2 off). (b) Trạng thái 1 (S_1 on, S_2 off). (c) Trạng thái 2 (S_1 off, S_2 on). (d) Trạng thái 3 (S_1 on, S_2 on)

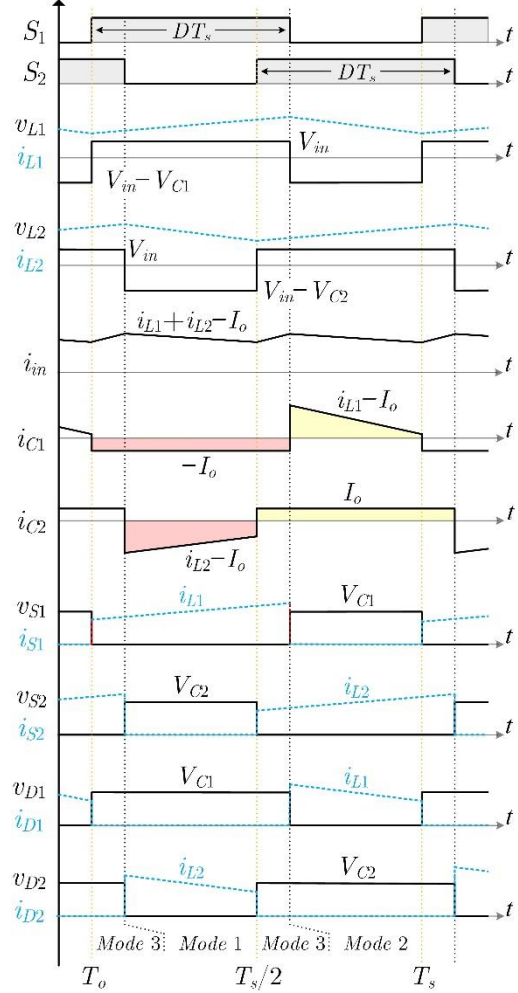
Hình. 4 và 5 thể hiện hoạt động của cấu hình IFBC. Cả 4 chế độ hoạt động của IFBC này được miêu tả ở Hình. 3 như sau:

- 1) [Chế độ 0, Hình. 3(a)]: Tất cả các khóa bán dẫn đều tắt và các đi-ốt đều hoạt động. Cuộn cảm L_1 và L_2 được xả điện năng thông qua vòng $C_1-V_{in}-L_1-D_1$ và $C_2-D_2-L_2-V_{in}$, dòng điện trong cả 2 cuộn cảm đều giảm.
- 2) [Chế độ 1, Hình. 3(b)]: S_1 và D_2 hoạt động trong khi S_2 và D_1 bị tắt. Cuộn cảm L_1 được nạp năng lượng thông qua vòng $L_1-S_1-V_{in}$ trong khi cuộn cảm L_2 được xả ở vòng $C_2-D_2-L_2-V_{in}$. Ở chế độ này, dòng điện trên L_1 tăng, trong khi dòng điện trên L_2 giảm.
- 3) [Chế độ 2, Hình. 3(c)]: S_1 và D_2 tắt trong khi S_2 và D_1 hoạt động. Cuộn cảm L_1 xả điện năng ở vòng $C_1-V_{in}-L_1-D_1$ trong khi cuộn cảm L_2 được nạp điện năng thông qua $V_{in}-S_2-L_2$. Trong chế độ này, dòng điện L_1 giảm trong khi dòng điện trên L_2 tăng.

- 4) [Chế độ 3, Hình. 3(d)]: S_1 và S_2 hoạt động, nhưng D_1 và D_2 bị tắt. Cuộn cảm L_1 và L_2 được nạp điện năng tương ứng vòng $L_1-S_1-V_{in}$ và $V_{in}-S_2-L_2$. Dòng điện trên L_1 và L_2 tăng trong chế độ này.



