

## Small-Signal Analysis and Control for Single-Phase Boost PFC Converter

Huynh Phuoc Son<sup>1</sup>, Tran Vinh Thanh<sup>1</sup>, Truong Viet Anh<sup>1</sup>, Le Quang Vu<sup>1</sup>, Ho Anh Khoa<sup>2</sup>,  
Do Duc Tri<sup>1\*</sup>

<sup>1</sup>Ho Chi Minh City University of Technology and Education, Vietnam

<sup>2</sup>Caothang Technical College, Vietnam

\*Corresponding author. Email: [tridd@hcmute.edu.vn](mailto:tridd@hcmute.edu.vn)

### ARTICLE INFO

Received: 21/11/2023  
Revised: 04/01/2024  
Accepted: 04/03/2024  
Published: 28/10/2024

### KEYWORDS

Power factor correction;  
Boost converter;  
Small-signal;  
Single-phase;  
Electric Vehicle.

### ABSTRACT

Single-phase boost power factor correction (PFC) are widely used in industrial applications to improve power factor (PF) of rectifiers because they play an important role in improving the efficiency of battery charging systems, especially in optimizing the Power Factor and reducing energy consumption. In this paper, small signal analysis of PFC circuit is detailed to present relationship between output load current, AC input current and duty ratio of semiconductor device. Under this approach, series resistors of inductor and capacitor, drop voltages of semiconductor devices are considered in small-signal model. Transfer functions of PFC have been investigated based on small-signal models. Parameters of proportional-integral (PI) controllers are presented to control average value of output current and power factor of AC input source. Operating principle, component selections are also presented in this paper. Simulation results for RE load are introduced to verify the PFC circuit in battery charger applications. A 100-W laboratory prototype with resistive load is built to validate the proposed controllers.

## Phân Tích Tín Hiệu Nhỏ và Điều Khiển Mạch PFC Một Pha Tăng Áp

Huỳnh Phước Sơn<sup>1</sup>, Trần Vĩnh Thanh<sup>1</sup>, Trương Việt Anh<sup>1</sup>, Lê Quang Vũ<sup>1</sup>, Hồ Anh Khoa<sup>2</sup>, Đỗ Đức Trí<sup>1\*</sup>

<sup>1</sup>Trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật Thành Phố Hồ Chí Minh, Việt Nam

<sup>2</sup>Trường Cao đẳng Kỹ thuật Cao Thắng, Việt Nam

\*Tác giả liên hệ. Email: [tridd@hcmute.edu.vn](mailto:tridd@hcmute.edu.vn)

### THÔNG TIN BÀI BÁO

Ngày nhận bài: 21/11/2023  
Ngày hoàn thiện: 04/01/2024  
Ngày chấp nhận đăng: 04/03/2024  
Ngày đăng: 28/10/2024

### TỪ KHÓA

Hiệu chỉnh hệ số công suất;  
Tăng áp;  
Phân tích tín hiệu nhỏ;  
Một pha;  
Xe điện.

### TÓM TẮT

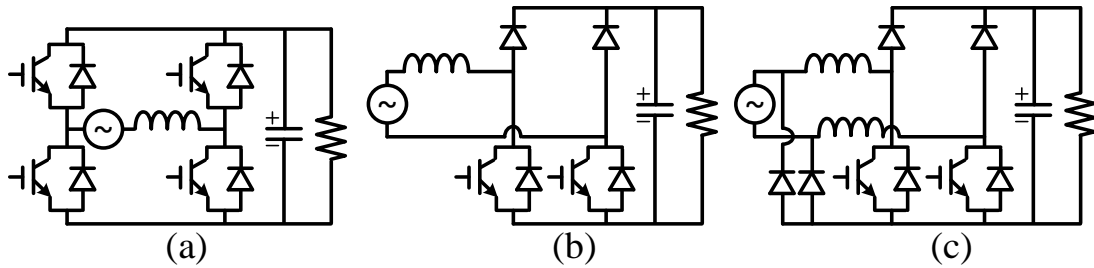
Mạch hiệu chỉnh hệ số công suất (power-factor correction – PFC) một pha đang được sử dụng rộng rãi nhằm cải thiện hệ số công suất của mạch chỉnh lưu bởi vì chúng đóng vai trò quan trọng trong cải thiện hiệu suất của hệ thống sạc bình ắc quy, đặc biệt là trong việc tối ưu hóa hệ số công suất PF và giảm sự tiêu hao năng lượng. Trong bài báo này, phân tích tín hiệu nhỏ cho mạch PFC được trình bày nhằm xác định mối quan hệ giữa các đại lượng dòng điện tải, dòng điện ngõ vào và các thông số điều khiển mạch PFC. Theo đó, các thành phần ký sinh trên cuộn dây, tụ điện và điện áp của các linh kiện bán dẫn được xem xét trong mô hình tín hiệu nhỏ. Dựa vào các kết quả phân tích tín hiệu nhỏ, hàm truyền của mạch PFC được thành lập. Từ đó, các bộ điều khiển khuếch đại tích phân (proportional-intergral – PI) được lựa chọn nhằm điều khiển dòng điện trung bình trên tải và hệ số công suất phía nguồn AC. Các phân tích về trạng thái hoạt động, tính toán, lựa chọn linh kiện cũng được trình bày trong bài báo. Các kết quả mô phỏng cho tải RE được trình bày nhằm bước đầu kiểm chứng tính khả thi của mạch PFC với ứng dụng sạc bình acqui. Mô hình thực nghiệm 100-W với tải điện trở cũng được trình bày nhằm kiểm chứng tính khả thi của các bộ điều khiển.

Doi: <https://doi.org/10.54644/jte.2024.1496>

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.

