

Small-Signal Analysis and Control for a Single-Phase Buck – Boost Inverter

Yen-Nhi Thi Tran¹, Hoang-Minh Le¹, Vinh-Thanh Tran¹, Thanh-Minh Phan², Duc-Tri Do¹
¹Ho Chi Minh City University of Technology and Engineering, Vietnam
²Kien Giang College, Vietnam

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

ARTICLE INFO

Received: 14/08/2025
Revised: 03/11/2025
Accepted: 24/11/2025
Published: 28/02/2026

KEYWORDS

Switching loss;
DC-AC converter;
H-bridge;
Boost converter;
Film capacitor.

ABSTRACT

This paper presents the configuration of a single-phase buck-boost inverter (1P-BBI), which combines a three-level boost converter (TLB) with a conventional single-phase H-bridge buck inverter. Unlike conventional two-stage topologies, the proposed structure does not require a constant DC-link voltage. The 1P-BBI operates in two modes. In the buck mode, when the input DC voltage is higher than the desired output voltage, only the inverter-stage switches are active to generate the AC output. In contrast, in the boost mode, when the input DC voltage is lower than the output voltage, the switches in the three-level boost converter regulate the DC-link voltage to match the required output level. This paper also presents a small-signal analysis of the 1P-BBI system to establish the transfer function that relates the post-filter output voltage to the input DC voltage. Based on the derived transfer function, the parameters of a Proportional-Integral (PI) controller are selected to regulate the output voltage across the load. Additionally, the paper provides detailed analysis of operating states, circuit calculations, and component selection. Simulation results and experimental verification with a purely resistive load are conducted to validate the proposed control strategy. The experimental results confirm that the inverter is suitable for single-phase applications in the low-to-medium power range.

Phân tích tín hiệu nhỏ, điều khiển cấu hình nghịch lưu một pha tăng giảm áp

Trần Thị Yến Nhi¹, Lê Hoàng Minh¹, Trần Vinh Thanh¹, Phan Thanh Minh², Đỗ Đức Trí^{1*}
¹Trường Đại học Công nghệ Kỹ thuật Thành Phố Hồ Chí Minh, Việt Nam
²Trường Cao đẳng Kiên Giang, Việt Nam

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

THÔNG TIN BÀI BÁO

Ngày nhận bài: 14/08/2025
Ngày hoàn thiện: 03/11/2025
Ngày chấp nhận đăng: 24/11/2025
Ngày đăng: 28/02/2026

TỪ KHÓA

Bộ chuyển đổi DC-AC;
Cầu H;
Bộ chuyển đổi tăng áp;
Phân tích tín hiệu nhỏ;
Điều khiển PI.

TÓM TẮT

Bài báo trình bày cấu hình mạch nghịch lưu 1 pha tăng giảm áp (1P-BBI) là sự kết hợp bộ chuyển đổi DC-DC tăng áp ba bậc (Three level boost – TLB) và bộ nghịch lưu giảm áp 1 pha cầu H truyền thống. Khác với các cấu hình hai chạng thông thường, điện áp DC-link không yêu cầu là hằng số. Cấu hình 1P-BBI hoạt động ở hai chế độ. Chế độ giảm áp, điện áp DC đầu vào lớn hơn điện áp đầu ra, khi này chỉ các khoá ở phía nghịch lưu hoạt động tạo điện áp đầu ra. Và ngược lại, ở chế độ tăng áp, điện áp DC đầu vào thấp hơn điện áp đầu ra, các khoá bán dẫn của bộ chuyển đổi DC-DC tăng áp điều khiển điện áp DC-link bằng với điện áp đầu ra. Trong bài báo này, phân tích tín hiệu nhỏ cho 1P-BBI được trình bày nhằm xác định mối quan hệ giữa điện áp đầu ra sau bộ lọc và điện áp DC đầu vào để xây dựng hàm truyền cho hệ thống. Từ đó, các thông số cho bộ điều khiển tỷ lệ - tích phân (PI) được lựa chọn để điều khiển điện áp đầu ra trên tải. Trong bài báo, các phân tích về trạng thái hoạt động, quá trình tính toán và lựa chọn linh kiện được trình bày. Để kiểm chứng tính đúng đắn của giải thuật, các kết quả mô phỏng cùng thực nghiệm với tải thuần trở đã được sử dụng làm cơ sở kiểm chứng. Từ kiểm chứng thực nghiệm cho thấy bộ nghịch lưu phù hợp với ứng dụng một pha có công suất trung bình, nhỏ.

Doi: <https://doi.org/10.54644/jte.2025.1979>

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 bộ biến đổi điện tử công suất được sử dụng rộng rãi trong nhiều thiết bị và ngày càng thay thế các hệ thống cũ nhờ những đặc tính ưu việt của chúng. Các bộ biến đổi điện tử công suất đóng vai trò đặc biệt quan trọng trong quá trình chuyển đổi năng lượng. Việc tập trung nghiên cứu các bộ biến đổi này về độ tin cậy, kích thước và trọng lượng là chủ đề được nhiều nghiên cứu quan tâm. Sự phát triển nhanh chóng của nền kinh tế toàn cầu đã kéo theo những hệ lụy nghiêm trọng về khủng hoảng năng lượng và suy thoái môi trường, từ đó thúc đẩy sự quan tâm mạnh mẽ đến các hệ thống phát điện năng lượng mới, tiêu biểu là pin nhiên liệu và năng lượng mặt trời (PV) [1]-[4].

Đầu ra của pin nhiên liệu và pin mặt trời là điện một chiều (DC), do đó thiết bị điện tử công suất được sử dụng trong hệ thống là các bộ nghịch lưu. Các bộ nghịch lưu có vai trò chuyển đổi năng lượng điện một chiều thành năng lượng điện xoay chiều nhằm cấp điện cho tải hoặc hoà lưới. Có hai loại nghịch lưu chính là nghịch nguồn áp (Voltage Source Inverter - VSI) và nghịch lưu nguồn dòng (Current Source Inverter - CSI) [5], [6]. Thông thường trong các ứng dụng hệ thống pin nhiên liệu/PV, VSI được sử dụng phổ biến hơn CSI do VSI có cấu trúc đơn giản, dễ điều khiển và mang lại hiệu suất cao [7]-[9]. Đối với CSI việc điều khiển khá là phức tạp hơn so với VSI bên cạnh đó đầu vào yêu cầu cuộn cảm lớn để ổn định dòng DC đầu vào. Tuy nhiên, trong một số ứng dụng công suất lớn hoặc yêu cầu điều khiển dòng chính xác, CSI được xem là lựa chọn phù hợp [10].