Hình 4. Dạng sóng của IFBC khi $D < 0,5$



Hình 5. Dạng sóng của IFBC converter khi $D > 0,5$

3. Đặc điểm

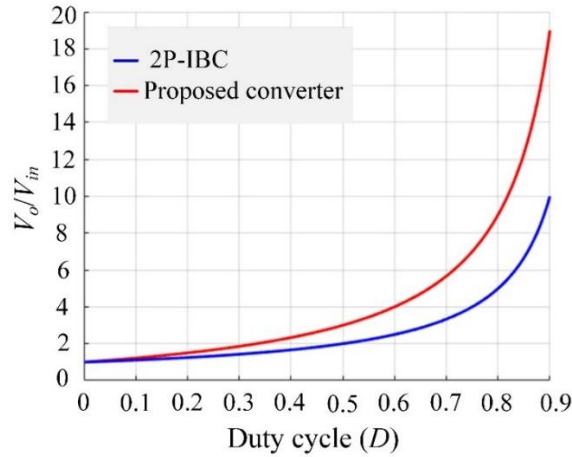
3.1. Độ lợi điện áp

Các đặc điểm của 2P-IFBC và 2P-IBC được tổng hợp và so sánh. Từ các dạng sóng của điện áp trên cuộn cảm (v_{L1} and v_{L2}) được thể hiện ở Hình. 4 và 5, điện áp ngõ ra và điện áp trên các tụ C_1 và C_2 của 2P-IFBC có thể được tính toán bằng cách áp dụng điều kiện cân bằng từ thông cho 2 cuộn cảm L_1 và L_2 .

$$V_o = \frac{(1 + D)V_{in}}{(1 - D)} \quad (1)$$

$$V_{C1} = V_{C2} = \frac{V_o}{(1 + D)} \quad (2)$$

Như trong Hình. 6, độ lợi điện áp của 2P-IFBC cao hơn độ lợi của 2P-IBC. Hơn nữa, ở cùng mức điện áp đầu ra, 2P-IBC có chu kỳ nhiệm vụ D cao hơn 2P-IFBC. Có thể thấy được rằng hiệu suất của các bộ tăng áp giảm một cách đáng kể khi hoạt động ở D cao. Kết quả là 2P-IFBC sẽ phù hợp hơn cho các ứng dụng đòi hỏi tỉ số chuyển đổi cao.



Hình 6. Độ lợi điện áp của 2P-IBC và IFB converter

3.2. Cân bằng dòng điện trên cuộn cảm

Hình. 4 và 5 thể hiện, khi khóa S_1 hoạt động, tụ điện C_1 được nạp điện năng với i_o . Khi khóa S_1 tắt, tụ điện C_1 xả điện năng với $(I_{L1} - I_o)$. Áp dụng điều kiện nạp cân bằng ở tụ C_1 , ta có:

$$I_o D_1 T_S = (I_{L1} - I_o)(1 - D_1) T_S \quad (3)$$

Trong đó D_1 là chu kỳ làm việc của S_1 , I_o và I_{L1} lần lượt là giá trị đầu ra trung bình và dòng điện L_1 . Sự tương quan của I_{L1} và I_o có thể được viết:

$$I_{L1} = \frac{I_o}{1 - D_1} \quad (4)$$

Tương tự, áp dụng điều kiện nạp cân bằng ở tụ điện C_2 , ta có:

$$I_{L2} = \frac{I_o}{1 - D_2} \quad (5)$$

Từ (4) và (5), sự liên hệ giữa I_{L1} và I_{L2} được viết như sau:

$$\frac{I_{L1}}{I_{L2}} = \frac{1 - D_2}{1 - D_1} \quad (6)$$

Như được viết ở (6), sẽ luôn có một sự liên hệ giữa giá trị dòng điện trên 2 cuộn cảm. Khi $D_1 = D_2 = D$, dòng điện trên cả 2 cuộn cảm là cân bằng. Trường hợp nếu có một độ lệch nhỏ ở tín hiệu đầu vào, ví dụ $D_1 = D$, $D_2 = D + \varepsilon$. Tỉ số giữa dòng điện trên 2 cuộn cảm là $\frac{I_{L1}}{I_{L2}} = 1 - \frac{\varepsilon}{D}$. Giá trị ε là giá trị độ lệch không mong muốn ở tín hiệu đầu vào ($\varepsilon \ll D$). Giá trị $\frac{\varepsilon}{D}$ là rất nhỏ và có thể bỏ qua. Do đó, dòng điện trên hai cuộn cảm của 2P-IFBC có thể tự cân bằng.

