

# Thiết kế điều khiển trượt trên miền thời gian gián đoạn cho BBĐ nối lưới một pha kiểu T sử dụng trong hệ PV dân dụng

Lê Văn Thành<sup>1</sup>, Nguyễn Đình Sơn<sup>1</sup>, Nguyễn Hồng Sơn<sup>1</sup>, Nguyễn Mạnh Linh<sup>1\*</sup>, Trần Trọng Minh<sup>1\*</sup>, Đào Quý Thịnh<sup>1</sup>, Đỗ Trọng Hiếu<sup>1</sup>, Dương Minh Đức<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Hanoi University of Science and Technology, VietNam

\*Corresponding author E-mail: [linh.nguyenmanh@hust.edu.vn](mailto:linh.nguyenmanh@hust.edu.vn), [minh.trantrong@hust.edu.vn](mailto:minh.trantrong@hust.edu.vn)

## Abstract

The use of renewable energy such as photovoltaic (PV) in residential applications has been increasing dramatically in recent years. In such applications, single-phase DC/AC converters that transform the direct current to alternating current are normally used as an interface between clean energy and the grid. In order to connect to the grid, several strict requirements of the grid code must be fulfilled. In this research, various solutions are proposed to enhance the performance of the single-phase DC/AC converters in grid-connected mode. First, the single-phase T-type topology which offers more voltage level than the conventional H-bridge topology is used to lower the total harmonic distortion (THD) of the output current as well as to reduce the cost of the boost reactor. Second, the quasi-sliding mode control in combination with a lump disturbance compensation is employed for the current control loop. This approach guarantees that the output current can quickly track its reference in a few sampling cycles despite the existence of the modeling error. Finally, a DC bus voltage controller with a discrete-time notch filter that exactly extracts the average DC voltage from the second harmonic ripple is designed. The proper design of the notch filter plays a key role not only in the improvement of the DC bus voltage control-loop but also in the reduction of the overall THD of the injected current. The validity of the proposed solution is verified by numerical simulation using Matlab/Simulink.

**Keywords:** T-type inverter, grid connected, PV, discrete-time control

## Symbols

## Abbreviations

PV	Photovoltaics
THD	Total Harmonic Distortion
PWM	Pulse-Width Modulation
LPF	Low Pass Filter
NPC	Neutral Point Clamped
MPPT	Maximum Power Point Tracking
SMC	Sliding Mode Control
DSMC	Discrete Sliding Mode Control
LDE	Lump Disturbance Estimation
PSO	Particle Swarm Optimization
IE	Integrated Error
ISE	Integral of the Square of the Error
IAE	Integral of the Absolute Magnitude of the Error
ITAE	Integral of Time multiplied by the Absolute Value of the Error
BBĐ	Bộ biến đổi

## Tóm Tắt

Việc sử dụng năng lượng tái tạo như năng lượng mặt trời (PV) trong các ứng dụng dân dụng đang gia tăng đáng kể trong những năm gần đây. Trong đó, BBĐ DC/AC 1 pha thường được sử dụng với vai trò là cầu nối giữa nguồn năng lượng tái tạo và lưới điện. Để có thể kết nối với lưới điện, một số yêu

cầu nghiêm ngặt theo tiêu chuẩn nối lưới phải được thỏa mãn. Trong nghiên cứu này, một số giải pháp đã được đề xuất để nâng cao chất lượng của BBĐ DC/AC 1 pha ở chế độ nối lưới. Đầu tiên, cấu trúc kiểu mạch lực đa mức kiểu T pha với khả năng cung cấp nhiều mức điện áp hơn cấu trúc mạch cầu H truyền thống được sử dụng để giảm độ méo sóng hài (THD) của dòng điện đầu ra. Tiếp theo, điều khiển trượt kết hợp với khâu bù sai lệch mô hình, thiết kế trên miền thời gian gián đoạn được sử dụng cho mạch vòng dòng điện. Cách tiếp cận này đảm bảo cho dòng điện đầu ra nhanh chóng bám được giá trị đặt chỉ trong một vài chu kỳ lấy mẫu. Cuối cùng, bộ lọc chắn dải kết hợp thuật toán tối ưu bầy đàn (PSO) được sử dụng để tối ưu tham số bộ điều khiển điện áp DC-bus. Tính đúng đắn của giải pháp đề xuất được kiểm chứng bằng mô phỏng số sử dụng Matlab/Simulink.

## 1. Giới thiệu chung

Cùng với sự gia tăng của nhu cầu điện năng trên thế giới và sự cạn kiệt năng lượng hóa thạch, vai trò của năng lượng tái tạo như năng lượng mặt trời ngày càng quan trọng. Với sự hỗ trợ to lớn của chính phủ, các dự án năng lượng tái tạo trên toàn thế giới, đặc biệt là năng lượng mặt trời (PV) đã gia tăng đáng kể trong hai thập kỷ qua, không chỉ ở quy mô lớn cỡ nhà máy, mà còn ở quy mô nhỏ là các hệ thống điện mặt trời áp mái. Để sử dụng hiệu quả năng lượng mặt trời, người ta thường sử dụng bộ chuyển đổi quang điện kết hợp với BBĐ 2 tầng. Tầng đầu tiên thường là bộ biến đổi DC/DC tần số cao, có thể cách

ly hoặc không, với vai trò dò điểm công suất cực đại (MPPT). Tầng thứ hai là một bộ DC/AC hai chiều, để ổn định điện áp DC cũng như đảm bảo quá trình trao đổi công suất với lưới điện một cách trơn tru. Cấu trúc này đặc biệt phù hợp với các ứng dụng PV áp mái trong phạm vi công suất dưới 5kW do kích thước nhỏ gọn, hiệu suất cao [2]. Hiện tại, các bộ chuyển đổi PV do các công ty như REFU, SMA, Conergy, Danfos Solar và Sunways sản xuất đã có mặt trên thị trường với hiệu suất tối đa lên đến 98%.

Về phía mạch lực, các BBD nối lưới 1 pha chủ yếu sử dụng cấu trúc cầu H hoặc kẹp điểm trung tính (NPC) [1]. Trong đó, cấu trúc cầu H thường được sử dụng bởi khả năng trao đổi công suất theo cả hai chiều của nó rất quan trọng đối với các hệ thống PV công suất nhỏ có pin dự phòng [2]. Tuy nhiên, các vấn đề chính của nghịch lưu nối lưới không xuất phát từ cấu trúc mạch lực, mà chủ yếu là từ góc độ hệ thống điều khiển. Để có thể nối lưới, một số yêu cầu nhất định cần phải được thỏa mãn để bảo đảm sự ổn định và an toàn như cho hoạt động của lưới như: tổng độ méo sóng hài dòng điện (THD), tỉ lệ thành phần dòng điện DC bơm vào lưới [4]. Để đáp ứng các tiêu chuẩn nêu trên, nhiều giải pháp về điều khiển đã được phát triển [3]. Nhìn chung, hệ thống điều khiển cho BBD nối lưới thường bao gồm hai mạch vòng nối tầng. Trong đó, mạch vòng bên trong là bộ điều khiển dòng điện, còn mạch vòng ngoài ổn định điện áp DC, qua đó cân bằng được công suất trao đổi giữa lưới và hệ thống PV. Trong đó, bộ điều khiển mạch vòng dòng điện đóng vai trò quyết định đến chất lượng của hệ điều khiển. Do đó, đã có rất nhiều nỗ lực để thiết kế bộ điều khiển dòng điện.