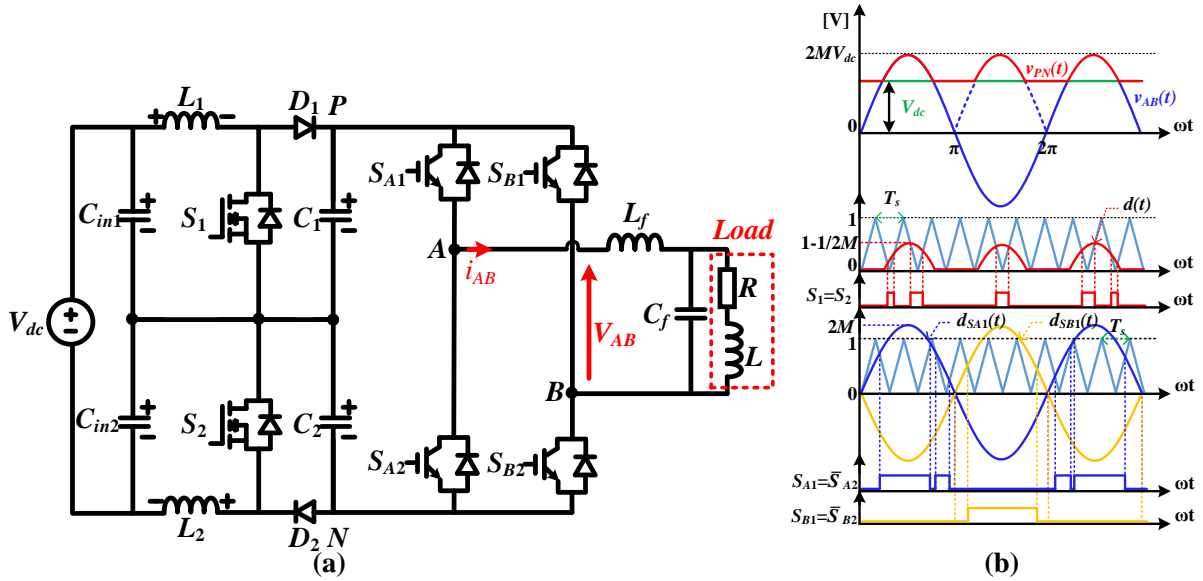
Trong các ứng dụng PV, các mạch nghịch lưu đa bậc thường được sử dụng phổ biến như nghịch lưu ghép tầng cầu H (CHB) [11] gồm nhiều module cầu H nối tiếp tạo nhiều mức điện áp đầu ra, nghịch lưu hình T [12] là một nghịch lưu ba bậc, sử dụng thêm khóa hai chiều nối điểm trung tính và nghịch lưu hình F [13] là cải tiến của nghịch lưu hình T, chia đôi nguồn điện áp đầu vào DC bởi hai tụ điện nối tiếp có điểm trung tính. Các cấu hình nghịch lưu đa bậc có ưu điểm tạo điện áp đầu ra gần như hình sin lý tưởng, với độ méo hài tổng thấp mà không cần sử dụng bộ lọc ngoài lớn. Bên cạnh đó, nhờ khả năng chia nhỏ điện áp đầu ra thành nhiều mức, các cấu trúc này giảm điện áp đặt trên mỗi khóa bán dẫn. Mặc dù nghịch lưu đa bậc mang lại nhiều ưu điểm nhưng lại tồn tại nhược điểm đáng kể về độ phức tạp trong cấu hình cũng như giải thuật điều khiển. Trong khi đó, nghịch lưu cầu H truyền thống với cấu trúc đơn giản hơn, chỉ sử dụng bốn khóa bán dẫn, giảm chi phí hệ thống và việc điều khiển dễ dàng hơn, phù hợp với giải thuật điều chế độ rộng xung sine (SPWM) truyền thống.

VSI là bộ chuyển đổi giảm áp với điện áp DC đầu vào từ các hệ thống pin nhiên liệu/PV có điện áp thấp và biên độ dao động cao ảnh hưởng đến điện áp đầu ra của bộ nghịch lưu. Do đó, trong các cấu trúc thông thường hiện tại là các cấu hình nghịch lưu hai chặng, một bộ tăng áp DC-DC được sử dụng ở phía trước, sau đó là một bộ nghịch lưu nguồn điện áp (VSI) ở chặng thứ hai. Trong tài liệu [14], đã thực hiện phân tích so sánh giữa bộ chuyển đổi tăng áp ba bậc (three-level boost - TLB) và bộ chuyển đổi DC-DC tăng áp truyền thống. Kết quả chứng minh rằng bộ chuyển đổi TLB có kích thước cuộn cảm nhỏ hơn đồng thời mang lại sự cải thiện hiệu suất đáng kể. Với những ưu điểm này, TLB được xem xét tích hợp với nghịch lưu cầu H. Việc tách biệt hai giai đoạn chuyển đổi năng lượng này và điều khiển riêng từng bộ biến đổi sẽ làm giảm hiệu suất tổng thể và tăng độ phức tạp của hệ thống. Vì vậy, việc kết hợp hoạt động của hai giai đoạn tăng áp của phía DC-DC và giảm áp DC-AC nhằm giảm tổn hao, cũng như nâng cao mật độ công suất hệ thống. Việc đảm bảo hệ thống, tức ổn định điện áp đầu ra cũng là vấn đề quan trọng. Thông thường, các bộ nghịch lưu sử dụng bộ điều khiển tỷ lệ - tích phân (PI) [15]. Bộ điều khiển PI có thiết kế đơn giản nhưng có thể loại bỏ sai số xác lập và giảm nhiễu tần số cao, đảm bảo hệ thống đạt được trạng thái ổn định và chính xác.

Trong bài báo này, trình bày phân tích tín hiệu nhỏ cấu hình nghịch lưu tăng giảm áp (1P-BBI). Cấu hình 1P-BBI là sự kết hợp giữa cấu hình DC-DC tăng áp ba bậc (TLB) và mạch nghịch lưu cầu H truyền thống như thể hiện ở Hình 1(a). Khác với cấu hình 2 chặng thông thường, điện áp DC-link được điều khiển là hằng số. Cấu hình 1P-BBI sẽ hoạt động trong 2 chế độ tăng và giảm áp. Chế độ giảm áp, điện áp DC đầu vào lớn hơn điện áp đầu ra, khi này chỉ các khoá ở phía nghịch lưu hoạt động tạo điện áp đầu ra. Và ngược lại, ở chế độ tăng áp, điện áp DC đầu vào thấp hơn điện áp đầu ra, các khoá bán dẫn của bộ chuyển đổi DC-DC tăng áp điều khiển điện áp DC-link bằng với điện áp đầu ra. 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 điện áp đầu ra trên tải của bộ nghịch lưu. Kết quả mô phỏng và mô hình thực nghiệm với tải thuần trở được sử dụng để kiểm chứng tính đúng đắn của giải thuật. Từ kiểm chứng thực nghiệm cho thấy bộ nghịch lưu phù hợp với ứng dụng một pha có công suất trung bình, nhỏ. Phần còn lại của bài báo gồm 7 phần. Phần 2 và 3 của bài báo trình bày nguyên lý hoạt động, giải thuật điều khiển và lựa chọn linh kiện cho cấu hình. Phân tích tín hiệu nhỏ và lựa chọn thông số bộ điều khiển được đề cập phần 4 và phần 5. Các kết quả mô phỏng và thực nghiệm được trình bày trong phần 6 và 7. Phần 8 trình bày kết luận của bài báo.

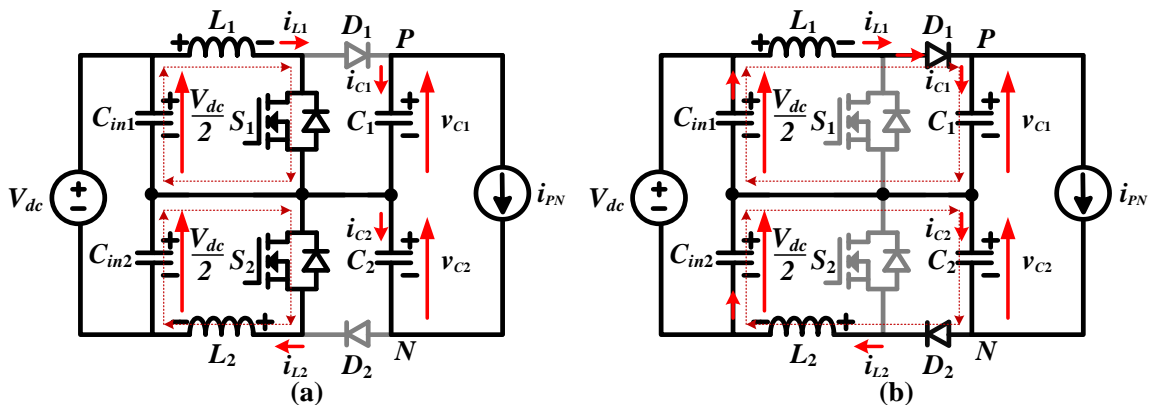
2. Nguyên lý hoạt động và giải thuật điều khiển cấu hình mạch nghịch lưu tăng giảm áp.