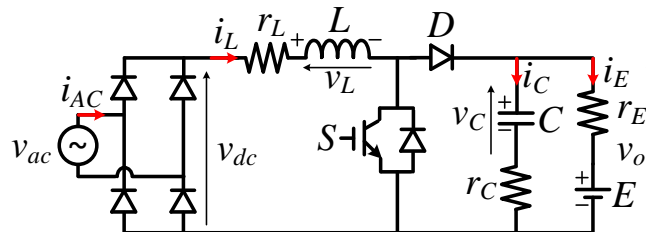
## 1. Giới thiệu

Ngày nay, các ứng dụng được cung cấp bởi nguồn điện DC đang được chú trọng phát triển như: chiếu sáng sử dụng đèn LED, xe điện, sạc acqui, biến tần, v.v... Trong đó, với sự phát triển của xe điện, các bộ sạc acqui là rất cần thiết. Các bộ sạc acqui trong các ứng dụng xe điện đòi hỏi phải được thiết kế với mật độ công suất cao, kích thước nhỏ, hiệu suất cao nhằm tích hợp trên xe điện [1], [2]. Ngoài ra, các bộ sạc phải đảm bảo hệ số công suất (power-factor-PF) phía nguồn AC cao để không ảnh hưởng đến hoạt động của lưới điện AC. Các bộ chỉnh lưu sử dụng các diode/SCR truyền thống có cấu trúc đơn giản và dễ dàng điều khiển. Tuy nhiên, các cấu hình này có hệ số công suất thấp. Đặc biệt trong trường hợp sử dụng tụ lọc ngõ ra có điện dung lớn để làm phẳng điện áp DC trên tải. Nhằm cải thiện hệ số công suất của các mạch chỉnh lưu, các mạch chỉnh lưu tăng áp hiệu chỉnh hệ số công suất (power factor correction – PFC) được đề xuất để thay thế cho các cấu hình chỉnh lưu truyền thống.



**Hình 1.** Các cấu hình PFC: (a) Totem pole PFC, (b) bridgeless PFC, (c) semi-bridgeless PFC.

Các cấu hình PFC một pha thông dụng có thể kể đến như: Totem-pole PFC, bridgeless và semi-bridgeless [3]-[6] như biểu diễn ở hình 1. Cấu hình Totem pole PFC được sử dụng trong các ứng dụng đòi hỏi công suất truyền tải hai chiều AC-DC và DC-AC. Trong cấu hình này, bốn khóa bán dẫn tích cực được sử dụng tạo thành kết nối cầu H truyền thống [3]. Trong các ứng dụng yêu cầu công suất truyền tải một chiều từ nguồn AC sang điện áp DC trên tải, hai diode được sử dụng thay cho hai khóa bán dẫn phía trên của mạch Totem-pole PFC, hình 1(b) [4] – [6]. Dòng điện tham chiếu của cuộn dây trong cấu hình Totem pole PFC và bridgeless PFC là tín hiệu dạng sine, vì cuộn dây được kết nối trực tiếp với nguồn AC ngõ vào. Do đó các bộ điều khiển khuếch đại cộng hưởng (proportional resonant – PR) có thể được sử dụng để điều khiển dòng điện trên cuộn dây. Xuất phát từ cấu hình bridgeless PFC, hai diode được thêm vào để tạo ra cấu hình semi-bridgeless PFC, như biểu diễn ở hình 1(c). Trong cấu hình này, các diode được thêm vào giúp kết nối điểm “-” của điện áp trên tải đến điện áp phía nguồn AC. Trong cấu hình semi-bridgeless PFC, hai cuộn dây được sử dụng để tăng cường điện áp ngõ ra. Cấu hình này tương đương với hai cấu hình DC-DC tăng áp. Do đó, dòng điện trên cuộn dây sẽ có dạng sóng là giá trị tuyệt đối của tín hiệu sine. Khi này, các bộ điều khiển khuếch đại tích phân (proportional integral – PI) được sử dụng để điều khiển dòng điện cuộn dây [7], [8].



**Hình 2.** Cấu hình PFC một pha tăng áp

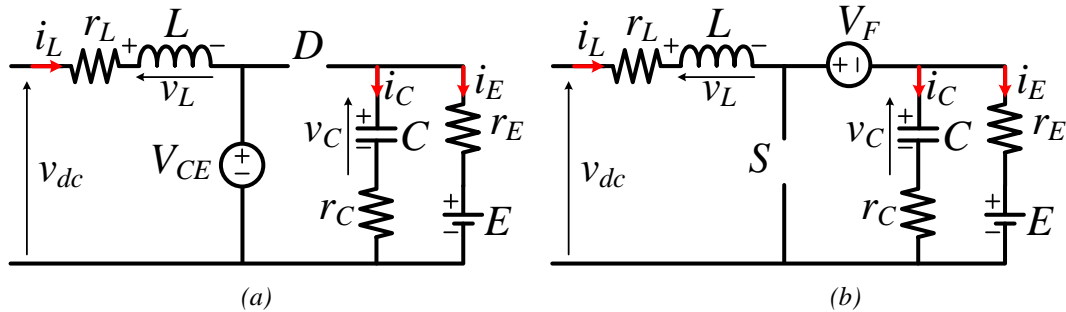
Các cấu hình PFC nêu trên sử dụng khá nhiều khóa bán dẫn tích cực ( $\geq 2$  khóa bán dẫn) từ đó làm tăng chi phí cũng như giảm tính ổn định của hệ thống. Bên cạnh các cấu hình này, cấu hình PFC tăng áp một pha truyền thống (hình 2) vẫn được sử dụng rộng rãi vì các ưu điểm sau: 1) ít khóa bán dẫn tích cực, 2) dễ dàng điều khiển [9]. Cụ thể như sau, cấu hình PFC tăng áp truyền thống sử dụng ít hơn 1 khóa

bán dẫn tích cực so với cấu hình bridgeless PFC và semi-bridgeless PFC và ít hơn 3 khóa bán dẫn tích cực so với cấu hình Totem-pole PFC. Tuy nhiên, cấu hình này sử dụng thêm một mạch cầu diode để kết nối điện áp AC ngõ vào và mạch DC-DC tăng áp phía ngõ ra. Có rất nhiều công bố về phân tích tín hiệu nhỏ cho cấu hình này [10], [11]. Tuy nhiên, các nghiên cứu này chỉ xem xét hàm truyền của hệ thống với giả định các linh kiện được sử dụng không có điện trở ký sinh cũng như điện áp đặt trên linh kiện bán dẫn.