Để có thể sử dụng một cách hiệu quả bộ điều khiển tỉ lệ - tích phân (PI) quen thuộc, toàn bộ quá trình thiết kế được thực hiện trên hệ tọa độ quay đồng bộ (dq) với vector điện áp lưới. Nhờ đó, tất cả các tín hiệu hình sin được chuyển thành tín hiệu DC. Hơn nữa, cách thành phần công suất tác dụng và công suất phản kháng dễ dàng được bóc tách và điều khiển. Mặc dù quá trình thiết kế khá dễ dàng, đáp ứng quá độ của hệ thống điều khiển tương đối chậm do băng thông hạn chế của bộ điều khiển PI cũng như hiện tượng xen kênh giữa hai thành phần dòng điện. Ngoài ra, phép chuyển tọa độ quay trong hệ thống 1 pha ẩn chứa thành phần động học bậc 2 [9], cũng góp phần làm giảm chất lượng động học của hệ thống.

Để loại bỏ khâu chuyển đổi tọa độ quay, bộ điều khiển tỷ lệ cộng hưởng (PR) thiết kế trên hệ tọa độ tĩnh  $\alpha\beta$  [5] - [8] được sử dụng. Tại tần số cộng hưởng của bộ điều khiển PR, hệ số khuếch đại là vô cùng lớn, do đó sai lệch tĩnh của mạch vòng dòng điện là rất nhỏ cho dù dòng điện đặt là hình sin. Mặc dù vậy, chất lượng động học của hệ điều khiển không được cải thiện nhiều. Các kỹ thuật điều khiển nâng cao như điều khiển trượt (SMC) [10], [11] cũng được sử dụng để cải thiện hiệu suất mạch vòng dòng điện. Như đã chỉ ra trong [10], bộ điều khiển SMC truyền thống có thể gặp vấn đề khi tồn tại sai lệch mô hình. Do đó, một số cải tiến như việc sử dụng mặt trượt chứa thành phần cộng hưởng trên nhiều tần số [10], hoặc sử dụng bộ điều khiển hysteresis với nhiều ngưỡng [11] được đề xuất. Tuy nhiên, việc thiết kế trên miền thời gian liên tục không thuận tiện để thực hiện cũng như đánh giá hiệu quả thuật toán trên nền tảng kỹ thuật số. Một yếu tố khác ảnh hưởng mạnh đến tổng độ méo sóng hài dòng điện THD của dòng điện đầu ra là sự tồn tại thành phần điện áp đặt mạch

bậc hai trên điện áp DC-bus. Nếu không thể tách được thành phần điện áp trung bình, lượng đặt dòng điện cho mạch vòng trong có thể ẩn chứa thành phần đập mạch bậc hai, do đó làm tăng THD của dòng điện đẩy lên lưới điện. Một số giải pháp để giải quyết vấn đề nêu trên đã được nêu trong [13], chủ yếu dựa trên bộ điều khiển PI thông thường kết hợp với bộ lọc chấn dãi.

Trong nghiên cứu này, nhóm tác giả đề xuất một số giải pháp để cải thiện độ méo sóng hài cũng như nâng cao chất lượng điều khiển của BBD nối lưới. Đầu tiên, cấu trúc BBD kiểu T với khả năng tạo nhiều mức điện áp hơn so với mạch cầu H truyền thống được sử dụng nhằm giảm THD dòng điện, qua đó cũng giảm được kích thước của cuộn kháng nối lưới. Thứ hai, bộ điều khiển trượt trên miền thời gian gián đoạn (DSMC), kết hợp với khâu bù nhiễu loạn (LDE) được thiết kế, với mục tiêu cải thiện động học cũng như tăng tính bền vững của mạch vòng dòng điện. Cuối cùng, phương pháp thiết kế bộ điều khiển PI kết hợp với bộ lọc chấn dãi thực hiện trên miền thời gian gián đoạn được trình bày, nhằm đảm bảo sự ổn định của điện áp DC-bus. Trong đó, việc lựa chọn tham số bộ điều khiển cũng như tần số lấy mẫu cho mạch vòng điện áp được phân tích kỹ lưỡng. Cần lưu ý rằng tất cả các bộ điều khiển được thiết kế trên miền thời gian gián đoạn và không cần sử dụng tới phép chuyển đổi tọa độ quay, do đó giảm được khối lượng tính toán đồng thời hệ điều khiển dễ dàng được cài đặt trên các loại vi điều khiển. Toàn bộ hệ điều khiển đã đề xuất được kiểm nghiệm thông qua mô phỏng với phần mềm Matlab/Simulink. Hơn nữa, toàn bộ thuật toán được thực hiện bằng ngôn ngữ C thông qua khối S-Function Builder, do đó chứng tỏ được khả năng sẵn sàng triển khai trên hệ thống thực.

## 2. Mô tả hệ thống

Sơ đồ điển hình của một hệ thống năng lượng mặt trời công suất nhỏ được minh họa trên Hình 1, bao gồm các mô-đun PV, BBD DC/DC cách ly với chức năng dò điểm công suất cực đại, accquy dự phòng và BBD nối lưới kiểu T. Với việc sử dụng kỹ thuật điều chế độ rộng xung (PWM), ta có thể coi BBD nối lưới là một nguồn áp lý tưởng, từ đó có hệ phương trình cân bằng dòng điện và điện áp như sau:

$$L \frac{di_L(t)}{dt} = u_s(t) - R_L i_L(t) - m U_{dc} \quad (1)$$

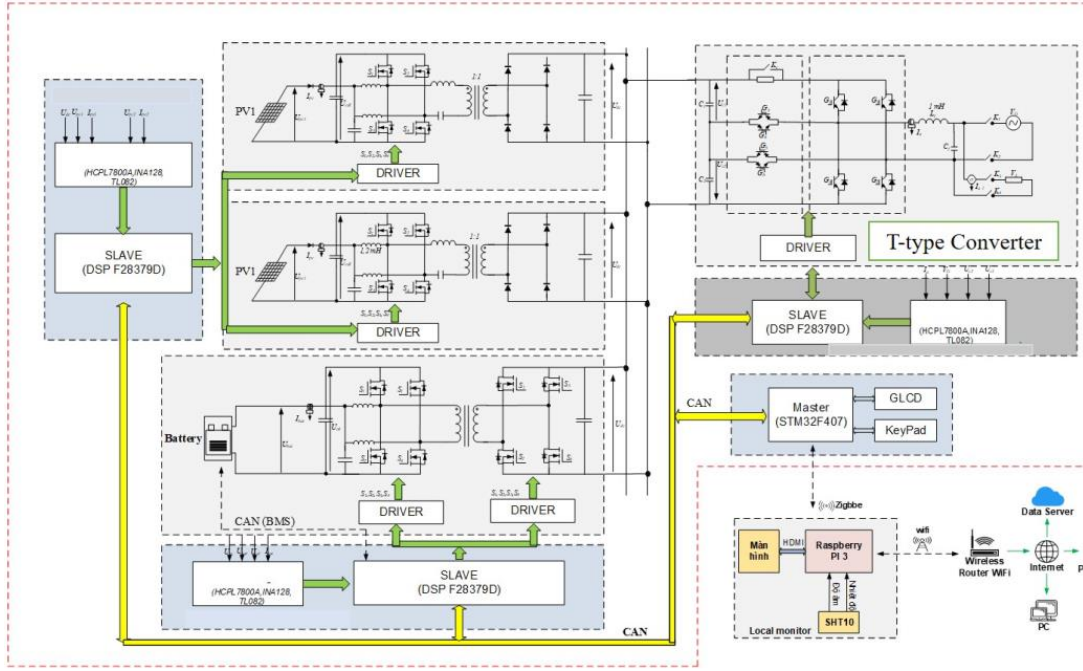
$$C \frac{dV_{dc}(t)}{dt} = m i_L(t) - i_0(t) \quad (2)$$

Trong đó  $u_s(t)$ ,  $i_L(t)$  và  $i_0(t)$  là điện áp lưới, dòng điện qua cuộn cảm và dòng tải phía DC. Các thành phần thụ động là cuộn cảm L, điện trở  $R_L$  và tụ điện DC-bus C, trong đó m là hệ số điều chế:  $-1 \leq m \leq 1$ .