Hình 1. a) Cấu hình nghịch lưu tăng giảm áp, b) Giải thuật điều khiển.

Trong Hình 1(a), cấu hình mạch gồm có bộ chuyển đổi TLB DC-DC kết hợp với mạch nghịch lưu 1 pha cầu H. Hai tụ C_{in1} , C_{in2} phía sau nguồn DC đầu vào có nhiệm vụ chia đôi nguồn điện áp cấp cho bộ chuyển đổi DC-DC. Bộ chuyển đổi DC-DC gồm các khoá bán dẫn S_1 , S_2 được sử dụng là SiC MOSFET, diode D_1 , D_2 , cuộn dây L_1 , L_2 và tụ điện C_1 , C_2 . Mạch nghịch lưu 1 pha cầu H gồm 4 khoá được phân thành hai nhánh, mỗi nhánh gồm hai khoá bán dẫn S_{X1} , S_{X2} (X là A, B) là các IGBT. Nguyên lý hoạt động của phía mạch nghịch lưu 1 pha cầu H dựa trên sự đóng ngắt của các khoá bán dẫn S_{X1} , S_{X2} (X là A, B). Cấu hình tạo điện áp đầu ra V_{AB} có ba bậc điện áp là $\pm V_{PN}$ và 0-V. Bên cạnh đó, đầu ra của mạch nghịch lưu được lắp đặt một bộ lọc thông thấp (L_f và C_f) nhằm suy giảm biên độ các thành phần sóng hài có tần số cao trên điện áp tải.

2.1. Nguyên lý hoạt động



Hình 2. Nguyên lý hoạt động của bộ chuyển đổi DC-DC tăng áp, (a) trạng thái 1, (b) trạng thái 2.

Nguyên lý hoạt động của bộ chuyển đổi TLB DC-DC có hai trạng thái hoạt động được thể hiện trong Hình 2. Tại đây, cả hai khoá bán dẫn S_1, S_2 trong bộ chuyển đổi DC-DC được điều khiển với cùng một tín hiệu kích. Trong trạng thái 1, khoá bán dẫn S_j ($j = 1, 2$) được kích dẫn, được mô tả trong Hình 2(a). Khi này, diode D_j phân cực ngược. Cuộn dây L_j được nạp năng lượng từ nguồn DC. Ở trạng thái 2 như trong Hình 2(b), khoá bán dẫn S_j được kích ngắt. Các diode D_j phân cực thuận, cuộn dây L_j giải phóng năng lượng và kết hợp với năng lượng từ nguồn DC để nạp cho các tụ điện C_j

Điện áp trên cuộn dây L_j và dòng điện qua tụ điện C_j trong cả 2 trạng thái được trình bày như sau:

$$\begin{cases} v_{L_j}(t) = L_j \frac{di_{L_j}(t)}{dt} = \frac{V_{dc}}{2} \\ i_{C_j}(t) = C_j \frac{dv_{C_j}(t)}{dt} = -i_{PN}(t) \end{cases} \quad \& \quad \begin{cases} v_{L_j}(t) = L_j \frac{di_{L_j}(t)}{dt} = \frac{V_{dc}}{2} - v_{C_j}(t) \\ i_{C_j}(t) = C_j \frac{dv_{C_j}(t)}{dt} = i_{L_j}(t) - i_{PN}(t) \end{cases} \quad (1)$$

Trong đó: V_{dc} , v_{L_j} và i_{C_j} lần lượt là điện áp đầu vào, điện áp cuộn cảm L_j và dòng điện qua tụ điện C_j .

Với $d(t)$ là hệ số công tác của các khoá S_1, S_2 trong một chu kỳ chuyển mạch $T_s = 1/f_s$. Tương tự bộ chuyển đổi tăng áp DC-DC truyền thống [16], điện áp trên tụ điện C_j và điện áp DC-link được xác định như sau:

$$\begin{cases} v_{C_j}(t) = \frac{V_{dc}}{2[1-d(t)]} \\ v_{PN}(t) = v_{C_1}(t) + v_{C_2}(t) \end{cases} \quad (2)$$

2.2. Giải thuật điều khiển đề xuất

Giải thuật đề xuất điều khiển cho cấu hình có thể giảm số lần chuyển mạch trên các khoá bán dẫn. Sóng hài bậc 1 của điện áp đầu ra $v_{AB,1}$ được xác định như sau:

$$v_{AB,1}(t) = 2MV_{dc} \sin(\omega t) \quad (3)$$

Trong đó, M là chỉ số điều chế ($M > 0$) và $\omega = 2\pi f$ là tần số góc, với f là tần số của điện áp đầu ra.

Nhằm làm giảm tổn hao chuyển mạch của các khoá bán dẫn, điện áp DC-link cấp cho bộ nghịch lưu không còn là hằng số mà được điều khiển như biểu diễn ở Hình 1(b). Điện áp đầu ra của bộ chuyển đổi DC-DC tăng áp xác định như sau:

$$v_{PN}(t) = \max[V_{dc}, |v_{AB,1}(t)|] \quad (4)$$

Dựa vào (2) (3) và (4), hệ số công tác kích cho khoá S_1, S_2 và các khoá phía nghịch lưu được tính toán như sau:

$$\begin{cases} d(t) = 1 - \frac{V_{dc}}{\max[V_{dc}, |v_{AB,1}(t)|]} \\ d_{SA1}(t) = \frac{v_{AB,1}(t)}{v_{PN}(t)} \\ d_{SB1}(t) = \frac{-v_{AB,1}(t)}{v_{PN}(t)} \end{cases} \quad (5)$$

Như thể hiện trong Hình 1(b), khi điện áp DC đầu vào của cấu hình mạch có giá trị nhỏ hơn giá trị điện áp đầu ra ($V_{dc} < |v_{AB,1}(t)|$), các khoá bán dẫn bộ chuyển đổi DC-DC tăng áp được điều khiển với hệ số công tác được xác định tại (5). Khi này, các khoá bán dẫn của mạch nghịch lưu không có sự chuyển mạch (khoá S_{A1}, S_{B2} được kích đóng tạo điện áp đầu ra $+V_{PN}$ hoặc khoá S_{B1}, S_{A2} được kích đóng điện áp đầu ra $-V_{PN}$). Khi điện áp đầu vào có giá trị lớn hơn hoặc bằng giá trị điện áp đầu ra ($V_{dc} \geq |v_{AB,1}(t)|$), các khoá của bộ chuyển đổi DC-DC được kích ngắt, các khoá ở phía mạch nghịch lưu được điều khiển với hệ số công tác là tỉ số của $v_{AB,1}(t)$ và $v_{PN}(t)$.

3. Lựa chọn linh kiện

3.1. Lựa chọn cuộn cảm và tụ điện

Từ (1), (3) và (5), giá trị độ gợn dòng điện $\Delta I_{L_j, Ts}$ và dòng điện trung bình của cuộn dây L_j đạt giá trị cực đại tại $\omega t = \pi/2$ trong nửa chu kỳ đầu. Do đó, giá trị cực đại của độ gợn dòng điện qua cuộn cảm $\Delta I_{L_j, \max}$ và dòng cực trung bình cực đại qua cuộn dây được tính toán như sau:

$$\begin{cases} \Delta I_{L_j, \max} = \frac{V_{dc} d(t)_{\max} T_S}{2L_j} = \frac{V_{dc} T_S}{2L_j} \left(1 - \frac{1}{2M}\right) \\ I_{L_j, Ts, \max} = 2MI_m \end{cases} \quad (6)$$

Trong đó, I_m là giá trị dòng điện đầu ra lớn nhất.