Bài báo này trình bày phân tích tín hiệu nhỏ cho cấu hình PFC tăng áp một pha truyền thống. Khác với các nghiên cứu trước đó, các thành phần điện trở ký sinh của cuộn dây và tụ điện cũng như điện áp rơi trên các khóa bán dẫn được xem xét trong bài báo này. Dựa vào mô hình tín hiệu nhỏ, hàm truyền của hệ thống được thành lập. Từ đó, thông số của các bộ điều khiển PI tương ứng được lựa chọn nhằm điều khiển dòng điện ngõ ra trên tải và dòng điện ngõ vào AC. Với phương pháp điều khiển đề xuất, bộ chỉnh lưu PFC tăng áp thích hợp cho các ứng dụng sạc acqui. Kết quả mô phỏng với tải RE và mô hình thực nghiệm với tải thuần trở có công suất 100(W) được sử dụng để kiểm chứng tính đúng đắn của giải thuật. Phần còn lại của bài báo gồm 5 phần. Nguyên lý hoạt động và lựa chọn linh kiện cho mạch PFC được trình bày trong phần 2 và 3. Phân tích tín hiệu nhỏ và lựa chọn thông số bộ điều khiển được trình bày trong phần 4. Kết quả mô phỏng và thực nghiệm được trình bày trong phần 5. Phần 6 trình bày kết luận của bài báo.

## 2. Cấu hình và nguyên lý hoạt động của mạch PFC một pha tăng áp

Cấu hình PFC một pha tăng áp bao gồm một mạch chỉnh lưu cầu một pha được cấp nguồn AC và một mạch DC-DC tăng áp truyền thống, như hình 2. Mạch DC-DC được cấu tạo từ một cuộn dây  $L$ , một tụ điện  $C$ , một khóa bán dẫn điều khiển toàn phần  $S$  và một diode  $D$ . Điện trở ký sinh của cuộn dây và tụ điện lần lượt là  $r_L$  và  $r_C$ . Ngõ ra của mạch PFC được kết nối với tải  $E$  có trở kháng ký sinh  $r_E$ . Tải RE đại diện cho pin acqui trong ứng dụng sạc acqui. Nguyên lý hoạt động của mạch PFC nêu trên được phân tích dựa trên hai trạng thái kích dẫn và kích ngắt của khóa  $S$ , được biểu diễn như hình 3.



**Hình 3.** Nguyên lý hoạt động của cấu hình PFC: (a) chế độ 1, (b) chế độ 2

Trong chế độ 1, được biểu diễn ở hình 3(a), khóa  $S$  được kích đóng và diode  $D$  phân cực ngược. Cuộn dây  $L$  tích trữ năng lượng từ nguồn  $v_{dc}$ . Bên cạnh đó tụ điện  $C$  duy trì hoạt động liên tục cung cấp điện cho tải DC phía ngõ ra. Lưu ý,  $v_{dc}$  là ngõ ra của bộ chỉnh lưu cầu một pha,  $V_{CE}$  là điện áp đặt trên khóa  $S$  khi được kích đóng. Phương trình điện áp của cuộn dây  $L$  và dòng điện của tụ điện  $C$  được biểu diễn như sau:

$$\begin{cases} v_L = L \frac{di_L}{dt} = v_{dc} - V_{CE} - r_L i_L \\ i_C = C \frac{dv_C}{dt} = -i_E \end{cases} \quad (1)$$

Trong chế độ 2, hình 3(b), khóa  $S$  được kích ngắt, diode  $D$  phân cực thuận. Khi này, năng lượng tích trữ trong cuộn dây ở chế độ 1 và nguồn  $v_{dc}$  nạp năng lượng cho tụ điện  $C$  và cung cấp năng lượng cho tải. Điện áp của cuộn dây và dòng điện của tụ điện được tính toán như sau. Lưu ý rằng mạch được thiết kế để hoạt động ở chế độ dòng điện liên tục của cuộn dây  $L$ .

$$\begin{cases} v_L = L \frac{di_L}{dt} = v_{dc} - v_C - V_F - r_L i_L - r_C (i_L - i_E) \\ i_C = C \frac{dv_C}{dt} = i_L - i_E \end{cases} \quad (2)$$

Trong đó,  $V_F$  là điện áp phân cực thuận của diode  $D$ .

### 3. Lựa chọn linh kiện

#### 3.1. Lựa chọn cuộn dây và tụ điện

Giả sử các thành phần điện trở ký sinh trên linh kiện có giá trị rất nhỏ và có thể bỏ qua. Trong mỗi chu kỳ chuyển mạch  $T$ , khóa  $S$  được kích đóng với hệ số công tác  $d$ . Khi này, thời gian tác dụng của chế độ 1 và 2 lần lượt được xác định:  $dT$  và  $(1-d)T$ . Tương tự như mạch DC-DC tăng áp truyền thông, mối quan hệ giữa điện áp ngõ ra  $v_o(\omega t)$  và hệ số công tác  $d(\omega t)$  của khóa  $S$  được xác định như sau:

$$v_o(\omega t) = \frac{v_{dc}(\omega t)}{1-d(\omega t)} = \frac{|\hat{v}_{ac} \sin(\omega t)|}{1-d(\omega t)} \Leftrightarrow d(\omega t) = 1 - \frac{\hat{v}_{ac}}{v_o(\omega t)} |\sin(\omega t)| \quad (3)$$

Trong đó:  $\hat{v}_{ac}$  và  $\omega$  lần lượt là điện áp đỉnh và tần số góc của điện áp AC ngõ vào.

Độ gợn sóng dòng điện qua cuộn dây  $\Delta i_L(\omega t)$  trong mỗi chu kỳ chuyển mạch  $T$  được tính theo công thức sau:

$$\Delta i_L(\omega t) = \frac{v_{dc}(\omega t)d(\omega t)}{Lf} = \frac{|\hat{v}_{ac} \sin(\omega t)|}{Lf} \times \left[ 1 - \frac{|\hat{v}_{ac} \sin(\omega t)|}{v_o(\omega t)} \right] \quad (4)$$

Trong đó:  $f$  là tần số chuyển mạch.