Áp dụng phương pháp Forward-Euler vào (1) và (2), ta thu được mô hình hệ thống trên miền thời gian gián đoạn như sau:

$$i_{L,k+1} = \left(1 - \frac{R_L T_s}{L}\right) i_{L,k} + \frac{T_s}{L} u_{s,k} - \frac{T_s}{L} V_{dc,k} m_k + p_k \quad (3)$$

$$V_{dc,k+1} = V_{dc,k} + m \frac{T_s}{C} i_{L,k} - \frac{T_s}{C} i_{0,k} \quad (4)$$



Hình 1: Sơ đồ khối của hệ thống PV với hệ thống pin dự phòng

### 3. Thiết kế bộ điều khiển

#### 3.1. Bộ điều khiển dòng điện

Chức năng chính của mạch vòng này là đảm bảo áp đặt một cách nhanh chóng và chính xác nhất dòng điện trao đổi với lưới điện theo yêu cầu của mạch vòng ngoài – là mạch vòng điện áp DC. Để làm được điều này, nhóm tác giả đề xuất sử dụng bộ điều khiển trượt kết hợp với khâu bù nhiễu loạn.

Chọn biến trượt bậc nhất  $S_k$ :

$$S_k = e_k - \lambda e_{k-1} \quad (5)$$

Trong đó,  $0 < \lambda < 1$  là hệ số tắt dần, và sai lệch dòng điện  $e_k$  được tính bằng:

$$e_k = i_{L,k}^* - i_{L,k} \quad (6)$$

Với  $i_{L,k}^*$ ,  $i_{L,k}$  lần lượt là lượng đặt và đo được của thành phần dòng điện qua điện cảm.

Để có được tín hiệu điều khiển duy trì  $S_k$  trên mặt trượt, xét phương trình sau:

$$S_{k+1} = 0 \quad (7)$$

Từ đó ta có:

$$i_{L,k+1}^* - i_{L,k+1} - \lambda e_k = 0 \quad (8)$$

Thay (3) vào (8) ta được:

$$m_{k,eq} = -\frac{L}{T_s V_{dc,k}} \left[ i_{L,k+1}^* - \left(1 - \frac{R_L}{L} T_s\right) i_{L,k} - \frac{T_s}{L} u_{s,k} \right] - \frac{L}{T_s V_{dc,k}} [-p_k - \lambda e_k] \quad (9)$$

Có thể nhận ra từ (13) rằng tín hiệu điều khiển này chưa thể thực hiện được do sai lệch mô hình  $p_k$  chưa biết. Thông thường, bộ SMC cần thêm một tín hiệu điều khiển dưới dạng hàm dấu để bù sai lệch chưa biết này, do đó kéo theo hiện

tượng rung. Ngoài ra, phải xác định giá trị bị chặn của  $p_k$  để chọn biên độ của tín hiệu dấu, mà việc này rất khó thực hiện. Để giải quyết vấn đề nói trên, tác giả đề xuất sử dụng phương pháp bù sai lệch mô hình. Cụ thể, có thể suy ra từ (3):

$$p_k = i_{L,k+1} - \left(1 - \frac{R_L}{L} T_s\right) i_{L,k} - \frac{T_s}{L} u_{s,k} + \frac{T_s}{L} V_{dc,k} m_k \quad (10)$$

Một lần nữa, giá trị dự báo của dòng điện  $i_{L,k+1}$  và tín hiệu điều khiển  $m_k$  là không xác định tại thời điểm hiện tại. Do đó, kỹ thuật trễ một chu kỳ được sử dụng trong trường hợp này dựa trên giả thiết rằng tần số lấy mẫu của bộ điều khiển dòng điện là đủ cao so với nhiễu loạn  $p_k$ . Trên thực tế, giả thiết này là hợp lý vì tần số lấy mẫu của mạch vòng dòng điện thường bằng hoặc gấp đôi tần số chuyển mạch của BBD, tức là (3→10) kHz. Sau đó,  $p_k$  có thể được tính gần đúng bằng:

$$p_k \approx \hat{p}_k = LPF(p)_{k-1} \quad (11)$$

Trong đó,  $p_{k-1}$  được tính như sau:

$$p_{k-1} = i_{L,k} - \left(1 - \frac{R_L}{L} T_s\right) i_{L,k-1} - \frac{T_s}{L} u_{s,k-1} + \frac{T_s}{L} V_{dc,k-1} m_{k-1} \quad (12)$$

và LPF là bộ lọc thông thấp với hệ số khuếch đại bằng 1 để bảo toàn biên độ. Bảng thông của LPF có ảnh hưởng mạnh đến đáp ứng quá độ của hệ thống điều khiển và cần được điều chỉnh [14].

Dựa trên (11) và (12), phương trình điều khiển cuối cùng được đưa đến BBD là

$$m_k = -\frac{L}{T_s V_{dc,k}} \left[ i_{L,k+1}^* - \left(1 - \frac{R_L}{L} T_s\right) i_{L,k} - \frac{T_s}{L} u_{s,k} \right] - \frac{L}{T_s V_{dc,k}} [-\hat{p}_k - \lambda e_k] \quad (13)$$

Với tín hiệu điều khiển (13), sai lệch dự báo  $e_{k+1}$  có thể được tính toán bằng cách thay (13) và (3) vào phương trình dưới đây.

$$e_{k+1} = i_{L,k+1}^* - i_{L,k+1} \quad (14)$$

Kết quả ta thu được:

$$e_{k+1} = \lambda e_k + p_k - \hat{p}_k \quad (15)$$

Với giả thiết tần số lấy mẫu đủ lớn, sai lệch của khâu ước lượng nhiễu loạn là rất nhỏ và được định nghĩa bởi:

$$p_k - \hat{p}_k \approx O(T_s) \leq AT_s \quad (16)$$

Trong đó,  $A$  là một số dương bị chặn. Khái niệm  $O(T_s)$  được gọi là “cùng bậc với  $T_s$ ” và được sử dụng phổ biến trong các hệ điều khiển số. Đây gần như là sai lệch nhỏ nhất hệ điều khiển số có thể đạt được [17].