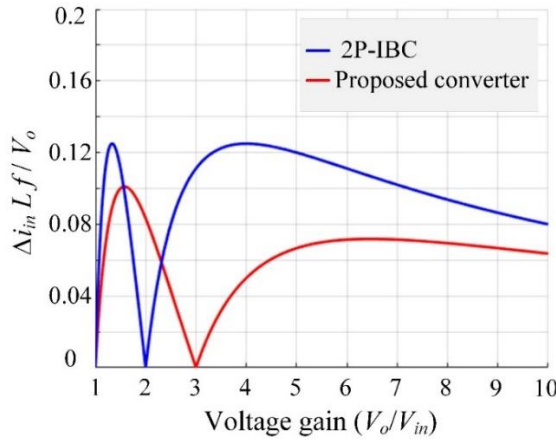
3.3. Độ gợn sóng dòng điện đầu vào

Dòng điện đầu vào của 2P-IFBC là tổng của i_{L1} , i_{L2} , và i_o , được thể hiện ở Hình. 3. Độ gợn sóng dòng điện đầu vào của bộ biến đổi được định nghĩa như sau:

$$\Delta i_{in} = \frac{(1 - 2D)DV_o}{(1 + D)Lf} \quad \text{khi } D < 0.5 \quad (7)$$

$$\Delta i_{in} = \frac{(2D - 1)(1 - D)V_o}{(1 + D)Lf} \quad \text{khi } D > 0.5 \quad (8)$$

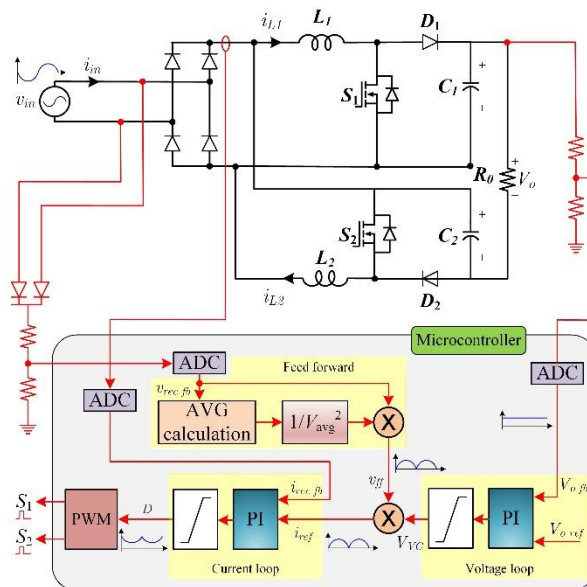
Theo như Hình. 7, độ gợn sóng dòng điện đầu vào của 2P-IFBC thấp hơn đáng kể so với độ gợn sóng của 2P-IBC. Vì thế, giá trị cảm kháng của 2 cuộn cảm trong cấu hình 2P-IFBC có thể được giảm thiểu và kết quả là giảm được kích thước tổng thể.



Hình 7. Độ gợn sóng dòng điện đầu vào của 2P-IFBC và 2P-IBC

3.4. Mô tả sơ đồ điều khiển hệ số công suất

Hình 8 minh họa sơ đồ khối điều khiển của bộ PFC được đề xuất. Cấu trúc điều khiển này về cơ bản tương tự như cấu trúc điều khiển cho bộ boost PFC truyền thống, nhưng thay vì sử dụng cấu hình boost thông thường, mạch boost được thay thế bằng cấu trúc 2P-IFB đã được đề xuất. Một cầu diode được sử dụng để chỉnh lưu điện áp AC đầu vào thành điện áp DC dạng bán hình sin. Tụ điện đầu vào C_{in} , với giá trị nhỏ, được bố trí ngay sau cầu diode nhằm mục đích lọc các nhiễu cao tần của điện áp đầu vào. Mặc dù đầu ra của bộ PFC là điện áp DC không đổi, dòng điện đầu vào được điều khiển theo điện áp chỉnh lưu v_{rec} , giúp tạo nên dạng dòng điện đầu vào có hình sin, đảm bảo mạch đạt được hệ số công suất cao.