Giả sử, điện dung tụ điện  $C$  được thiết kế đủ lớn để điện áp ngõ ra là hằng số  $v_o(\omega t) = V_o$ . Độ gợn sóng dòng điện qua cuộn dây  $L$  đạt giá trị cực đại tại  $\omega t = \pi/2$  và được xác định như sau:

$$\Delta i_{L,max} = \frac{\hat{v}_{ac}(V_o - \hat{v}_{ac})}{V_o Lf} \quad (5)$$

Cuộn dây  $L$  được lựa chọn sao cho  $\Delta i_{L,max} \leq y\% I_{L,peak}$ , trong đó  $y\%$  là giá trị cho phép lớn nhất của độ gợn sóng trên cuộn dây. Khi này, cuộn dây  $L$  được xác định như sau:

$$L \geq \frac{\hat{v}_{ac}(V_o - \hat{v}_{ac})}{y\% V_o f \times I_{L,peak}} \quad (6)$$

Tụ điện ngõ ra được lựa chọn như sau [12]:

$$C \geq \frac{P_o}{f_o(V_o^2 - V_{o,min}^2)} \quad (7)$$

Trong đó:  $P_o$  là công suất của mạch PFC;  $f_o$  là tần số điện áp AC ngõ vào;  $V_{o,min}$  là giá trị thấp nhất của điện áp DC ngõ ra. Thông thường,  $V_{o,min}$  không nhỏ hơn 90% giá trị  $V_o$ .

#### 3.2. Lựa chọn linh kiện bán dẫn

Mạch PFC được thiết kế với công suất  $P_o$  có dòng điện đỉnh ngõ vào phía AC,  $\hat{i}_{ac}$ , được xác định như sau:

$$\hat{i}_{ac} = 2P_o / \hat{v}_{ac} \quad (8)$$

Cầu diode được thiết kế với điện áp đặt và dòng điện định mức không nhỏ hơn điện áp đỉnh AC,  $\hat{v}_{ac}$  và dòng điện đỉnh AC,  $\hat{i}_{ac}$ . Khóa bán dẫn  $S$  và diode  $D$  của mạch DC-DC tăng áp được thiết kế với điện áp định bằng điện áp ngõ ra của bộ chuyển đổi  $V_o$  và dòng điện định bằng dòng điện đỉnh AC phía ngõ vào,  $\hat{i}_{ac}$ .

### 4. Phân tích tín hiệu nhỏ và lựa chọn bộ điều khiển

Giá trị trung bình của điện áp cuộn dây  $L$  và dòng điện của tụ điện  $C$  trong mỗi chu kỳ  $T$  được xác định như sau:

$$\begin{cases} L \frac{d\bar{i}_L}{dt} = \bar{v}_{dc} - V_{CE}\bar{d} - V_F(1-\bar{d}) - r_L\bar{i}_L - \bar{v}_C(1-\bar{d}) - r_C(\bar{i}_L - \bar{i}_E)(1-\bar{d}) \\ C \frac{d\bar{v}_C}{dt} = \bar{i}_L(1-\bar{d}) - \bar{i}_E \end{cases} \quad (9)$$

Trong đó,  $\bar{x}$  được xác định là giá trị trung bình trong mỗi chu kỳ  $T$  của tín hiệu  $x$ .

Giả sử rằng  $\bar{x} = X + \tilde{x}$ , trong đó  $X$  và  $\tilde{x}$  lần lượt là thành phần DC và thành phần AC của  $\bar{x}$  và  $\tilde{x} \ll X$ . Khi này, phương trình (9) được viết lại như sau:

$$\begin{cases} L \frac{d(I_L + \tilde{i}_L)}{dt} = (V_{dc} + \tilde{v}_{dc}) - V_{CE}(D + \tilde{d}) - V_F(1-D-\tilde{d}) - r_L(I_L + \tilde{i}_L) - (V_C + \tilde{v}_C)(1-D-\tilde{d}) \\ \quad - r_C(I_L + \tilde{i}_L - I_E - \tilde{i}_E)(1-D-\tilde{d}) \\ C \frac{d(V_C + \tilde{v}_C)}{dt} = (I_L + \tilde{i}_L)(1-D-\tilde{d}) - I_E - \tilde{i}_E \end{cases} \quad (10)$$

Phương trình AC của (10) được biểu diễn như sau. Lưu ý, các thành phần bậc cao trong phương trình (10) có giá trị rất nhỏ và có thể bỏ qua. Ví dụ, thành phần  $\tilde{v}_C\tilde{d}$  là thành phần bậc 2 có biên độ không đáng kể so với các thành phần bậc 1 là  $\tilde{v}_C$  và  $\tilde{d}$  nên được lược bỏ trong phương trình AC.

$$\begin{cases} L \frac{d\tilde{i}_L}{dt} = Ls\tilde{i}_L = \tilde{v}_{dc} - [r_L + r_C(1-D)]\tilde{i}_L + [V_C + V_F - V_{CE} + r_C(I_L - I_E)]\tilde{d} + r_C(1-D)\tilde{i}_E - (1-D)\tilde{v}_C \\ C \frac{d\tilde{v}_C}{dt} = Cs\tilde{v}_C = -I_L\tilde{d} + (1-D)\tilde{i}_L - \tilde{i}_E \end{cases} \quad (11)$$

Để điều khiển cấu hình PFC, hàm truyền  $G_1(s) = \tilde{i}_E/\tilde{i}_L$  và  $G_2(s) = \tilde{i}_L/\tilde{d}$  được thành lập như sau:

$$G_1(s) = \left. \frac{\tilde{i}_E}{\tilde{i}_L} \right|_{\tilde{v}_{dc}=0, \tilde{v}_C=0} = \frac{I_L Ls + BI_L - A(1-D)}{r_C I_L(1-D) - A} \quad (12)$$

$$G_2(s) = \left. \frac{\tilde{i}_L}{\tilde{d}} \right|_{\tilde{v}_{dc}=0, \tilde{v}_C=0} = \frac{A - r_C I_L(1-D)}{Ls + B - r_C(1-D)^2} \quad (13)$$

**Bảng 1.** Thông số mô phỏng và thực nghiệm

Thành phần	Ký hiệu	Giá trị
Điện áp ngõ vào	$v_{AC}$	24-V <sub>RMS</sub>
Điện áp acqui, điện áp ngõ ra	$E, r_E$	48V 200Ah Lithium-ion MBK, 48(V), 30 mΩ
Tần số $v_{AC}$	$f_o$	50 Hz
Tần số chuyển mạch	$f$	15 kHz
Công suất ngõ ra	$P_o$	100 W
Cuộn dây	$L$	2 mH, 0.15 Ω
Tụ điện	$C$	4.8-mF, 50-mΩ
Khóa $S$	$S$	FGL40N120AND, 1200 V, 40 A, $V_{CE} = 2.6 V$
Diode $D$	$D$	DSEI60-12A, 1200 V, 60 A, $V_F = 2.5 V$
Cầu diode một pha	-	KBU1010, 1000 V, 10 A
Cảm biến dòng	-	ACS712, 5 V <sub>DC</sub> , 20 A