Thay (16) vào (15) và giải phương trình trên với giá trị sai lệch ban đầu  $e_0$ , ta thu được nghiệm:

$$e_k = \lambda^k e_0 + \sum_{i=0}^{k-1} \lambda^i O(T_s) = \lambda^k e_0 + O(T_s) \frac{\lambda^k - 1}{\lambda - 1} \quad (17)$$

Quan sát (17) ta dễ thấy sai lệch  $e_k \rightarrow O(T_s)$  nếu  $-1 < \lambda < 1$ . Hơn nữa tốc độ hội tụ càng nhanh nếu  $\lambda$  càng nhỏ. Và nếu  $\lambda = 0$ ,  $e_k \rightarrow O(T_s)$  trong 1 chu kỳ lấy mẫu.

### 3.2. Thiết kế bộ lọc Notch Filter

Quan sát phương trình (13), có thể thấy rằng chất lượng của bộ điều khiển dòng điện có thể bị ảnh hưởng bởi thành phần đập mạch bậc 2 vốn luôn tồn tại trong sơ đồ chỉnh lưu cầu 1 pha. Do đó, trong nghiên cứu này, bộ lọc chắn dải được thiết kế để cải thiện chất lượng khâu đo điện áp DC [16].

Gọi  $f_{Ns}$  là tần số lấy mẫu của bộ lọc và  $f_c$  là tần số cần lọc. Để loại bỏ thành phần tần số  $f_c$ , bộ lọc cần có một cặp điểm ‘0’ tương ứng với tần số góc

$$\Omega = 2\pi \frac{f_c}{f_{Ns}} \quad (18)$$

Ngoài ra, một cặp điểm cực tương ứng với tần số  $\Omega$  được sử dụng để hiệu chỉnh đặc tính của bộ lọc xung quanh vùng tần số cắt. Từ đó ta có hàm truyền của bộ lọc trên miền gián đoạn như sau:

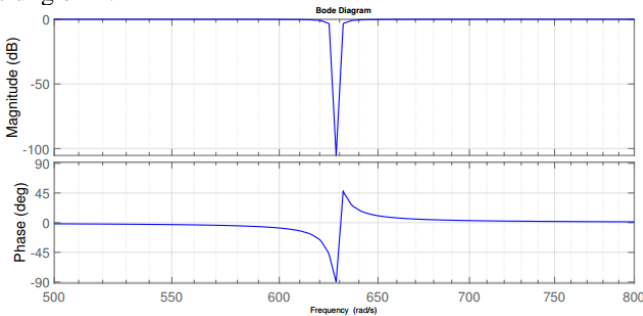
$$H(z) = \frac{(z - e^{j\Omega})(z + e^{j\Omega})}{(z - re^{j\Omega})(z + re^{j\Omega})} \quad (19)$$

trong đó, điểm cực  $|r| < 1$  được hiệu chỉnh để thay đổi đặc tính của bộ lọc.

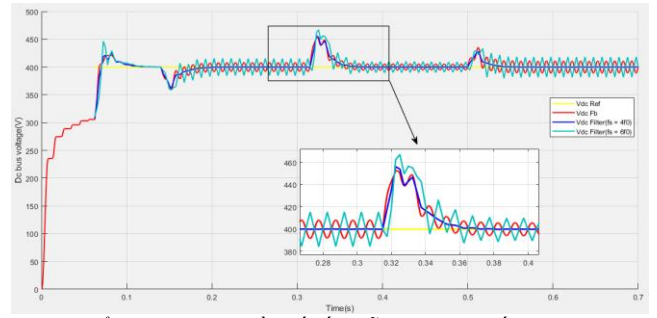
Trong ứng dụng cụ thể này, tần số lưới là 50Hz,  $f_c = 100\text{Hz}$ . Qua khảo sát, với việc chọn tần số lấy mẫu  $f_{Ns} = 4f_c$ , tương ứng tần số góc  $\Omega = \frac{\pi}{2}$  ( $\frac{r_{ad}}{s}$ ), bộ lọc cho hiệu quả tốt nhất. Khi đó phương trình (19) có thể viết lại như sau:

$$H(z) = \frac{(z - j)(z + j)}{(z - rj)(z + rj)} = \frac{1 + z^{-2}}{1 + r^2 z^{-2}} \quad (20)$$

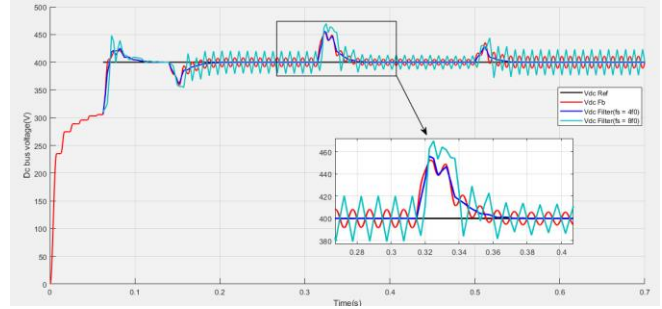
Đáp ứng của bộ lọc Notch Filter với  $r = 0.99$  được minh họa như hình 2, còn hình 3 và 4 cho thấy ảnh hưởng của tần số lấy mẫu lên chất lượng của bộ lọc. Quan sát hình 3, ta dễ thấy việc chọn tần số lấy mẫu cao hơn trong trường hợp này lại cho kết quả xấu hơn. Với  $f_{Ns} = 4f_c$ , bộ lọc đã loại bỏ được thành phần đập mạch và trích xuất được chính xác giá trị điện áp DC trung bình.



Hình 2: Đồ thị bode của bộ lọc Notch Filter



Hình 3: Ảnh hưởng của tần số lấy mẫu  $f_{Ns}$  tới chất lượng của bộ lọc chắn dải



Hình 4: Đồ thị điện áp DC-bus với  $f_{Ns} = 8f_c$

### 3.3. Điều khiển điện áp DC Bus

Năng lượng tích lũy trên tụ điện của DC bus được tính bởi

$$E_{dc} = \frac{1}{2} C V_{dc}^2 \quad (21)$$

Biến thiên năng lượng trên DC bus chính là công suất trao đổi giữa lưới và tải, do đó ta có

$$\frac{1}{2} C \frac{dV_{dc}^2}{dt} = P_{ac} - P_{dc} \quad (22)$$

Với công suất phía xoay chiều  $P_{ac}$  và một chiều  $P_{dc}$  được tính bởi:

$$P_{ac} = \frac{3}{2} V_m i_d ; P_{dc} = \frac{V_{dc}^2}{R_{load}} \quad (23)$$

Trong đó,  $V_m$  là biên độ điện áp lưới.