Hình 8. Bộ sơ đồ điều khiển của IFB PFC converter được đề xuất.

Tín hiệu điện áp sau khi chỉnh lưu v_{rec} được sử dụng làm tín hiệu lập trình cho vòng điều khiển dòng điện, nhằm đảm bảo hệ số công suất (PF) của bộ chuyển đổi tiến gần đến 1. Dòng điện chỉnh lưu thực tế đo được ($i_{rec,fb}$) và dòng điện tham chiếu (i_{ref}) được đưa vào bộ điều khiển dòng điện. Bộ điều khiển dòng điện sẽ tạo ra chu kỳ nhiệm vụ (D) cho mô-đun PWM, điều chỉnh sao cho dòng điện đầu vào i_{rec} có dạng sóng sin. So với bộ điều khiển điện áp, bộ điều khiển dòng điện yêu cầu tốc độ đáp ứng nhanh hơn đáng kể. Để tái tạo chính xác dạng sóng dòng điện bán sin, băng thông của bộ điều khiển dòng điện

phải lớn hơn ít nhất hai lần tần số lưới. Thông thường, băng thông này được lựa chọn bằng khoảng 1/10 tần số chuyển mạch. Tín hiệu điều khiển được tạo ra từ bộ điều khiển dòng điện sẽ được mô-đun PWM sử dụng để sinh ra các tín hiệu đóng/ngắt cho các thiết bị chuyển mạch theo dạng xen kẽ.

Điện áp tham chiếu đầu ra ($V_{o_{ref}}$) và điện áp đầu ra DC thực tế đo được ($V_{o_{fb}}$) được đưa vào bộ điều khiển điện áp. Bộ điều khiển điện áp được thiết kế nhằm duy trì điện áp đầu ra ổn định ở mức giá trị tham chiếu, bất chấp các biến thiên từ tải hoặc điện áp đầu vào. Thông qua quá trình điều chỉnh, bộ điều khiển điện áp tạo ra tín hiệu điều khiển V_{VC} , đóng vai trò là giá trị tham chiếu cho bộ điều khiển dòng điện, đảm bảo cả độ ổn định điện áp lẫn độ chính xác trong điều khiển dòng vào.

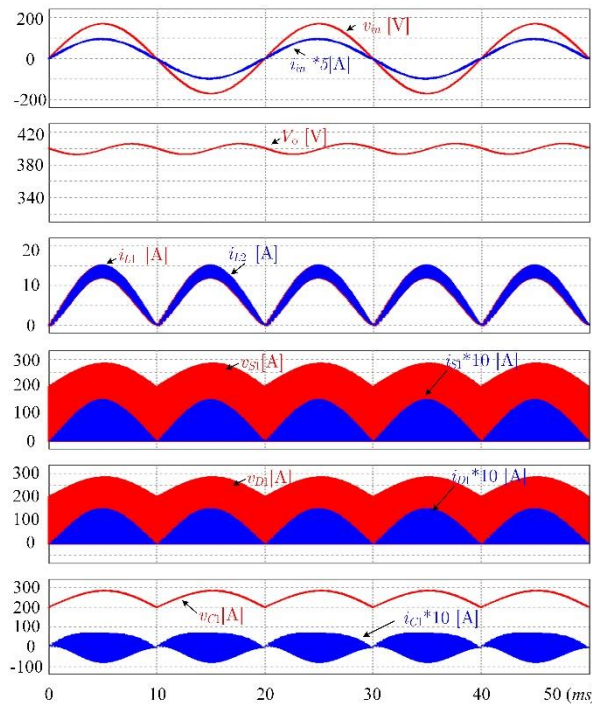
Có thể nhận thấy rằng, cấu hình IFB PFC chỉ cần một vòng điều khiển dòng điện, tương tự như cấu trúc boost truyền thống trong các ứng dụng PFC, nhưng vẫn đạt được hiệu ứng đóng cắt xen kẽ như ở cấu hình 2P-IBC. Sự kết hợp này giúp đơn giản hóa đáng kể hệ thống điều khiển, trong khi vẫn đảm bảo hiệu quả hoạt động và chất lượng dòng điện đầu vào.