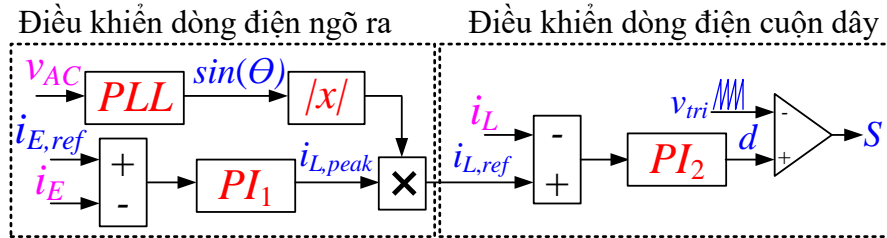
Thông số hoạt động của mạch PFC được liệt kê như bảng 1. Sơ đồ điều khiển cấu hình PFC bao gồm hai vòng điều khiển, được mô tả như hình 4. Biểu đồ bode của hàm truyền  $G_1(s)$  và  $G_2(s)$  được biểu diễn

như hình 5. Có thể thấy rằng, khi chưa sử dụng các bộ điều khiển PI, hệ thống ổn định theo tiêu chuẩn bode vì độ dự trữ biên và độ dự trữ pha của hai hàm truyền đều dương. Tuy nhiên, bode biên của hàm truyền  $G_1(s)$  ở vùng tần số thấp rất nhỏ, khoảng  $-7.24(\text{dB})$  tại tần số  $0(\text{Hz})$ . Do đó, hai bộ điều khiển PI được sử dụng để tăng cường bode biên của hai hàm truyền vòng hở. Hàm truyền của bộ điều khiển  $PI_j(s)$  ( $j = 1, 2$ ) được biểu diễn như sau:

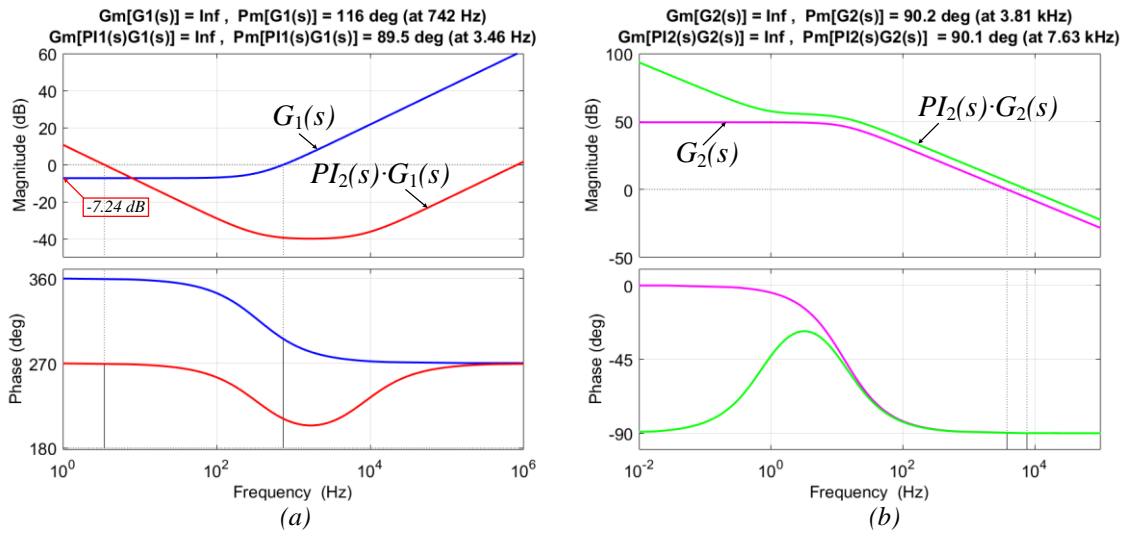
$$PI_j(s) = k_{pj} + \frac{k_{ij}}{s} \quad (14)$$

Trong đó  $k_{pj}$  và  $k_{ij}$  lần lượt là hệ số tỉ lệ và độ lợi tích phân của bộ điều khiển  $PI_j(s)$ .

Hệ số tỉ lệ  $k_{p1}$  và độ lợi tích phân  $k_{i1}$  của bộ điều khiển  $PI_1$  được lựa chọn là 0.001 và 50. Khi này, tần số cắt của hệ thống vòng hở  $PI_1(s)G_1(s)$  là 3.46(Hz). Độ dự trữ biên và độ dự trữ pha của hệ thống là  $+\infty$  và  $89.5^\circ$ , hệ thống ổn định theo tiêu chuẩn bode. Hình 5(a) biểu thị rằng khi sử dụng bộ điều khiển  $PI_1$  bode biên của hệ thống ở vùng tần số thấp ( $<3.46 \text{ Hz}$ ) được cải thiện đáng kể so với hệ thống  $G_1(s)$ . Tương tự, bộ điều khiển  $PI_2$  được thêm vào để điều khiển dòng điện cuộn dây  $L$ . Hệ số tỉ lệ  $k_{p2}$  và độ lợi tích phân  $k_{i2}$  của bộ điều khiển  $PI_2$  được lựa chọn là 2 và 10. Bảng thông của hệ thống vòng hở  $PI_2(s)G_2(s)$  là 7.63-kHz. Độ dự trữ biên và độ dự trữ pha của  $PI_2(s)G_2(s)$  được xác định là  $+\infty$  và  $90.2^\circ$ , như biểu diễn ở hình 5(b). Bộ điều khiển dòng điện cuộn dây ổn định theo tiêu chuẩn bode.