Thay (23) vào (22) ta thu được:

$$\frac{1}{2} C \frac{dV_{dc}^2}{dt} = \frac{3}{2} V_m i_d - \frac{V_{dc}^2}{R_{load}} \quad (24)$$

Đặt  $V = V_{dc}^2$ , ta thu được phương trình vi phân tuyến tính như sau:

$$\frac{1}{2} C \frac{dV}{dt} + \frac{V}{R_{load}} = \frac{3}{2} V_m i_d \quad (25)$$

Gián đoạn hóa (25) bằng Forward-Euler, ta thu được:

$$\frac{V_k}{i_{d,k}} = \frac{\frac{3V_m T_s}{C} z^{-1}}{1 - \left(1 - \frac{2T_s}{R_{load} C}\right) z^{-1}} \quad (26)$$

Dựa vào (26), một bộ điều khiển tích phân tỷ lệ (PI) đơn giản có thể được thiết kế để ổn định điện áp DC-bus trong phạm vi rộng của tải  $R_{load}$ ,  $R_{min} \leq R_{load} \leq R_{max}$ . Hàm truyền của bộ điều khiển PI trên miền thời gian gián đoạn với chu kỳ trích mẫu  $T_s$ , hệ số tỷ lệ  $K_P$  và hằng số thời gian tích phân là  $T_I$  là:

$$W_{PI} = K_P \frac{1 - Dz^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (27)$$

Với  $D = 1 - \frac{T_s}{T_I}$  (28)

Với (27), ta có hàm truyền hệ kín như sau:

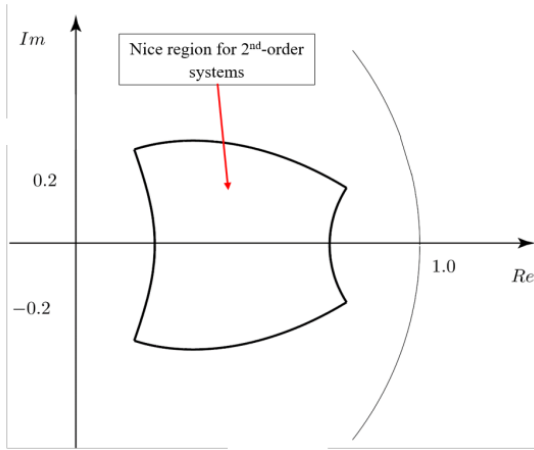
$$W_{CL} = \frac{b_1 K_P z^{-1} - b_1 K_P D z^{-2}}{1 + (b_1 K_P - a_1 - 1) z^{-1} + (a_1 - b_1 K_P D) z^{-2}} \quad (29)$$

trong đó,  $b_1 = \frac{3V_m T_s}{c}$  và  $a_1 = (1 - \frac{2T_s}{R_{load}C})$

Ở chế độ khởi động, bộ nghịch lưu nối lưới luôn hoạt động ở điều kiện non tải tương ứng với  $R_{eq} = R_{eq,max}$  để sạc tụ DC-bus. Tiêu chí quan trọng nhất trong khởi động là độ quá điều chỉnh. Nếu không, quá điện áp có thể gây nguy hiểm cho dàn tụ DC. Trong chế độ vận hành bình thường, phản ứng nhanh chóng trước sự thay đổi đột ngột của tải là rất quan trọng. Để đảm bảo cân đối hai yêu cầu này, kỹ thuật gán điểm cực được sử dụng, trong đó các điểm cực của (29) được đặt bên trong một vùng cho đáp ứng quá độ tương đối tốt đối với hệ bậc hai như minh họa trong hình 5. Mỗi quan hệ giữa các điểm cực mong muốn  $p_1, p_2$  và các tham số PI có thể dễ dàng được rút ra như sau:

$$K_p = \frac{-p_1 - p_2 + a_1 + 1}{b_1} \quad (30)$$

$$D = \frac{a_1 - p_1 p_2}{b_1 K_p}$$

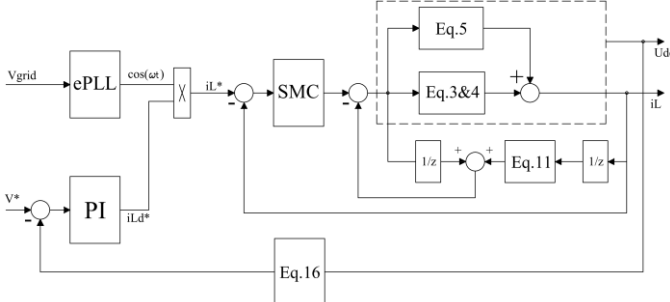


Hình 5: Vùng gán điểm cực cho hệ bậc 2

Trong trường hợp mong muốn hệ số công suất  $\cos \varphi = \pm 1$ , ta có quan hệ giữa dòng điện qua cuộn kháng  $i_{L,k}$  và dòng điện trên trục d:  $i_{Ld,k}$  là:

$$i_{L,k+1}^* = i_{d,k}^* \cdot \cos \varphi \quad (31)$$

Trong đó  $\varphi$  là góc pha của điện áp lưới được cung cấp bởi vòng khóa pha PLL. Cuối cùng, sơ đồ khối của hệ thống điều khiển nối lưới được đề xuất được mô tả trong Hình 6.



Hình 6: Sơ đồ khối của hệ thống điều khiển nối lưới

### 3.4. Tối ưu tham số PI bằng thuật toán PSO (Particle Swarm Optimization)

Tối ưu bầy đàn (Particle Swarm Optimization - PSO) là một trong những thuật toán xây dựng dựa trên khái niệm trí tuệ

bầy đàn để tìm kiếm lời giải cho các bài toán tối ưu trên một không gian tìm kiếm nào đó [15]. PSO có nhiều ứng dụng quan trọng trong tất cả các lĩnh vực mà ở đó đòi hỏi phải giải quyết các bài toán tối ưu.

Trong bài báo này, PSO được sử dụng để tối ưu các tham số của bộ PI điều khiển điện áp DC. Để thực hiện việc tối ưu trong bài toán điều khiển, thường các tiêu chuẩn tích phân như: tích phân của sai lệch (IE), tích phân trị tuyệt đối của sai lệch (IAE), tích phân của bình phương sai lệch (ISE), tích phân của tích số giữa trị tuyệt đối sai lệch và thời gian (ITAE) được sử dụng. Trong đó, tiêu chuẩn ITAE thường được sử dụng để tối ưu quá trình quá độ do có trọng số thời gian, tức là dữ liệu mới sẽ có trọng số lớn hơn dữ liệu cũ. Tiêu chuẩn ITAE được mô tả bởi phương trình sau:

$$ITAE(t) = \int_0^{\infty} t|e(t)|dt \quad (32)$$

Để thực hiện bằng máy tính, ta chuyển phương trình trên về miền thời gian rời rạc:

$$ITAE_k = T_s \sum_0^M k T_s |e_k| \quad (33)$$

Với M là số chu kỳ trích mẫu của hệ thống.

Gọi mỗi bộ tham số của bộ PI là một cá thể  $X_i(k)$  trong đó:

$$X_i(k) = [K_{p,i}(k) \ D_{i,i}(k)] \quad (34)$$

Tốc độ thay đổi của  $X_i(k)$  trong quá trình tối ưu được thể hiện qua vector vận tốc  $V_i(k)$ , với:

$$V_i(k) = [V_{Kp,i}(k) \ V_{D,i}(k)] \quad (35)$$

Tại mỗi bước tính, sẽ luôn có một cá thể có vị trí tốt nhất, tức là làm cho hàm mục tiêu có giá trị nhỏ nhất, được mô tả bởi vector vị trí  $P_{best,i}(k)$ :

$$P_{best,i}(k) = [P_{K,i}(k) \ P_{D,i}(k)] \quad (36)$$

Trong đó,  $i$  là số nguyên thỏa mãn  $i \in [0, NumofPo]$  với  $NumofPo$  là số lượng cá thể có trong quần thể.

Vector vị trí tốt nhất trong toàn bộ các bước tính, hay còn gọi là giá trị tối ưu toàn cục, được lưu trữ trong vector Gbest:

$$G_{best,j}(k) = [G_{P,i}(k) \ G_{D,i}(k)] \quad (37)$$

Với  $j$  là số nguyên dương thỏa mãn  $j \in [0, NumofIter]$  với  $NumofIter$  là số lần tính toán, hay còn gọi là số lần tiến hóa của cả quần thể.