4. Kết quả mô phỏng

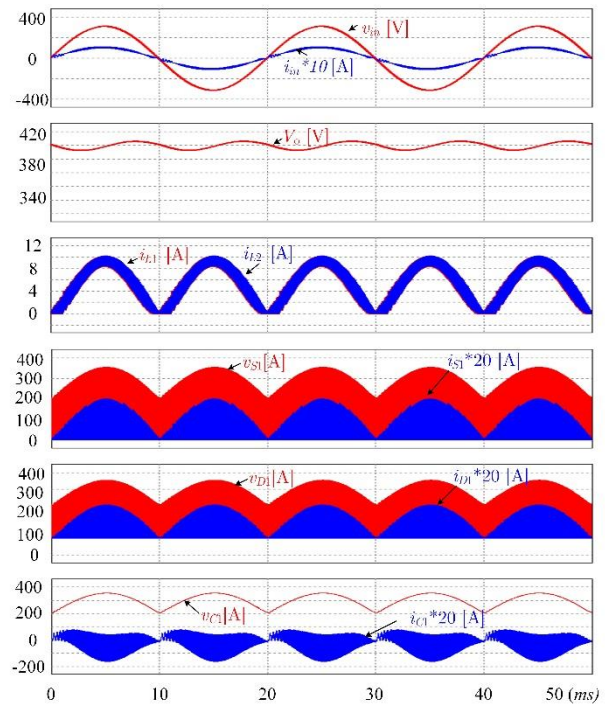
Bảng 1. Thông số mô phỏng

Ký hiệu	Giá trị	Ký hiệu	Giá trị
V_{in}	85 ~ 265 V_{rms}	P_o	1.6 kW
f_{line}	50 Hz	L_1, L_2	200 μH
V_o	390 V	C_1, C_2	2 μF
f_{sw}	50 kHz	C_o	1200 μF

Để xác thực hiệu quả của bộ chuyển đổi PFC được đề xuất, một bộ 2P- IFB PFC 1.6 kW đã được mô phỏng bằng phần mềm Power Electronics Simulation Software (PSIM). Các tham số mô phỏng của PFC được đề xuất tại Bảng I. Hình. 8 thể hiện sơ đồ khối của bộ 2P-IFB PFC. Bộ biến đổi được thiết kế để có thể hoạt động ở dải điện áp đầu vào rộng (85 V ~ 265 V) trong khi điện áp đầu ra được cố định ở 390 V.



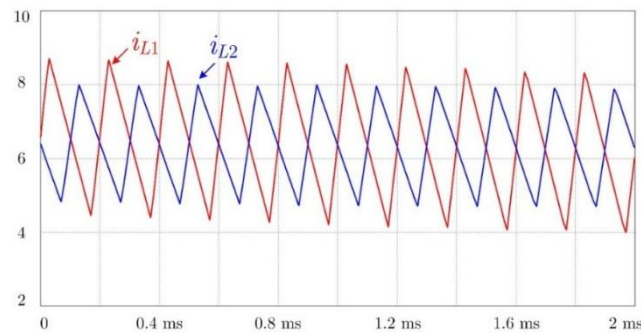
Hình 9. Mô phỏng của IFB PFC converter khi $V_{in} = 120 V_{rms}$, $V_o = 390 V$, $P_o = 1.6 kW$



Hình 10. Mô phỏng của IFB PFC converter khi $V_{in} = 220 V_{rms}$, $V_o = 390 V$, $P_o = 1.6 kW$