Hình 4. Sơ đồ điều khiển cho cấu hình PFC



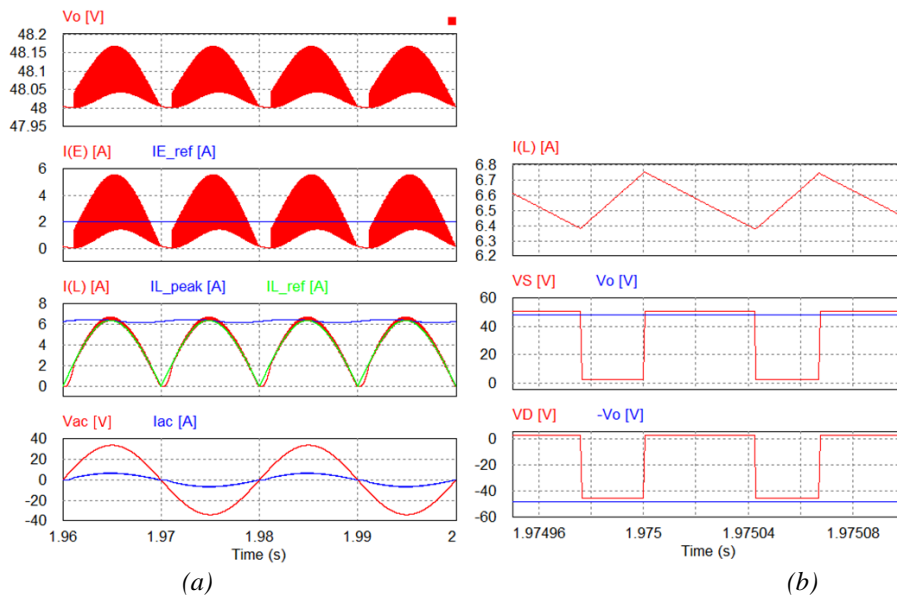
Hình 5. Biểu đồ bode của hàm truyền (a)  $G_1(s)$  và  $PI_1(s)G_1(s)$ , (b)  $G_2(s)$  và  $PI_2(s)G_2(s)$

## 5. Kết quả mô phỏng và thực nghiệm

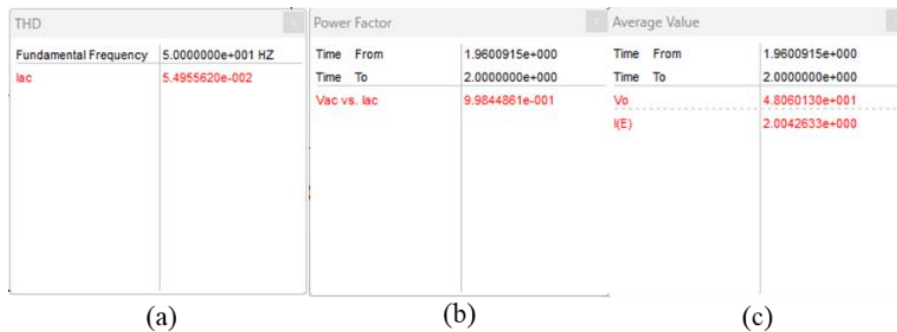
### 5.1. Kết quả mô phỏng

Kết quả mô phỏng của mạch PFC được thực hiện trên phần mềm PSIM. Thông số hoạt động của mạch PFC được liệt kê như bảng 1. Điện áp AC ngõ vào của bộ chỉnh lưu được lựa chọn là  $24 V_{\text{RMS}}$ . Tải RE có thông số là  $30(\text{m}\Omega)$  và  $48(\text{V})$  đại diện cho acqui 48V 200Ah Lithium-ion MBK. Công suất mô phỏng được lựa chọn là  $100(\text{W})$ . Khi này dòng điện trung bình trên tải tính toán bằng  $2(\text{A})$ . Kết quả mô phỏng của cấu hình PFC một pha tăng áp được trình bày như hình 6 và 7. Với các thông số của bộ

điều khiển PI được trình bày ở phần 4, dòng điện trung bình trên tải  $I_E$  được điều khiển bằng 2(A). Dạng sóng và giá trị trung bình của dòng điện tải được thể hiện ở hình 6(a) và 7(c). Điện áp ngõ ra trên tải đo được là 48.06(V). Điện áp trên tải có giá trị gần bằng điện áp trên nguồn  $E$  vì điện trở ký sinh của nguồn  $E$  là rất nhỏ khoảng 30(mΩ). Điện áp đỉnh tham chiếu của cuộn dây  $I_{L,peak}$  có giá trị bằng 6.34(A). Dạng sóng của dòng điện tham chiếu  $I_{L,ref}$  có dạng giá trị tuyệt đối của hàm số sine với biên độ đỉnh bằng  $I_{L,peak}$ , như biểu diễn ở hình 6(a). Nhìn chung, dòng điện trên cuộn dây được điều khiển gần bằng dòng điện tham chiếu. Giá trị hiệu dụng của dòng điện trên cuộn dây  $L$  và dòng điện ngõ vào  $I_{AC}$  bằng nhau và bằng 4.58 A<sub>RMS</sub>. Giá trị tổng độ méo dạng sóng hài (total harmonic distortion – THD) của dòng điện ngõ vào đo được là 5.49%. Hệ số công suất của mạch đo được là 0.998. Điện áp đặt trên khóa  $S$  và diode  $D$  có giá trị gần bằng điện áp ngõ ra, như biểu diễn ở hình 6(b). Các kết quả mô phỏng đã chứng minh rằng, phương pháp điều khiển trình bày ở chương 4 có thể điều khiển được giá trị trung bình của dòng điện trên tải RE với hệ số công suất nguồn AC cao. Có thể kết luận rằng cấu hình PFC tăng áp một pha với giải thuật đề xuất thích hợp cho các ứng dụng sạc bình acqui.