Giá trị cuộn dây L_0 được chọn sao cho $\Delta I_{L_j, \max} \leq k_L \% I_{L_j, Ts, \max}$, với $k_L \%$ là phần trăm độ gợn dòng điện tối đa cho phép của cuộn dây.

$$L_j \geq \frac{V_{dc} T_S}{4k_L \% I_m} \left(1 - \frac{1}{2M}\right) \quad (7)$$

Từ (1), (2), (3) và (4) giá trị cực đại của độ gợn điện áp $\Delta V_{C_j, \max}$ và giá trị cực đại của điện áp $V_{C_j, \max}$ của tụ điện $\Delta V_{C_j, \max}$ được xác định:

$$\begin{cases} \Delta V_{C_j, \max} = \left| \frac{-i_{PN}(t)_{\max} d(t)_{\max} T_S}{C_j} \right| = \frac{I_m T_S}{C_j} \left(1 - \frac{1}{2M}\right) \\ V_{C_j, \max} = M \times V_{dc} \end{cases} \quad (8)$$

Tụ điện C_j được chọn sao cho $\Delta V_{C_j, \max} \leq k_c \% V_{C_j, \max}$, với $k_c \%$ phần trăm độ gợn sóng điện áp tối đa cho phép của tụ điện.

$$C_j \geq \frac{I_m T_S}{k_c \% M V_{dc}} \left(1 - \frac{1}{2M}\right) \quad (9)$$

3.2. Lựa chọn các khoá bán dẫn

Điện áp đặt trên khoá bán dẫn S_j và diode D_j là giá trị điện áp cực đại trên tụ điện C_j được tính ở (8). Dòng điện cực đại qua khoá bán dẫn S_j và diode D_j , dòng điện lớn nhất qua cuộn dây L_j được xác định ở (6).

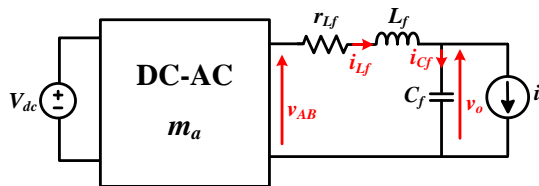
$$V_{S_j, \text{rating}} = V_{D_j, \text{rating}} = M V_{dc} \quad \& \quad I_{S_j, \text{rating}} = I_{D_j, \text{rating}} = I_{L_j, \max} = 2MI_m \quad (10)$$

Điện áp đặt trên các khoá công suất ở phía nghịch lưu (S_{X1} và S_{X2}) tương ứng với điện áp đầu ra của mạch. Dòng điện cực đại qua các khoá được xác định bằng dòng điện cực đại của tải $I_{load, \max}$.

$$V_{S_{Xj}, \text{rating}} = 2M V_{dc} \quad \& \quad I_{S_{Xj}, \text{rating}} = I_{load, \max} = I_m \quad (11)$$

Trong đó $j = 1 \div 2$ và $X = A, B$.

4. Phân tích tín hiệu nhỏ



Hình 3. Mô hình hoá cấu hình nghịch lưu và mạch lọc LC.

Bảng 1. Thông số mô phỏng và thực nghiệm.

Thông số		Giá trị
		Giải thuật đề xuất
Điện áp đầu vào	V_{dc}	100 V
Điện áp đầu ra	$V_{AB,RMS}$	110-V _{RMS}
Tần số đầu ra	f	50 Hz
Tần số chuyển mạch	f_s	10 kHz
Mạch lọc	C_f và L_f, r_{Lf}	10 μ F và 3 mH, 0.15 Ω
Tải trở	R	100 Ω
MOSFET	S_1, S_2	C3M0040120D 1200V – 40m Ω
Diode	D_1, D_2	UJ3D1250K2 1200V – 1.5V
Cuộn dây	L_1, L_2	0.5mH, $r_L = 40$ m Ω
Tụ điện	C_1, C_2	10 μ F, $r_{ESR} = 7.64$ m Ω
IGBT	$S_{A1}, S_{A2}, S_{B1}, S_{B2}$	FGL40N120AND 1200V – 2.6V

Cấu hình nghịch lưu 1 pha tăng giảm áp hoạt động như một mạch nghịch lưu một pha thông thường. Cấu hình nghịch lưu được thể hiện thành sơ đồ khối đơn giản và mạch lọc LC như trong Hình 3. Điện áp đầu ra của mạch nghịch lưu tăng giảm áp được xác định ở (4), cho $m_a = 2M\sin(\omega t)$ và lấy trung bình phương trình (4) có thể viết lại như sau:

$$\bar{v}_{AB} = \bar{m}_a \times \bar{V}_{dc} \quad (12)$$

Giả sử rằng mọi tín hiệu đều bao gồm tín hiệu DC \bar{X} và tín hiệu nhỏ AC \tilde{x} . Với $\bar{x} = \bar{X} + \tilde{x}$, trong đó $\tilde{x} \ll \bar{X}$. Phương trình (12) được viết lại như sau:

$$\begin{aligned} V_{AB} + \tilde{v}_{AB} &= (M_a + \tilde{m}_a) \times (V_{dc} + \tilde{v}_{dc}) \\ \Leftrightarrow V_{AB} + \tilde{v}_{AB} &= M_a V_{dc} + \tilde{v}_{dc} M_a + V_{dc} \tilde{m}_a + \tilde{v}_{dc} \tilde{m}_a \end{aligned} \quad (13)$$

Các thành phần AC nhân với nhau rất nhỏ nên có thể lược bỏ. Phương trình AC từ (13) xác định như sau:

$$\tilde{v}_{AB} = V_{dc} \tilde{m}_a + \tilde{v}_{dc} m_a \quad (14)$$

Dựa vào Hình 3, phần mạch lọc LC xác định được phương trình trung bình dòng và áp của phía đầu ra tải.

$$\begin{cases} \bar{v}_{AB} = \bar{v}_L + \bar{i}_L r_L + \bar{v}_O \\ \bar{i}_L = \bar{i}_C + \bar{i}_O \end{cases} \quad (15)$$

Thay $\bar{x} = \bar{X} + \tilde{x}$ vào (15), phương trình AC thu được trình bày như sau:

$$\begin{cases} V_{AB} + \tilde{v}_{AB} = V_L + \tilde{v}_L + (I_L + \tilde{i}_L) r_L + V_o + \tilde{v}_o \\ I_L + \tilde{i}_L = I_C + \tilde{i}_C + I_o + \tilde{i}_o \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \tilde{v}_{AB} = Ls\tilde{i}_L + \tilde{i}_L r_L + \tilde{v}_o \\ \tilde{i}_L = Cs\tilde{v}_C + \tilde{i}_o \end{cases} \quad (16)$$

Dựa vào (15) và (16), hàm truyền $G_1(s)$ và $G_2(s)$ được xác định như sau:

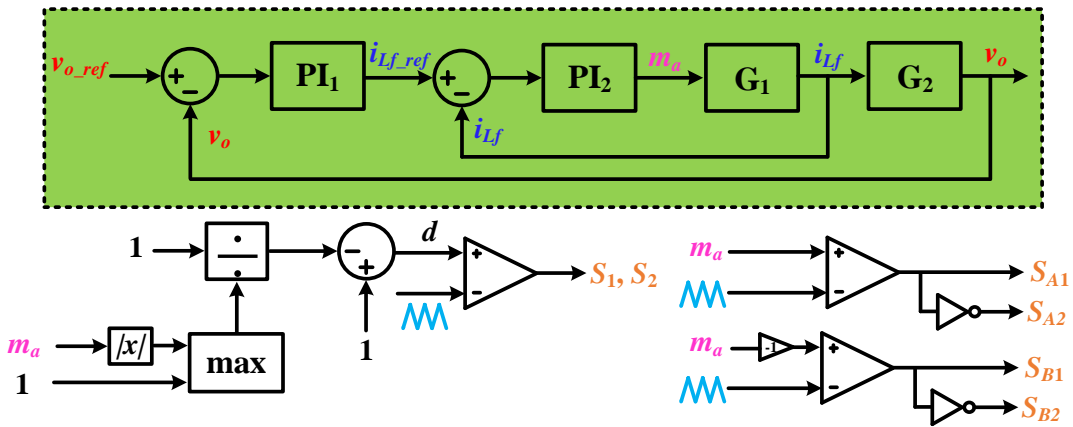
$$G_1(s) = \frac{\tilde{i}_L}{\tilde{m}_a} = \frac{\tilde{i}_L}{\tilde{v}_{AB}|_{\tilde{v}_o=0}} \times \frac{\tilde{v}_{AB}}{\tilde{m}_a}|_{\tilde{v}_{dc}=0} = \frac{V_{dc}}{L_f s + r_L} \quad (17)$$

$$G_2(s) = \frac{\tilde{v}_o}{\tilde{i}_L}|_{\tilde{i}_s=0} = \frac{1}{C_f s}$$

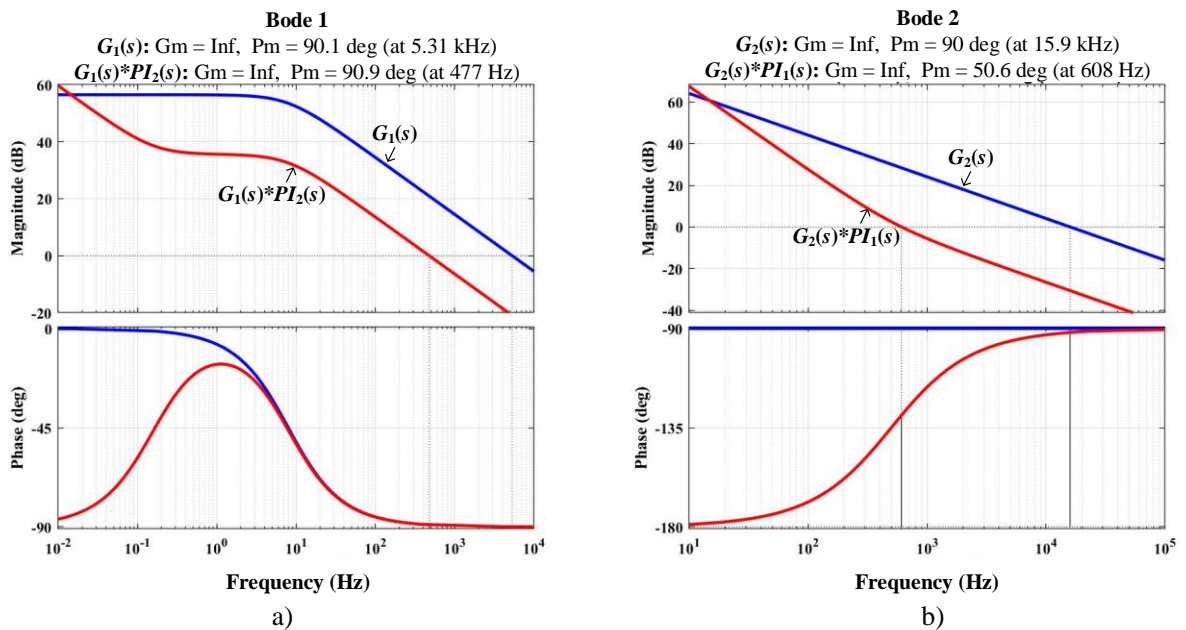
5. Điều khiển vòng kín cho mạch nghịch lưu

Thông số hoạt động của mạch nghịch lưu 1 pha tăng giảm áp dựa theo Bảng 1. Sử dụng bộ điều khiển PI để điều khiển điện áp đầu ra của mạch nghịch lưu như thể hiện trong Hình 4. Hàm truyền của bộ điều khiển $PI_j(s)$ được biểu diễn như sau ($j=1, 2$):

$$PI_j(s) = K_{pj} + \frac{K_{Ij}}{s} \quad (18)$$



Hình 4. Sơ đồ điều khiển cho cấu hình.



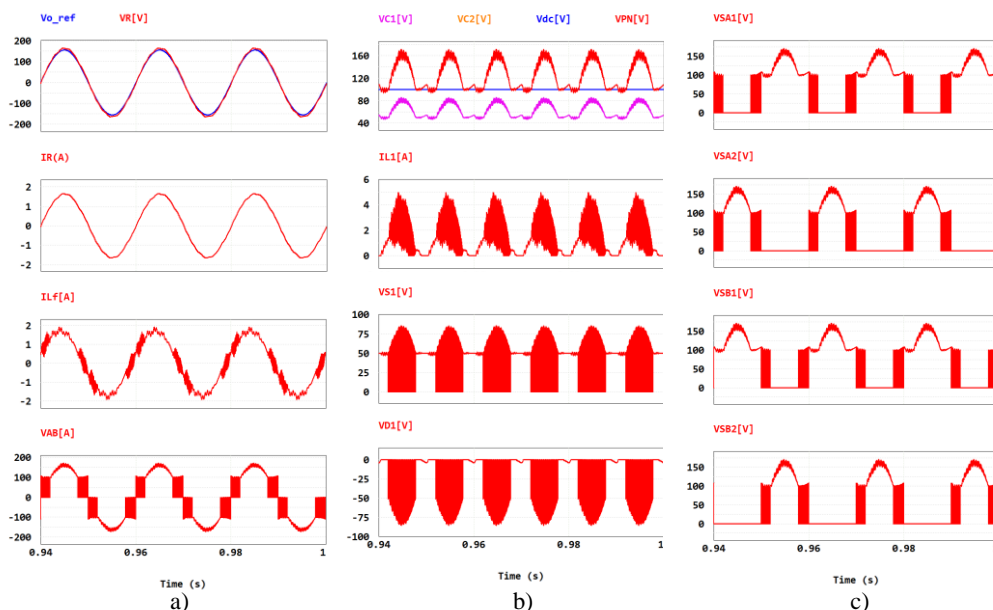
Hình 5. Biểu đồ Bode. a) $G_1(s)$ và $G_1(s)*PI_2(s)$, b) $G_2(s)$ và $G_2(s)*PI_1(s)$.

Biểu đồ bode của hàm truyền $G_1(s)$ và $G_2(s)$ với thông số điện áp đầu vào V_{dc} là 100V, cuộn dây và tụ lọc có giá trị $10\mu F$ và $3mH$, nội trở của cuộn dây lọc 0.15Ω được biểu diễn trong Hình 5. Có thể thấy rằng, trong trường hợp chưa áp dụng bộ điều khiển PI, biểu đồ bode của hàm $G_1(s)$ có độ dự trữ biên và độ dư trữ pha là $+\infty$ và 90.1° với tần số cắt $5.31kHz$ được thể hiện trong Hình 5(a), và hàm $G_2(s)$ có độ dự trữ biên và độ dư trữ pha là $+\infty$ và 90° với tần số cắt $15.9kHz$ được trình bày trong Hình 5(b). 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, tần số cắt khá lớn so với tần số chuyển mạch $10kHz$ nên hệ thống có thể nhiễu ở tần số cao do các thành phần hài bậc cao do chuyển mạch. Vì vậy cần giảm tần số cắt khoảng $1/10$ hoặc $1/5$ của tần số chuyển mạch hoặc bé hơn nhằm triệt tiêu các dao động ở tần số cao khi chuyển mạch. Bên cạnh đó, tần số cắt cũng không được bé hơn tần số ngõ ra như vậy sẽ làm biến dạng ngõ ra.