Hình 9 thể hiện dạng sóng của dòng điện đầu vào, điện áp đầu vào, điện áp ngõ ra, dòng điện trên cuộn cảm và điện áp trên thiết bị đóng ngắt ở ($V_{in} = 120\text{ V}/60\text{ Hz}$, $V_o = 390\text{ V}$, $P_o = 1.6\text{ kW}$). Dạng sóng dòng điện đầu vào ở bộ biến đổi PFC đề xuất là hình sin và cùng pha với điện áp đầu vào. Điện áp ngõ ra được cố định ở 390 V . Như trong Hình. 9, điện áp tải tối đa trên các khóa S_1 và S_2 của bộ biến đổi PFC đề xuất là khoảng 270 V , trong khi đó điện áp tải trên bộ biến đổi 2P-IBC PFC thông thường dựa trên cấu hình boost là V_o ($\sim 390\text{ V}$). Điện áp tải trên thiết bị đóng ngắt của bộ biến đổi đề xuất nhỏ hơn rất nhiều, dẫn đến sự giảm thiểu đáng kể ở tổn hao đóng ngắt, đặc biệt là ở mức điện áp đầu vào thấp. Hơn nữa, độ gợn dòng điện của bộ biến đổi PFC đề xuất cũng thấp hơn, hiệu quả trong việc giảm giá trị cảm kháng của L_1 and L_2 . Một điều kiện thử nghiệm khác ($V_{in} = 220\text{ V}/60\text{ Hz}$, $V_o = 390\text{ V}$, $P_o = 1.6\text{ kW}$) được thể hiện ở Hình. 10. Dạng sóng dòng điện đầu vào vẫn là hình sin và vẫn cùng pha với điện áp. Điện áp tải trên các khóa S_1 và S_2 của bộ biến đổi PFC đề xuất được giảm một cách rõ rệt tại điểm giao nhau bằng không giữa bán kỳ âm và dương.

Một mô phỏng khác được tiến hành với giá trị L_1 lúc này là $150\mu\text{H}$ và L_2 là $200\mu\text{H}$. Có thể thấy độ gợn sóng của dòng điện i_{L1} lớn hơn i_{L2} . Tuy nhiên giá trị trung bình của i_{L1} và i_{L2} vẫn bằng nhau. Điều này chứng tỏ rằng cấu hình IFBC có chức năng cân bằng dòng điện trên cuộn cảm.



Hình 11. Kết quả mô phỏng chức năng cân bằng dòng điện trên cuộn cảm của cấu hình IFBC

5. Kết luận

Bài báo này đề xuất một bộ biến đổi PFC mới dựa trên cấu hình IFB cho các ứng dụng điều chỉnh hệ số công suất với dải hoạt động rộng. Bộ biến đổi PFC đề xuất có những ưu điểm so với bộ biến đổi 2P-IBC PFC thông thường.

- 1) Số lượng cảm biến dòng được giảm nhờ có chức năng tự cân bằng dòng trên các mô-đun.
- 2) Bộ điều khiển của bộ biến đổi PFC đề xuất thì đơn giản hơn bộ điều khiển của bộ biến đổi 2P-IBC thông thường do chỉ cần một bộ điều khiển dòng điện.
- 3) Hiệu suất chuyển đổi của bộ biến đổi PFC ở mức điện áp thấp được cải thiện rõ rệt so với bộ biến đổi 2P-IBC nhờ có độ lợi điện áp lớn hơn và điện áp trên các khóa bán dẫn thấp.
- 4) Kích thước cuộn cảm của bộ biến đổi 2P-IFBC có thể được giảm do độ gợn dòng điện ngõ vào thấp.

Một số điểm vượt trội được nêu ra ở trên làm cho bộ biến đổi PFC đề xuất phù hợp cho các ứng dụng với dải điện áp rộng. Các đặt tính của cấu hình 2P-IFBC PFC đã được kiểm chứng trên phần mềm PSIM.