Trong mỗi bước tính toán, vận tốc và vị trí của mỗi cá thể được điều chỉnh bởi mối quan hệ sau:

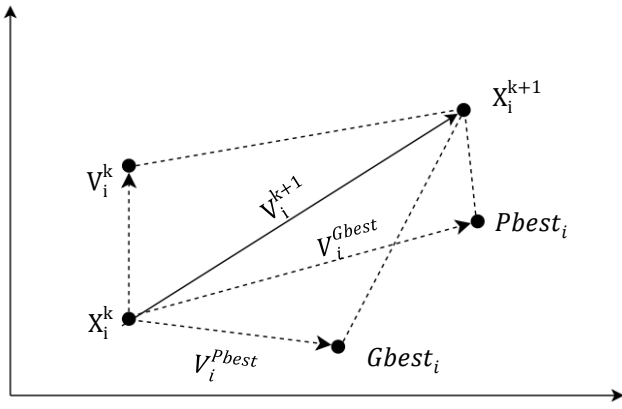
$$V_i(k+1) = J(k)V_i(k) + c_1 (P_{best,i}(k) - X_i(k))R_1 + c_2 (G_{best,i}(k) - X_i(k))R_2 \quad (38)$$

$$X_i(k+1) = X_i(k) + V_i(k+1) \quad (39)$$

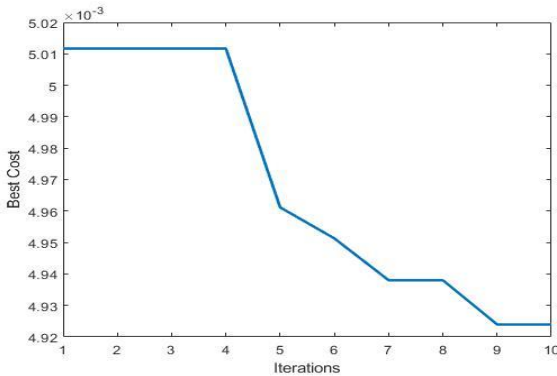
Trong đó  $J(k)$  là hệ số quán tính, thường được đặt ngẫu nhiên:

$$J(k) = 0.5 + rand \quad (35)$$

với  $rand$  là một số ngẫu nhiên trong khoảng  $[0;1]$ ,  $c_1$  và  $c_2$  được gọi là các trọng số nhận thức và hệ số xã hội. Thường nằm trong khoảng  $0 < c_1, c_2 < 4$ . Hai ma trận  $R_1, R_2$  là ma trận đường chéo của các số ngẫu nhiên trong khoảng  $[0;1]$ .



Hình 7. Đồ thị biểu thị mối quan hệ tiến hóa  $X_i^k \rightarrow X_i^{k+1}$



Hình 8. Đồ thị hàm CostFunction sau 10 vòng lặp

Trước khi triển khai thuật toán trên, ta cần giới hạn vùng ổn định của hệ thống, từ đó khởi tạo quần thể trong vùng ổn định và chỉ tiến hóa các cá thể trong vùng này. Với các dữ liệu về điểm cực như hình 5, kết hợp với điều kiện  $0 \leq D \leq 1$ , ta có ràng buộc với quần thể được khởi tạo như sau:

$$\frac{a1_{min} + 1 - (p1 + p2)_{max}}{b1} \leq K_p \leq \frac{a1_{max} + 1 - (p1 + p2)_{min}}{b1}$$

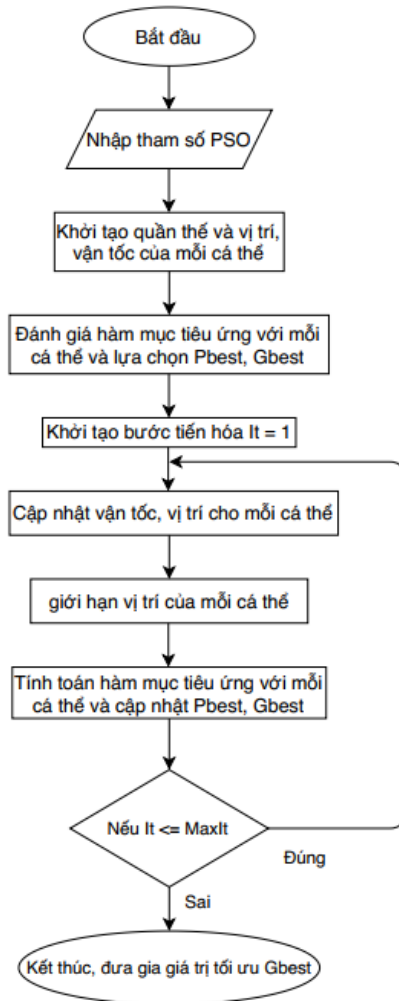
$$\frac{a1_{min} - (p1.p2)_{max}}{b1.K_{p,max}} \leq D \leq \frac{a1_{max} - (p1.p2)_{min}}{b1.K_{p,min}} \quad (40)$$

Lưu đồ chương trình thực hiện thuật toán PSO cũng như kết quả thu được mô tả bởi hình 8 và 9. Quan sát hình 8 có thể thấy sau mỗi bước tính, giá trị hàm mục tiêu  $Gbest$  giảm đi, chứng tỏ quá trình tối ưu diễn ra đúng như mong muốn.

#### 4. Mô phỏng trên miền gián đoạn

Để cho thấy hiệu quả của giải pháp được đề xuất, nhiều kịch bản mô phỏng khác nhau đã được thực hiện đối với bộ nghịch lưu nối lưới T-Type công suất 5kVa. Thông số của bộ nghịch lưu được cung cấp trong Bảng I. Tất cả các bộ điều khiển được thực hiện bởi khối S-Function của Matlab sử dụng ngôn ngữ C chuẩn, qua đó chứng tỏ khả năng sẵn sàng cài đặt trên thiết bị điều khiển số.

Để tối ưu tham số bộ PI, mô hình hệ kín (29) cũng như thuật toán PSO như hình 9 trước tiên được xây dựng lại dưới dạng *mFile* trong Matlab. Với tín hiệu đặt dạng bước nhảy, ta thu được bộ tham số  $K_p, T_I$  được thể hiện ở Bảng I. Tiếp đó, các



Hình 9. Lưu đồ chương trình tối ưu tham số bộ điều khiển PI  
Bảng 1. Tham số mô phỏng

Tham số hệ thống	Giá trị
$L_f$	0.84mH
$R_f$	0.05Ω
$R_c$	0.05Ω
$C_1, C_2$	940μF
$T_s$	100μs
$f_{sw}$	10 kHz
$\lambda$	0
$K_p$	0.2695
$T_I$	0.149

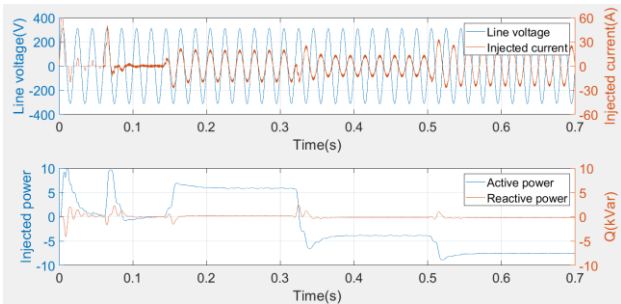
kịch bản mô phỏng tương ứng để đánh giá chất lượng bộ điều khiển được thực hiện lần lượt như sau.