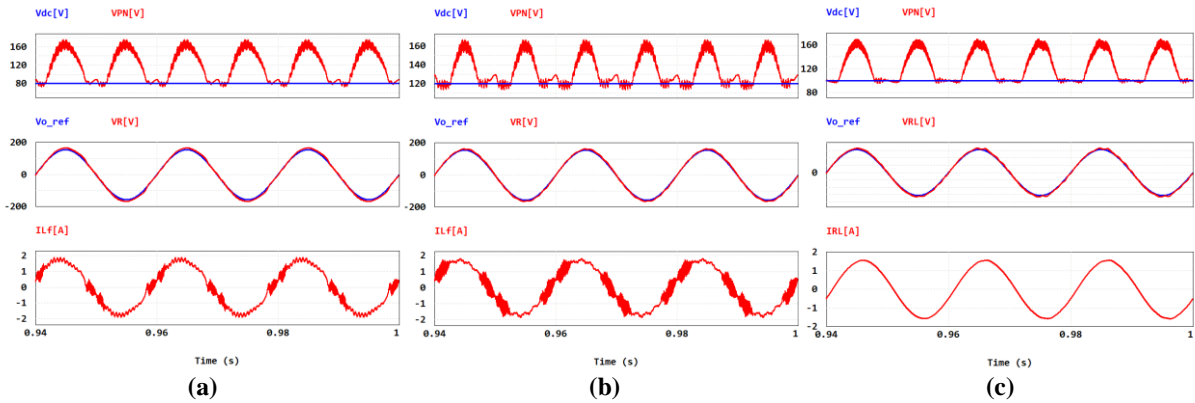
Hệ số K_P và K_I cho bộ điều khiển PI_1 được lựa chọn là 0.02955 và 92.75 . Đối với bộ điều khiển PI_2 , hệ số K_P và K_I được lựa chọn là 0.09 và 0.09 . Khi này, tần số cắt của hệ thống $G_1(s)*PI_2(s)$ là $477Hz$, có độ dự trữ biên và pha là $+\infty$ và 90.1° . Hệ thống $G_2(s)*PI_1(s)$ có tần số cắt là $608Hz$, có độ dự trữ biên và pha là $+\infty$ và 50.6° . Sau khi sử dụng bộ điều khiển PI thêm vào, hệ thống vẫn ổn định theo tiêu chuẩn bode bên cạnh đó đã giảm được tần số cắt.

6. Kết quả mô phỏng

Cấu hình và giải thuật được mô phỏng bằng phần mềm PSIM với các thông số như đã liệt kê ở Bảng 1. Trong mô phỏng, giá trị điện áp V_{dc} cấp cho bộ nghịch lưu $100V$ và tải được sử dụng là điện trở R có giá trị là 100Ω . Trong Hình 6 là kết quả mô phỏng của cấu hình với các thông số PI được trình bày ở phần 4. Trong Hình 6(a), điện áp đầu ra tham chiếu có dạng hình sine có giá trị hiệu dụng $110V_{RMS}$. Điện áp V_R đầu ra trên tải sau bộ lọc LC điều khiển có dạng sóng đồng dạng với điện áp tham chiếu và có giá trị hiệu dụng đạt được $115V_{RMS}$ và THD đo được 1.82% . Và giá trị hiệu dụng dòng điện qua tải trở $1.15A_{RMS}$. Dòng điện qua cuộn dây L_f có giá trị hiệu dụng $1.22A_{RMS}$, điện áp đầu ra V_{AB} có 3 bậc điện áp $+V_{PN}$, 0 và $-V_{PN}$. Điện áp V_{PN} có giá trị hiệu dụng đo được là $127V_{RMS}$ tuần hoàn bằng $1/2$ chu kỳ điện áp đầu ra, điện áp V_{C1} , V_{C2} bằng nhau được thể hiện trong Hình 6(b). Ở phần mạch DC-DC tăng áp, dòng điện qua cuộn dây L_1 bằng dòng qua cuộn L_2 có giá trị trung bình đo được $1.34A$ và dòng cực đại I_{Lmax} đạt giá trị $4.98A$. Tương tự điện áp trên khoá S_1 bằng S_2 và có giá trị điện áp đặt cực đại $85.9V$, điện áp trên diode D_1 bằng D_2 và điện áp phân cực ngược cực đại $85.9V$. Dạng sóng điện áp trên các khoá công suất của nghịch lưu cầu H được thể hiện trong Hình 6(c) và điện áp đặt cực đại trên các khoá bằng giá trị cực đại điện áp đầu ra bằng $172V$. Từ dạng điện áp của các khoá bán dẫn, có thể thấy rằng khi giá trị điện áp đầu ra lớn hơn điện áp đầu vào chỉ có sự chuyển mạch ở tần số cao của các khoá phía DC-DC. Ngược lại, khi giá trị điện áp đầu ra thấp hơn điện áp đầu vào các khoá phía nghịch lưu hoạt động ở tần số cao. Từ đó, giảm được tổn hao chuyển mạch cho cấu hình.



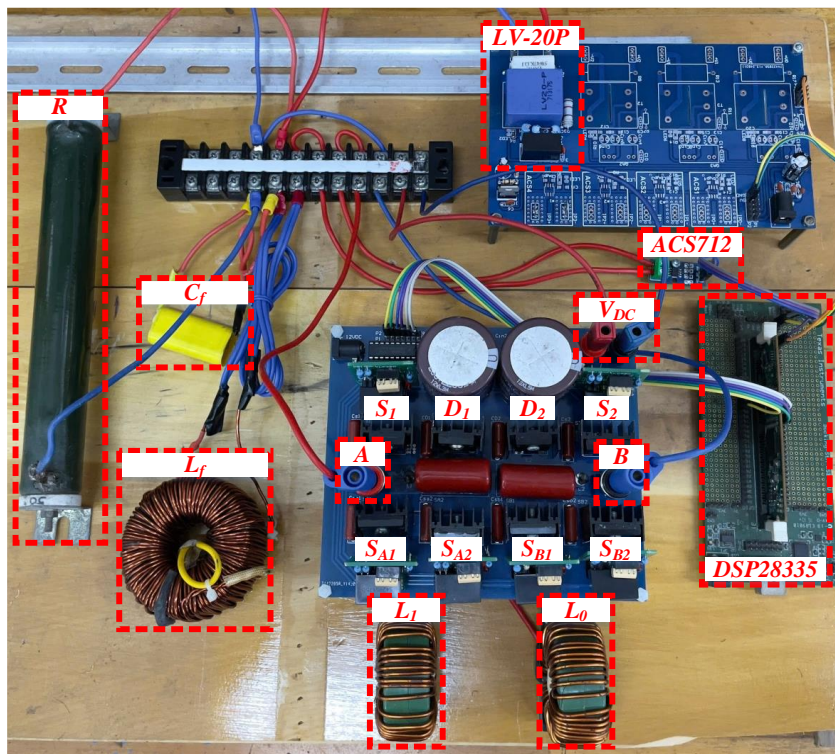
Hình 6. Kết quả mô phỏng của 1P-BBI sử dụng bộ điều khiển PI.