Lời cảm ơn

Các tác giả muốn cảm ơn đến sự hỗ trợ thời gian và cơ sở vật chất từ trường Đại học Bách Khoa Thành phố Hồ Chí Minh và Đại học Quốc Gia Thành phố Hồ Chí Minh cho nghiên cứu này.

Xung đột lợi ích

Các tác giả tuyên bố không có xung đột lợi ích trong bài báo này.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] C. Qiao and K. M. Smedley, "A topology survey of single-stage power factor corrector with a boost type input-current-shaper," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 16, no. 3, pp. 360-368, May 2001.

- [2] Y. W. Li and J. He, "Distribution System Harmonic Compensation Methods: An Overview of DG-Interfacing Inverters," *IEEE Ind. Electron. Maga.*, vol. 8, no. 4, pp. 18-31, Dec. 2014.
- [3] B. Wunder, L. Ott, M. Szpek, U. Boeke, and R. Weiß, "Energy efficient DC-grids for commercial buildings," *2014 IEEE 36th International Telecommunications Energy Conference (INTELEC), Vancouver, BC, Canada, 2014*, pp. 1-8.
- [4] P. T. Cheng and T. L. Lee, "Distributed active filter systems (dafss): A new approach to power system harmonics," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 42, no. 5, pp. 1301-1309, Sept 2006.
- [5] L. Huber, Y. Jang, and M. Jovanovic, "Performance evaluation of bridgeless pfc boost rectifiers," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 3, pp. 1381-1390, May 2008.
- [8] O. Garcia, J. A. Cobos, R. Prieto, P. Alou, and J. Uceda, "Single phase power factor correction: a survey," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 3, pp. 749-755, May 2003.
- [9] M. M. Jovanovic and Y. Jang, "State-of-the-art, single-phase, active power-factor-correction techniques for high-power applications - an overview," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 52, no. 3, pp. 701-708, June 2005.
- [8] Y. Lo, H. Chiu, T. Lee, I. Purnama, and J. Wang, "Analysis and Design of a Photovoltaic System DC Connected to the Utility with a Power Factor Corrector," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 56, no. 11, pp. 4354-4362, Nov. 2009.
- [9] K. Raggl, T. Nussbaumer, G. Doerig, J. Biela, and J. W. Kolar, "Comprehensive Design and Optimization of a High-Power-Density Single-Phase Boost PFC," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 56, no. 7, pp. 2574-2587, July 2009.
- [10] A. M. Pastor, E. V. Idiarte, A. C. Pastor, and L. M. Salameo, "Interleaved Digital Power Factor Correction Based on the Sliding-Mode Approach," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 6, pp. 4641-4653, June 2016.
- [11] J. C. Salmon, "Circuit topologies for single-phase voltage-doubler boost rectifiers," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 8, no. 4, pp. 521-529, Oct. 1993.
- [12] 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, July 2007.
- [13] F. S. Garcia, J. A. Pomilio, and G. Spiazzi, "Modeling and Control Design of the Interleaved Double Dual Boost Converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 22, no. 4, pp. 1394-1401, July 2007.
- [14] M. Esteki, B. Poorali, E. Adib, and H. Farzanehfard, "Interleaved Buck Converter with Continuous Input Current, Extremely Low Output Current Ripple, Low Switching Losses, and Improved Step-Down Conversion Ratio," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 8, pp. 4769-4776, Aug. 2015.
- [15] F. Forest, J. J. Huselstein, T. Martiré, D. Flumian, T. A. Meynard, Y. Abdelli, and A. M. Lienhardt, "A Nonreversible 10-kW High Step-Up Converter Using a Multicell Boost Topology," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 1, pp. 151-160, Jan. 2018.
- [16] H. N. Tran, T. T. Le, H. Jeong, S. Kim, H. P. Kieu, and S. Choi, "High Power Density DC-DC Converter for 800V Fuel Cell Electric Vehicles". *IEEE Trans. Power Electron.*, 2021.