Đầu tiên, mô phỏng được thực hiện với mô hình lý tưởng, tức là giả thiết không có sai lệch mô hình. Trình tự khởi động của BBD được thực hiện giống như các thiết bị thương mại. Cụ thể, tụ điện DC-Link được sạc qua điện trở trong 0.04s đầu tiên để hạn chế dòng nạp tụ. Sau đó, điện trở sạc được ngắt ra và các mạch vòng điều khiển được kích hoạt để ổn định điện áp DC-bus ở 400V DC. Sau khi điện áp DC-bus đã xác lập, quá trình trao đổi công suất với lưới được bắt đầu. Trước tiên, hệ thống đẩy công suất khoảng 5kW lên lưới tại thời điểm 0.14s. Sau đó, tại các thời điểm 0.315s và 0.5s hệ thống

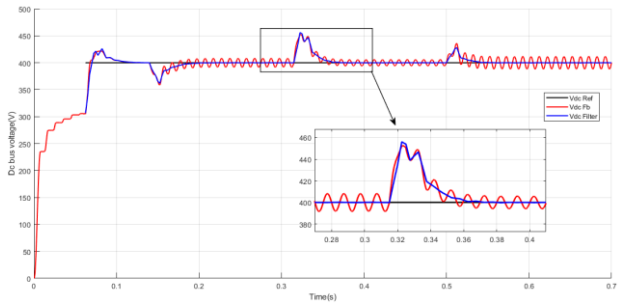
chuyển sang trạng thái nhận công suất từ lưới với các giá trị tương ứng 50% và 100% công suất định. Đáp ứng của hệ thống được thể hiện trong hình 10, hình 11 và hình 12. Bằng cách quan sát hình 10, có thể thấy  $\cos \varphi = \pm 1$  được đảm bảo khi dòng điện luôn cùng pha hoặc ngược pha với lưới. Bên cạnh đó, bộ điều khiển điện áp DC-bus cho đáp ứng khá nhanh khi chỉ mất 40ms tương ứng với hai chu kỳ điện áp lưới để ổn định điện áp khi có dao động công suất. Phản ứng này nhanh hơn nhiều so với kết quả đạt được trong [13]. Bên cạnh đó, thiết kế phù hợp của bộ lọc Notch Filter trên miền thời gian gián đoạn loại bỏ hoàn toàn ảnh hưởng của tần số đập mạch bậc 2 như trong hình 11.

Ngoài ra, một yếu tố rất quan trọng ảnh hưởng đến chất lượng mạch vòng điện áp là tính ưu việt của bộ điều khiển dòng điện sử dụng SMC. Do mạch vòng dòng điện đóng vai trò là cơ cấu chấp hành của mạch vòng điện áp, việc áp đặt nhanh dòng điện giúp quá trình trao đổi công suất diễn ra nhanh chóng. Có thể thấy từ hình 12, bộ điều khiển dòng điện có thời gian đáp ứng rất nhanh, chỉ mất 3 chu kỳ lấy mẫu để áp đặt thành công dòng điện.

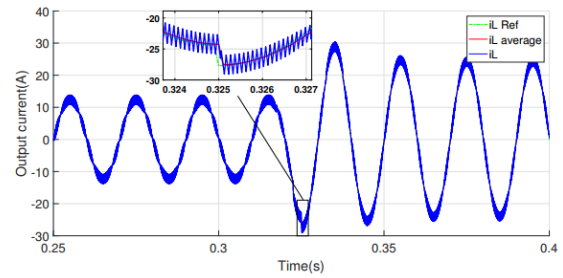
Với đầu ra nhiều mức điện áp của cấu trúc T-Type và phương pháp điều khiển thích hợp, tổng tổn thất sóng hài (THD) của dòng điện đầu ra đáp ứng yêu cầu nghiêm ngặt của luật mỗi lưới như trong hình 13. Cần lưu ý rằng cuộn cảm trong trường hợp này chỉ có giá trị 0.84mH, khá nhỏ so với bộ nghịch lưu với công suất 5kW. Với cùng điều kiện mô phỏng, THD của cấu trúc cầu H lên tới 8%, vượt mức cho phép 5% của tiêu chuẩn IEEE 519.



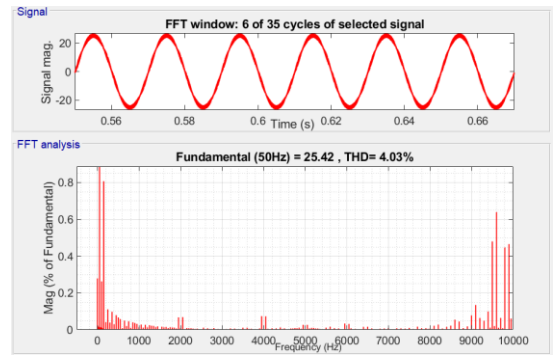
Hình 10. Đồ thị dòng điện và công suất



Hình 11. Chất lượng của bộ điều khiển điện áp trong trường hợp lưới điện lý tưởng



Hình 12. Chất lượng của bộ điều khiển dòng điện trong trường hợp lưới điện lý tưởng

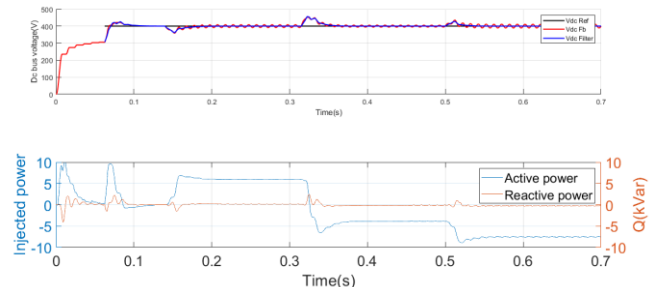


Hình 13. THD của dòng điện trong trường hợp lưới điện lý tưởng

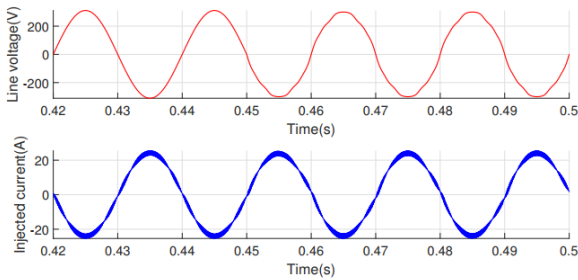
Để chứng tỏ tính bền vững của thuật toán điều khiển, mô phỏng tính tới các điều kiện thực tế như: sai lệch tham số mô hình trong dải  $\pm 10\%$ , sự tồn tại của một số thành phần sóng hài bậc cao với tỉ lệ ở bảng 2, được thực hiện. Trong thực tế, sau thời gian vận hành, các tham số như điện dung và điện cảm của hệ thống thường có xu hướng giảm đi. Do đó kịch bản mô phỏng với mô hình sai lệch dưới đây được thực hiện với giá trị điện cảm và tụ điện suy giảm 10%. Các kết quả thu được thể hiện ở hình 14, 15, 16 cho thấy hệ thống vẫn giữ được sự ổn định, chỉ có THD dòng điện tăng nhẹ do ảnh hưởng của THD từ lưới.