**Hình 6.** Kết quả mô phỏng cấu hình PFC với bộ điều khiển đề xuất. Từ trên xuống dưới: (a) điện áp ngõ ra  $V_o$ , dòng điện tải  $I_E$ , dòng điện tải tham chiếu  $I_{E,ref}$ , dòng điện cuộn dây  $I_L$ , dòng điện đỉnh và dòng điện  $L$  tham chiếu  $I_{L,peak}$  và  $I_{L,ref}$ , điện áp và dòng điện ngõ vào  $V_{AC}$ ,  $I_{AC}$

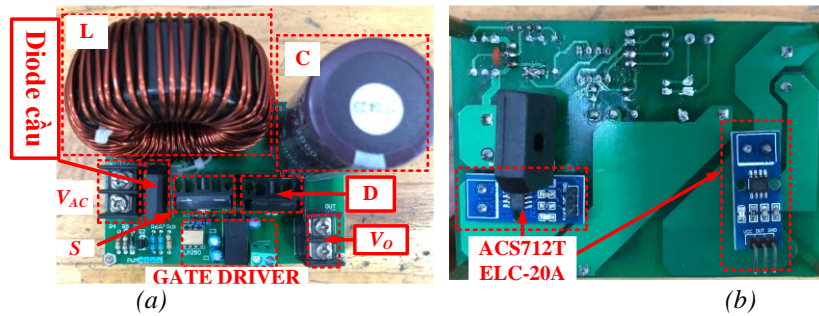


**Hình 7.** Kết quả mô phỏng cấu hình PFC.

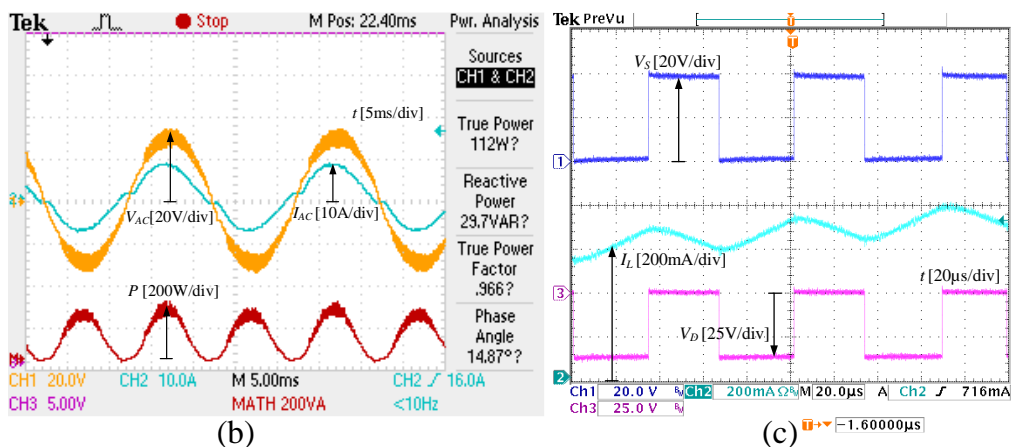
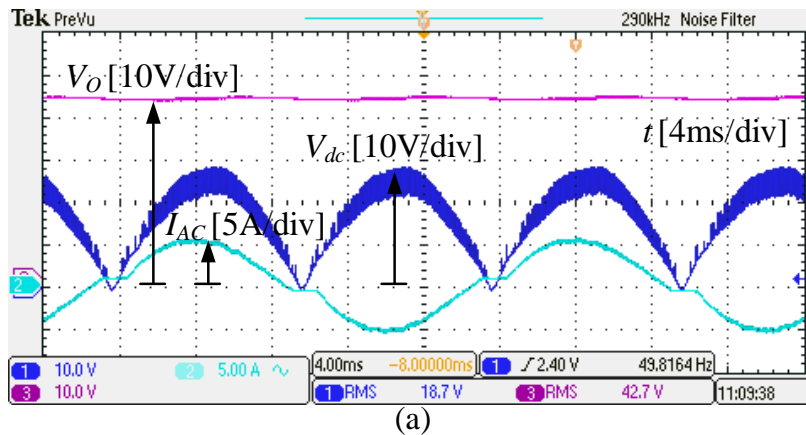
## 5.2. Kết quả thực nghiệm

Mô hình thực nghiệm được trình bày như hình 8. IGBT FGL40N120AND và diode DSEI60-12A được sử dụng cho khóa  $S$  và diode  $D$ . IGBT được điều khiển thông qua IC cách ly quang TLP250. DSP TMS320-F28335 được sử dụng để tạo ra xung kích cho khóa bán dẫn  $S$  và thực thi bộ điều khiển PI. Cầu diode KBU1010 được sử dụng để chỉnh lưu điện áp AC phía ngõ vào. Cảm biến ACS712-20A được sử dụng để hồi tiếp dòng điện ngõ ra và dòng điện ngõ vào về mạch điều khiển. Tải thuần trở 25(Ω)

được sử dụng để kiểm chứng giải thuật đề xuất. Kết quả thực nghiệm với dòng tải được điều khiển ở giá trị 1.5(A) được trình bày như hình 9. Điện áp ngõ ra trên tải được biểu thị như hình 9(a) có giá trị trung bình bằng 42.7(V). Điện áp DC  $V_{dc}$  phía ngõ vào của mạch tăng áp có dạng sóng là giá trị tuyệt đối của hàm số sine, như hình 9(a). Dạng sóng điện áp  $V_{AC}$  và dòng điện  $I_{AC}$  phía ngõ vào của mạch PFC được biểu diễn như hình 9(b). Công suất tác dụng của nguồn AC đo được bằng 112(W). Hệ số công suất của mạch PFC với giải thuật đề xuất đo được bằng 0.966, như biểu diễn ở hình 9(b). Dạng sóng điện áp trên khóa  $S$ , diode  $D$  và dạng sóng dòng điện qua cuộn dây được biểu thị như hình 9(c). Có thể thấy rằng điện áp đặt trên các linh kiện bán dẫn có giá trị xấp xỉ điện áp ngõ ra  $V_o$ . Khi khóa  $S$  được kích dẫn, dòng điện qua cuộn dây  $L$  tăng tuyến tính. Khi này cuộn dây tích trữ năng lượng từ nguồn  $V_{dc}$ . Ngược lại khi khóa  $S$  được kích ngắt, cuộn dây xả năng lượng và dòng điện qua cuộn dây giảm tuyến tính, như biểu diễn ở hình 9(c). Các kết quả thực nghiệm đã chứng minh tính khả thi của bộ điều khiển đề xuất được trình bày ở chương 4.



Hình 8. Mô hình thực nghiệm (a) mặt trên, (b) mặt dưới



Hình 9. Kết quả thực nghiệm với dòng điện tải 1.5(A)

## 6. Kết luận

Bài báo này đã trình bày các phân tích tín hiệu nhỏ và thành lập hàm truyền cho mạch PFC tăng áp một pha truyền thống. Các thông số của bộ điều khiển PI cũng được lựa chọn dựa trên các hàm truyền đã được phân tích. Các kết quả mô phỏng trên tải RE chứng tỏ rằng mạch PFC với bộ điều khiển đề xuất có thể điều khiển dòng điện trung bình trên tải. Từ đó, đặt nền tảng cho sự phát triển mạch PFC tăng áp cho ứng dụng sạc bình acqui. Các kết quả thực nghiệm trên mô hình 100(W) tại phòng thí nghiệm đã chứng minh được tính khả thi của bộ điều khiển trên thực tế.