Hình 7. Kết quả mô phỏng của IP-BBI khi thay đổi điện áp đầu vào và thay đổi tải.

Bên cạnh đó, trường hợp điện áp đầu vào 80V, điện áp V_{PN} có giá trị hiệu dụng 123V và điện áp đầu ra đạt $116V_{RMS}$ có giá trị THD 2.51% thể hiện Hình 7(a). Trường hợp điện áp đầu vào 120V, điện áp V_{PN} 135V và điện áp đầu ra đạt $114V_{RMS}$ có giá trị THD 1.5% trong Hình 7(b). Trong Hình 7(c) cho thấy kết quả mô phỏng của cấu hình với tải R-L 100Ω và 100mH, với điện áp đầu vào 100V, điện áp đầu ra vẫn đáp ứng theo dạng hình sin đạt $115V_{RMS}$, dòng điện qua tải $1.1A_{RMS}$. Có thể thấy rằng dòng điện qua tải và điện áp đầu ra có sự lệch pha do tính cảm kháng của tải. Các thông số của cấu hình được xây dựng với điện áp đầu vào 100V. Vì vậy, qua hai trường hợp điện áp đầu vào lớn hơn và nhỏ hơn 100V, có thể thấy rằng khi điện áp đầu vào thay đổi trong khoảng 20% thì điện áp đầu ra vẫn đáp ứng được khoảng $110V_{rms} \pm 5\%$. Bên cạnh đó, điều khiển điện áp đầu ra không phụ thuộc vào đặc tính của tải.

7. Kết quả thực nghiệm

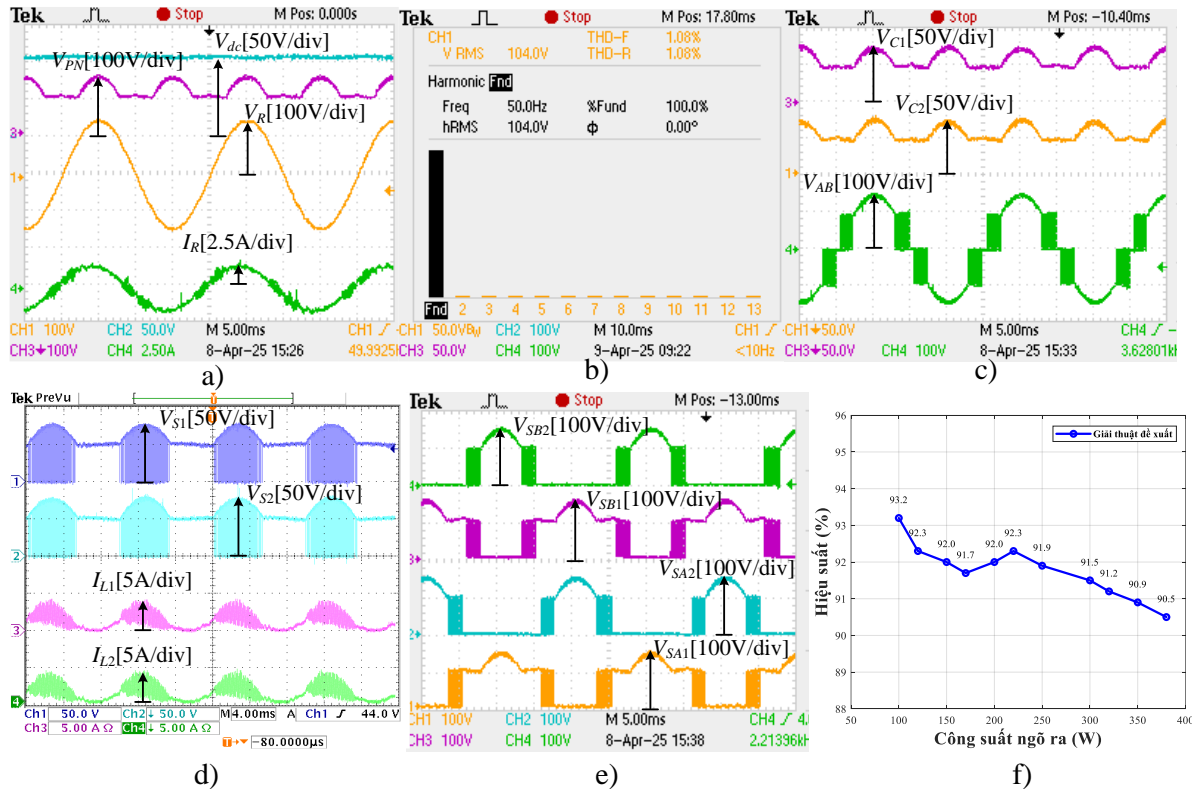


Hình 8. Cấu hình IP-BBI thực nghiệm.

Mô hình thực nghiệm được trình bày như Hình 8 với các thông số thành phần được trình bày trong Bảng 1. Các khoá công suất được điều khiển thông qua IC cách ly quang TLP250 và MORNSUN nguồn cách ly DC-DC. DSPTMS320-F28335 được sử dụng để tạo ra xung kích cho khóa bán dẫn S và thực thi

bộ điều khiển PI. Cảm biến điện áp LV-20P, cảm biến dòng điện ACS712-20A được sử dụng để hồi tiếp dòng điện ngõ ra về mạch điều khiển. Tải thuần trở 100 Ω được sử dụng để kiểm chứng giải thuật.

Kết quả thực nghiệm với giá trị điện áp đầu vào V_{dc} 100V và điện áp đầu ra trên tải được điều khiển ở giá trị hiệu dụng 110V_{RMS} với các thông số K_P và K_I trong phần 4 được trình bày trong Hình 9. Điện áp ngõ ra trên tải được biểu thị như Hình 9(a) đạt giá trị hiệu dụng 104 V_{RMS} và có dạng sóng hình sine giá trị điện áp cực đại V_{Rmax} 152V, giá trị THD đo được 1.08% trong Hình 9(b). Bên cạnh đó, trong Hình 9(a) cũng thể hiện điện áp V_{PN} có dạng tuần hoàn bằng ½ chu kỳ điện áp tải có giá trị hiệu dụng 117V và dạng sóng dòng điện qua cuộn lọc L_f hình sine có giá trị hiệu dụng 1.14A_{RMS}. Trong Hình 9(c), điện áp trên 2 tụ điện V_{C1} , V_{C2} cân bằng nhau và tổng điện áp trên hai tụ chính bằng V_{PN} . Điện áp đầu ra trước bộ lọc V_{AB} có 3 bậc điện áp + V_{PN} , 0 và - V_{PN} . Điện áp đặt trên khoá S_1 , S_2 có giá trị cực đại 89V và dòng điện qua cuộn dây I_{L1} , I_{L2} có giá trị dòng cực đại I_{Lmax} 4.3A được biểu diễn trong Hình 9(d). Hình 9(e) thể hiện điện áp trên các khoá của phía mạch nghịch lưu và các khoá có giá trị điện áp đặt cực đại bằng 148V.



Hình 9. Kết quả thực nghiệm của 1P-BBI.

Bên cạnh đó cấu hình nghịch lưu còn được đo đặc hiệu suất thông qua máy phân tích công suất WT3000E. Hình 9(f) trình bày hiệu suất thực nghiệm của cấu hình nghịch lưu trong khoảng công suất đầu ra từ 100W – 380W. Với khoảng công suất này các thông số được PI được giữ nguyên. Tại công suất đầu ra 380W hiệu suất mạch đạt được 90.5%. Hiệu suất thực nghiệm đạt được cho thấy cấu hình nghịch lưu phù hợp với các ứng dụng một pha công suất trung bình, nhỏ.