Bảng 2. Tỉ lệ thành phần sóng hài trên lưới điện

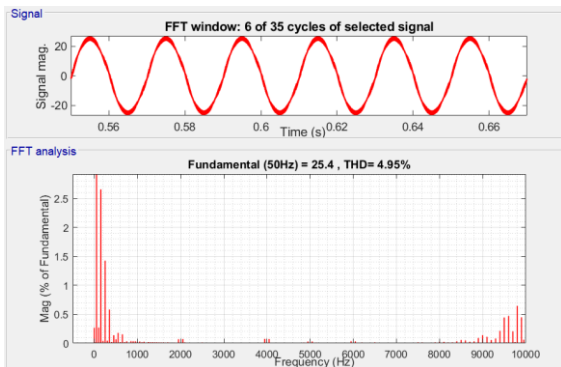
Bậc sóng hài	Tỉ lệ sóng hài (%)
3	4.821
5	3.214
7	1.607
11	0.9642
13	0.6428



Hình 14. Đáp ứng quá độ của hệ thống điều khiển với lưới điện tồn tại sóng hài bậc cao



Hình 15. Nhiễu điện áp lưới và dạng dòng điện đầu ra



Hình 16. THD của dòng điện trong trường hợp lưới điện tồn tại sóng hài bậc cao

## 5. Kết luận

Trong nghiên cứu này, một số giải pháp đã được nhóm tác giả đề xuất để cải thiện chất lượng của BBD nối lưới sử dụng trong các hệ thống điện mặt trời. Nhằm mục đích giảm THD của dòng điện đầu ra, cấu trúc BBD kiểu T-Type cung cấp nhiều mức điện áp hơn so với mạch cầu H thông thường được sử dụng. Sau đó, một số giải pháp điều khiển nâng cao như điều khiển trượt kết hợp với bù nhiễu loạn cho mạch vòng dòng điện, bộ PI được tối ưu bằng PSO kết hợp với bộ lọc chắn dải cho mạch vòng điện áp, được áp dụng để nâng cao chất lượng cũng như sự bền vững của hệ điều khiển với các điều kiện vận hành phức tạp của thực tế như sai lệch mô hình, sóng hài bậc cao trên lưới điện. Vì phương pháp điều khiển không yêu cầu phép chuyển đổi tọa độ quay, do đó khối lượng tính toán được giảm đáng kể. Hiệu quả của giải pháp đề xuất được kiểm chứng bằng mô phỏng sử dụng Matlab / Simulink.

## Tài liệu tham khảo

- [1] S. B. Kjaer, J. K. Pedersen and F. Blaabjerg, "A review of singlephase grid-connected inverters for photovoltaic modules," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 41, no. 5, pp. 1292-1306, Sept.-Oct. 2005, doi: 10.1109/TIA.2005.853371.
- [2] I. Sulaeman, V. Vega-Garita, G. R. C. Mouli, N. Narayan, L. RamirezElizondo and P. Bauer, "Comparison of PV-battery architectures for residential applications," 2016 IEEE International Energy Conference (ENERGYCON), Leuven, 2016, pp. 1-7, doi: 10.1109/ENERGYCON.2016.7514014.
- [3] Zeb, K.; Khan, I.; Uddin, W.; Khan, M.A.; Sathishkumar, P.; Busarello, T.D.C.; Ahmad, I.; Kim, H.J. "A Review on Recent Advances and Future Trends of Transformerless Inverter Structures for Single-Phase Grid-Connected Photovoltaic Systems". Energies 2018, 11, 1968.
- [4] M. Tsili and S. Papathanassiou, "A review of grid code technical requirements for wind farms," in IET Renewable Power Generation, vol. 3, no. 3, pp. 308-332, Sept. 2009, doi: 10.1049/iet-rpg.2008.0070.
- [5] H. Wang, Q. Cheng, M. Li, G. Chen and L. Deng, "The study of singlephase PWM rectifier based on PR control strategy," The 26th Chinese Control and Decision Conference (2014 CCDC), Changsha, 2014, pp. 3818-3823, doi: 10.1109/CCDC.2014.6852845.
- [6] M. Elkayam and A. Kuperman, "Optimized Design of Multiresonant AC Current Regulators for Single-Phase Grid-Connected Photovoltaic Inverters," in IEEE Journal of Photovoltaics, vol. 9, no. 6, pp. 1815-1818, Nov. 2019, doi: 10.1109/JPHOTOV.2019.2937386.
- [7] S. Silwal, S. Taghizadeh, M. Karimi-Ghartemani, M. J. Hossain and M. Davari, "An Enhanced Control System for Single-Phase Inverters Interfaced with Weak and Distorted Grids," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 34, no. 12, pp. 12538-12551, Dec. 2019, doi: 10.1109/TPEL.2019.2909532.
- [8] X. Guo and J. M. Guerrero, "General Unified Integral Controller With Zero Steady-State Error for Single-Phase Grid-Connected Inverters," in IEEE Transactions on Smart Grid, vol. 7, no. 1, pp. 74-83, Jan. 2016, doi: 10.1109/TSG.2015.2419236.
- [9] W. Song, Z. Deng, S. Wang and X. Feng, "A Simple Model Predictive Power Control Strategy for Single-Phase PWM Converters With Modulation Function Optimization," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, no. 7, pp. 5279-5289, July 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2481323.
- [10] X. Hao, X. Yang, T. Liu, L. Huang and W. Chen, "A SlidingMode Controller with Multi resonant Sliding Surface for Single-Phase Grid-Connected VSI With an LCL Filter," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, no. 5, pp. 2259-2268, May 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2218133.
- [11] H. Komurcugil, S. Ozdemir, I. Sefa, N. Altin and O. Kukrer, "Sliding-Mode Control for Single-Phase Grid-Connected LCL-Filtered VSI With Double-Band Hysteresis Scheme," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 63, no. 2, pp. 864-873, Feb. 2016, doi: 10.1109/TIE.2015.2477486.
- [12] S. Hwang, L. Liu, H. Li and J. Kim, "DC Offset Error Compensation for Synchronous Reference Frame PLL in SinglePhase Grid-Connected Converters," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 27, no. 8, pp. 3467-3471, Aug. 2012, doi: 10.1109/TPEL.2012.2190425.
- [13] Li, B.; Huang, S; Chen, X; "Performance Improvement for TwoStage Single-Phase Grid-Connected Converters Using a Fast DC Bus Control Scheme and a Novel Synchronous Frame Current Controller", Energies 2017, 10, 389.
- [14] SangJoo Kwon and Wan Kyun Chung, "A discrete-time design and analysis of perturbation observer for motion control applications," in IEEE Transactions on Control Systems Technology, vol. 11, no. 3, pp. 399-407, May 2003, doi: 10.1109/TCST.2003.810398.
- [15] Federico Marini and Beata Walczak. Particle swarm optimization (pso). a tutorial. Chemometrics and Intelligent Laboratory Systems, 149:153 - 165, 2015.
- [16] J. Jeedella, H. A. Ahamad, M. Al-Mualla and J. M. Noras, "Design and analysis of second order IIR notch filters with double frequency initialization," 2006 IEEE GCC Conference (GCC), 2006, pp. 1-6, doi: 10.1109/IEEE-GCC.2006.5686232.
- [17] Jeang-Lin Chang, "Applying discrete-time proportional Integral observers for state and disturbance estimations," in IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 51, no. 5, pp. 814-818, May 2006, doi: 10.1109/TAC.2006.875019.