## 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 T2023-11 của Trường Đại Học Sư Phạm Kỹ Thuật Thành Phố Hồ Chí Minh

## Xung đột lợi ích

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

## TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] D. Zinchenko, A. Blinov, A. Chub, D. Vinnikov, I. Verbytskyi, and S. Bayhan, "High-Efficiency Single-Stage On-Board Charger for Electrical Vehicles," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 70, no. 12, pp. 12581-12592, Dec. 2021, doi: 10.1109/TVT.2021.3118392.
- [2] H. Wu, Y. Zhang, and Y. Jia, "Three-Port Bridgeless PFC-Based Quasi Single-Stage Single-Phase AC-DC Converters for Wide Voltage Range Applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 65, no. 7, pp. 5518-5528, July 2018, doi: 10.1109/TIE.2017.2782206.
- [3] C. Zhao and X. Wu, "Accurate Operating Analysis of Boundary Mode Totem-Pole Boost PFC Converter Considering the Reverse Recovery of mosfet," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 12, pp. 10038-10043, Dec. 2018, doi: 10.1109/TPEL.2018.2829832.
- [4] B. Zhao, A. Abramovitz, and K. Smedley, "Family of Bridgeless Buck-Boost PFC Rectifiers," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 12, pp. 6524-6527, Dec. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2015.2445779.
- [5] K. S. B. Muhammad and D. D. C. Lu, "ZCS Bridgeless Boost PFC Rectifier Using Only Two Active Switches," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 5, pp. 2795-2806, May 2015, doi: 10.1109/TIE.2014.2364983.
- [6] L. Huber, Y. Jang, and M. M. Jovanovic, "Performance Evaluation of Bridgeless PFC Boost Rectifiers," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 3, pp. 1381-1390, May 2008, doi: 10.1109/TPEL.2008.921107.
- [7] F. Musavi, M. Edington, W. Eberle, and W. G. Dunford, "Evaluation and Efficiency Comparison of Front End AC-DC Plug-in Hybrid Charger Topologies," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 3, no. 1, pp. 413-421, March 2012, doi: 10.1109/TSG.2011.2166413.
- [8] R. P. Alzola, M. A. Bianchi, and M. Ordonez, "Control Design of a PFC With Harmonic Mitigation Function for Small Hybrid AC/DC Buildings," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 9, pp. 6607-6620, Sept. 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2499163.
- [9] J. Kim, H. Choi, and C. Y. Won, "New Modulated Carrier Controlled PFC Boost Converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 6, pp. 4772-4782, June 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2737458.
- [10] F. A. Hulichel, F. C. Lee, and B. H. Cho, "Small-signal modeling of the single-phase boost high power factor converter with constant frequency control," *PESC '92 Record. 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Toledo, Spain, 1992, pp. 475-482 vol.1, doi: 10.1109/PESC.1992.254843.
- [11] A. H. Okilly, H. Jeong, and J. Baek, "Optimal IP Current Controller Design Based on Small Signal Stability for THD Reduction of a High-Power-Density PFC Boost Converter," *Appl. Sci.*, vol. 11, no. 2, p. 539, 2021, doi: 10.3390/app11020539.
- [12] P. C. Todd, "UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design," 1999. [Online]. Available: Texas Instruments Incorporated, <http://www.ti.com/lit/an/slua144/slua144.pdf>.



**Huynh Phuoc Son.** In 1992, Engineer Degree, major Automotive Engineering, HCMC University of Technology and Education Vietnam. In 2004, Master Degree, major Automotive Engineering, HCMC University of Technology and Education Vietnam. In 2018, Ph.D Degree, major Transportation Mechanical Engineering, Da Nang University Vietnam. Fields of Expertise and Research Interests: Automotive Powertrain system; Automotive motion control systems; Application control systems on a modern automobile; Application dual fuel CNG-diesel on internal combustion engine.

Email: [sonhp@hcmute.edu.vn](mailto:sonhp@hcmute.edu.vn). ORCID: <https://orcid.org/0009-0003-4093-2021>



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

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



**Trung Viet Anh** was born in Hanoi, Vietnam, in 1971. He received the B.Eng., M.Eng., and Ph.D. degrees in electrical engineering from the Ho Chi Minh City University of Technology (HCMUT), Vietnam National University (VNUHCM), Ho Chi Minh City, Vietnam in 1994, 1999, and 2004, respectively. His current research interests include power converters for renewable energy systems.

Email: [anhvtv@hcmute.edu.vn](mailto:anhvtv@hcmute.edu.vn). ORCID:  <https://orcid.org/0000-0002-5151-5771>



**Le Quang Vu**. In 2007, Engineer Degree, major Vehicle Engineering in HCMC University of Technology and Education, Vietnam. In 2014, Master Degree, major Vehicle Engineering in HCMC University of Technology and Education, Vietnam. From 2007 to present, Lecturer in Department of Automotive Electronic, Faculty of Vehicle and Energy Engineering, HCMC University of Technology and Education, Vietnam. Fields of Expertise and Research Interests : Automotive Electronic and Electrical systems; Application control systems on automotive.


Email: [vulq@hcmute.edu.vn](mailto:vulq@hcmute.edu.vn). ORCID:  <https://orcid.org/0009-0005-0293-4880>



**Ho Anh Khoa** was born in Vietnam, in 1997. He received the B.S. and M.S. degrees in electronic engineering from the Ho Chi Minh City University of Technology and Education, Vietnam, in 2020 and 2023, respectively. He is currently a Lecturer with the Faculty of Electrical and Electronics Engineering, Cao Thang Technical College. His current research interest includes Multi-level inverter for grid-connected PV applications.

Email: [khoahoanh.fx@gmail.com](mailto:khoahoanh.fx@gmail.com). ORCID:  <https://orcid.org/0009-0000-0989-8062>



**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](mailto:tridd@hcmute.edu.vn). ORCID:  <https://orcid.org/0000-0002-4096-5208>