Chan Viet Nguyen received his Bachelor's and Master's degrees in Electrical and Electronics Engineering from the University of Technology – Vietnam National University, Ho Chi Minh City, in 2016 and 2018, respectively. He obtained his Ph.D. in Energy Engineering from Kyungpook National University, Daegu, South Korea, in 2022. He is currently an lecturer of Electrical and Electronics Engineering, University of Technology – Vietnam National University, Ho Chi Minh City. His current research interests include electric vehicle chargers, DC-DC converters, matrix converters, and renewable energy.

Email: ncviet@hcmute.edu.vn. ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-9563-0782>. Phone: +84 888 700 493.

Dinh Tuyen Nguyen (Senior Member, IEEE) was born in 1982 in Binh Dinh, Vietnam. He received his Bachelor's degree in Electrical Engineering from the University of Technology – Vietnam National University, Ho Chi Minh City, in 2004, and his Ph.D. degree from the University of Ulsan, South Korea, in 2012. He is currently an Associate Professor at the Faculty of Electrical and Electronics Engineering, University of Technology – Vietnam National University, Ho Chi Minh City. His research interests focus on power electronic converters, the integration of power electronic systems, and their industrial applications, such as renewable energy and electric vehicles.

Email: ndtuyen@hcmute.edu.vn. ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-1129-4468>.

Quoc Dung Phan (Member, IEEE) was born in 1967 in Saigon (now Ho Chi Minh City), Vietnam. He received the Dipl.-Eng. degree in electromechanical engineering from Donetsk Polytechnic Institute, Donetsk City, Ukraine, in 1991, and the Ph.D. degree in engineering sciences from Kiev Polytechnic Institute, Kiev City, Ukraine, in 1995. He is currently an Associate Professor at the Faculty of Electrical and Electronics Engineering, Ho Chi Minh City University of Technology, Vietnam National University, Ho Chi Minh City. His research interests include power electronics, with a focus on the topologies and control of multilevel and multiphase converters, as well as electric machine control, wind and solar power systems, smart grids, and microgrids.

Email: pqdung@hcmute.edu.vn. ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-2289-5768>.

Thanh Phuong Ho received her Bachelor's and Master's degrees in Control Engineering and Automation from Ho Chi Minh City University of Technology, Vietnam National University, Ho Chi Minh City, in 2010 and 2013, respectively. Since 2010, she has been working as a lecturer at the Ho Chi Minh City University of Technology, Vietnam National University, Ho Chi Minh City. Her current research interests include electric vehicle charging and DC-DC converters.

Email: htphuong@hcmute.edu.vn. ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-1135-7980>.

An Nhuan Le received his Bachelor's and Master's degrees in Electrical and Electronics Engineering from Ho Chi Minh City University of Technology, Vietnam National University, Ho Chi Minh City, in 2017 and 2022, respectively. Since 2017, he has been a researcher at the Power Electronics Research Laboratory (PERL), Ho Chi Minh City University of Technology. His current research interests include renewable energy, electric vehicle chargers, and DC-DC converters.

Email: lanhuan@hcmute.edu.vn. ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-3880-471X>.

Dang Tai Nguyen graduated in Electrical and Electronics Engineering from Saigon University in 2022. Since 2022, he has been a graduate student at Ho Chi Minh City University of Technology, Vietnam National University, Ho Chi Minh City. In 2024, he joined Ho Chi Minh City Power College as a lecturer. His current research interests include DC-DC converters and renewable energy.

Email: ndtai.sdh222@hcmute.edu.vn. ORCID: <https://orcid.org/0009-0008-4045-9795>.

Thi Thao Trang Mong graduated in 2018 with a major in Power Systems from the Faculty of Electrical and Electronics Engineering, Ho Chi Minh City University of Technology, Vietnam National University, Ho Chi Minh City. Since 2019, she has been working at the Binh Duong Electrical Testing Center. Since 2022, she has been a graduate student at Ho Chi Minh City University of Technology, Vietnam National University, Ho Chi Minh City.

Email: trangluoy@gmail.com. ORCID:  <https://orcid.org/0009-0001-9779-1819>.