8. Kết luận

Bài báo này đã trình bày các phân tích tín hiệu nhỏ và thành lập hàm truyền cho cấu hình nghịch lưu tăng giảm áp 1 pha. Dựa trên các hàm truyền đã phân tích, các thông số của bộ điều khiển PI đã được lựa chọn nhằm đáp ứng yêu cầu điều khiển vòng kín. Kết quả mô phỏng cho thấy điện áp đầu ra trên tải được điều khiển bám theo điện áp tham chiếu. Cấu hình được xây dựng thực tế để kiểm chứng thực nghiệm, trong đó tín hiệu điện áp và dòng điện đầu ra từ cảm biến được hồi tiếp về vi điều khiển để thực hiện điều khiển vòng kín. Những kết quả đạt được cho thấy tính khả thi và hiệu quả của cấu hình trong các ứng dụng một pha công suất trung bình nhỏ như hệ thống PV, pin nhiên liệu.

Lời cảm ơn

Bài báo này được thực hiện tại phòng thử nghiệm điện tử công suất nâng cao D405 với sự hỗ trợ của dự án 2025 của Trường Đại học Công nghệ Kỹ thuật Thành phố Hồ Chí Minh với mã số đề tài 2025-184.

Xung đột lợi ích

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

REFERENCES

- [1] K. R. Prasad, S. V. Madhavi, A. V. Satyanarayana, M. Mallam, J. S. Prasad, and J. V. Suman, "Design and management of an integrated solar-wind conversion system using DFIG," in *Proc. 2024 Int. Conf. Advances Modern Age Technol. Health Eng. Sci. (AMATHE)*, Shivamogga, India, 2024, pp. 1–6.
- [2] M. Tang *et al.*, "MPPT strategy of waterborne bifacial photovoltaic power generation system based on economic model predictive control," *Energies*, vol. 17, no. 1, p. 152, 2023.
- [3] F. Blaabjerg, Y. Yang, K. A. Kim, and J. Rodriguez, "Power electronics technology for large-scale renewable energy generation," *Proc. IEEE*, vol. 111, no. 4, pp. 335–355, Apr. 2023.
- [4] K. Rakib, S. M. Salimullah, M. S. Hossain, M. A. Chowdhury, and J. S. Ahmed, "Stability analysis of grid integrated BESS based hybrid PV and wind power generation," in *Proc. IEEE Region 10 Symp. (TENSymp)*, Dhaka, Bangladesh, 2020, pp. 1717–1720.
- [5] S. A. Azmi, K. H. Ahmed, S. J. Finney, and B. W. Williams, "Comparative analysis between voltage and current source inverters in grid-connected application," in *Proc. IET Conf. Renewable Power Generation (RPG 2011)*, Edinburgh, 2011, pp. 1–6.
- [6] P. Kumar, N. Kumar, and A. K. Akella, "Comparative analysis of voltage and current source inverter based DSTATCOM systems," *Turkish J. Electr. Eng. Comput. Sci.*, vol. 24, no. 5, pp. 3838–3851, 2016.
- [7] K. Zeb *et al.*, "A comprehensive review on inverter topologies and control strategies for grid connected photovoltaic system," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 94, pp. 1120–1141, 2018.
- [8] S. N. A. Faruqui and N. Anwer, "Performance evaluation of Z-source inverter and voltage source inverter for renewable energy applications," *Int. J. Energy Water Resour.*, vol. 3, no. 1, pp. 43–53, 2019.
- [9] S. Jahan *et al.*, "An advanced control scheme for voltage source inverter based grid-tied PV systems," *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 31, no. 8, pp. 1–5, Nov. 2021.
- [10] G. L. Fidone *et al.*, "Common architectures and devices for current source inverter in motor-drive applications: A comprehensive review," *Energies*, vol. 16, no. 15, p. 5645, 2023.
- [11] D. T. Do and T. H. Quach, "A novel offset functions design for five-level cascade inverters to reduce switching loss," *J. Tech. Educ. Sci.*, vol. 13, no. 5, pp. 20–26, 2018.
- [12] V. T. Tran, M. K. Nguyen, D. T. Do, and C. Wang, "Single-phase five-level quasi-switched boost T-type inverter," in *Proc. IEEE Transportation Electrification Conf. Expo (ITEC)*, 2021, pp. 856–860.
- [13] D. T. Do, V. T. Tran, T. N. H. Phu, and V. H. Phan, "F-type single-phase five-level inverter," *J. Tech. Educ. Sci.*, vol. 18, Special Issue 03, pp. 22–32, 2023.
- [14] S. Dusmez, A. Hasanzadeh, and A. Khaligh, "Comparative analysis of bidirectional three-level DC–DC converter for automotive applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 5, pp. 3305–3315, May 2015.
- [15] M. F. Roslan *et al.*, "Particle swarm optimization algorithm-based PI inverter controller for a grid-connected PV system," *PLoS One*, vol. 15, no. 12, e0243581, 2020.
- [16] N. Thulasiraman, L. Viswanathan, and P. Sriramalakshmi, "Review of DC–DC boost converter derived topologies for renewable energy applications," *Int. J. Power Electron. Drive Syst.*, vol. 15, no. 2, p. 947, 2024.

Yen-Nhi Thi Tran was born in Viet Nam, in 2002. She received the B.S. degree in Electrical and Electronics Engineering Technology from Ho Chi Minh City University of Technology and Education (currently Ho Chi Minh City University of Technology and Engineering) in 2024. She is currently working toward the M.S. degree in Electronic Engineering at Ho Chi Minh City University of Technology and Engineering.

Email: 2530708@student.hcmute.edu.vn. ORCID: <https://orcid.org/0009-0008-6960-4407>

Hoang-Minh Le was born in Vietnam in 1974. She received the B.S., M.S. and PhD in electronic engineering from the Ho Chi Minh City University of Technology and Education (currently Ho Chi Minh City University of Technology and Engineering), in 2000, University of Technology, Vietnam National University-Ho Chi Minh City in 2004, University of Science, Vietnam National University-Ho Chi Minh City 2018, respectively. She is currently a Lecturer with the Faculty of Electrical and Electronics Engineering at Ho Chi Minh City University of Technology and Engineering. Her new current research interests include power converters for renewable energy systems.


Email: minhhl@hcmute.edu.vn. ORCID: <https://orcid.org/0009-0009-8107-4995>

Vinh-Thanh Tran was born in Viet Nam, in 1995. He received the B.S., the M.S. and Ph.D degrees in Electronic Engineering from Ho Chi Minh City University of Technology and Education (currently Ho Chi Minh City University of Technology and Engineering), in 2018, 2020, and 2024, respectively. He is currently a Lecturer at the Faculty of Electrical and Electronics Engineering, Ho Chi Minh City University of Technology and Engineering. His current research interests include impedance source inverter and control of multi-level inverter.

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

Thanh-Minh Phan was born in Vietnam in 1978. He received the B.S. degrees in electric - electronic engineering from the Ho Chi Minh City University of Technology and Education (currently Ho Chi Minh City University of Technology and Engineering), Vietnam, in 2010; M.S degrees in electrical engineering from the Ho Chi Minh City University of Technology and Engineering in 2017. He is currently a Lecturer with the Faculty of Electrical and Electronics Engineering, Kien Giang College. His current research interests include switching loss reduction for 5-level pnc configuration H.

Email: ptminh@kcg.edu.vn. ORCID: <https://orcid.org/0009-0003-1914-1110>

Duc-Tri Do (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 (currently Ho Chi Minh City University of Technology and Engineering), 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 Engineering. His current research interests include power converters for renewable energy systems.
Email: tridd@hcmute.edu.vn. ORCID:  <https://orcid.org/0000-0002-4096-5208>