

# BỘ ĐIỀU KHIỂN DỰ BÁO CHO NGHỊCH LƯU NGUỒN qZ NỔI LƯỚI

## MODEL PREDICTIVE CONTROL OF A GRID CONNECTED QUASI-Z-SOURCE INVERTER

Phan Thị Thanh Vân<sup>1</sup>, Nguyễn Kim Ánh<sup>2</sup>, Ngô Văn Quang Bình<sup>3</sup>

<sup>1</sup>Trường Đại học Đông Á; thanhvan91188@gmail.com

<sup>2</sup>Trường Đại học Bách khoa – Đại học Đà Nẵng; nkanh@dut.udn.vn

<sup>3</sup>Trường Đại học Sư phạm Huế; nvqbinh@hueuni.edu.vn

**Tóm tắt** - So với nghịch lưu áp, nghịch lưu nguồn qZ (qZSI) được xem là giải pháp hữu ích cho hệ thống pin mặt trời nhờ khả năng nâng cao điện áp một chiều đầu vào và khắc phục được nhược điểm ngắn mạch xảy ra trong các khóa bán dẫn. Bài báo trình bày cấu trúc điều khiển dự báo cho lưới điện nối hệ thống pin mặt trời sử dụng qZSI để được đáp ứng động học nhanh mà không cần cấu trúc điều khiển nổi tầng, khối điều chế. Một mô hình toán học của qZSI được sử dụng để dự báo đáp ứng của dòng điện tải, cuộn cảm và điện áp trên tụ điện. Một hàm mục tiêu được định nghĩa bao gồm sai lệch của những giá trị tham chiếu và giá trị dự báo. Quá trình tối ưu hóa hàm mục tiêu được tiến hành để xác định trạng thái chuyển mạch tốt nhất, đưa điều khiển đóng cắt các khóa bán dẫn của qZSI. Các phân tích được khảo sát bằng Matlab/Simulink với các điều kiện hoạt động khác nhau của hệ thống để xác nhận tính hiệu quả, khả thi của phương pháp đề xuất.

**Từ khóa** - Pin mặt trời; nổi lưới; nghịch lưu nguồn qZ (qZSI); điều khiển dự báo hữu hạn (FCS-MPC); hệ thống năng lượng tái tạo.

### 1. Giới thiệu

Ngày nay, với tình hình dân số và khoa học kỹ thuật phát triển không ngừng, nhu cầu về điện ngày càng tăng và trở thành yếu tố không thể thiếu trong cuộc sống. Để đáp ứng nhu cầu dùng điện, ngoài việc khai thác và sử dụng hiệu quả các nguồn năng lượng truyền thống như thủy điện và nhiệt điện thì việc khai thác và đưa vào sử dụng các dạng năng lượng tái tạo (như năng lượng mặt trời, gió,...) ngày càng nhận được sự quan tâm rất lớn trên toàn thế giới vì những lợi ích như nguồn năng lượng sẵn có, vô tận và là nguồn năng lượng sạch không gây hại cho môi trường [1]. Trong đó, các bộ biến đổi công suất từ dạng điện áp một chiều (DC) sang xoay chiều (AC) đóng vai trò quan trọng trong các hệ thống năng lượng tái tạo, nhất là trong hệ thống năng lượng mặt trời (PV) [2].

Trong những năm gần đây, bộ nghịch lưu nguồn Z (ZSI) được xem như là giải pháp hữu ích nhờ các lợi ích như có khả năng nâng cao điện áp một chiều đầu vào và khắc phục được nhược điểm hiện tượng ngắn mạch xảy ra trong các khóa bán dẫn [2-4]. Bằng cách cải tiến cấu trúc ZSI, bộ nghịch lưu qZSI được dự kiến sẽ phù hợp cho các ứng dụng hệ thống PV do khả năng đạt được dòng điện đầu vào liên tục và giảm điện đặt trên tụ điện [4-5].

Hầu hết, các phương pháp điều khiển hiện nay sử dụng các bộ điều khiển tuyến tính thông thường và các kỹ thuật điều chế để tạo tín hiệu chuyển mạch cho bộ nghịch lưu. Thông thường, cấu trúc điều khiển của qZSI bao gồm hai sơ đồ điều khiển cho phía AC và DC. Trong đó, điện áp ở phía một chiều được điều khiển trực tiếp bởi điện áp DC-bus [4] hoặc gián tiếp bằng điện áp trên tụ điện [6]. Về phía xoay chiều, cấu trúc mạch vòng dòng điện bên trong và mạch vòng điện áp phía ngoài được áp dụng để điều khiển

**Abstract** - The quasi-Z-source inverter (qZSI) is recognized as an attractive solution for the photovoltaic system compared with the conventional voltage source inverter due to its benefits such as the capability to boost the DC voltage input and overcome the drawback of the short-circuit effect in switching devices. This paper presents a model predictive control strategy for a grid-connected photovoltaic system using qZSI that achieves fast dynamic response without cascaded control loop structure and modulation block. A mathematical model of the qZSI is used to predict the behavior of the load current, inductor current, and capacitor voltage. A cost function is defined that includes the error between the reference and predicted values. The minimization of the cost function is carried out to obtain the best switching state which is implemented to the inverter. Simulation analysis are performed in Matlab/Simulink with different operating conditions of the system to validate the effectiveness and feasibility of the proposed method.

**Key words** - Photovoltaic (PV); Grid connected; Quasi-Z-source inverter (qZSI); Finite control set-model predictive control (FCS-MPC); Renewable energy systems

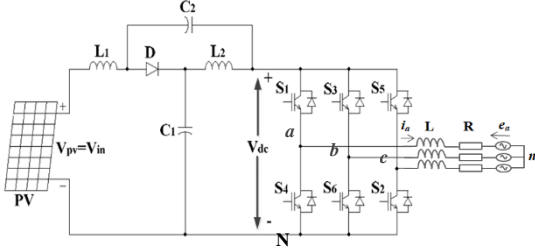
điện áp hay dòng điện đầu ra [7]. Tuy nhiên, nó có đáp ứng động học chậm và hiệu năng phụ thuộc vào chất lượng của bộ điều khiển dòng điện bên trong. Theo phương pháp này, mô hình không gian trạng thái trung bình hoặc tín hiệu nhỏ được sử dụng để thiết kế các bộ điều chỉnh tỷ lệ tích phân (PI). Điều này dẫn đến cần phải điều chỉnh hệ số của bộ điều khiển trong toàn bộ điều kiện hoạt động của hệ thống. Một nhược điểm khác của phương pháp này là sự tồn tại của đặc điểm pha không cực tiểu ở phía cấu trúc một chiều, dẫn đến hiện tượng không ổn định cho toàn bộ hệ thống.

Gần đây, điều khiển dự báo (MPC) đã được coi là phương pháp điều khiển thay thế và hữu dụng cho các ứng dụng điện tử công suất [8]. Đặc biệt, phương pháp điều khiển theo mô hình dự báo với số phân tử hữu hạn (FCS-MPC) là một trong những kỹ thuật được áp dụng rộng rãi nhất cho qZSI nhờ vào thiết kế đơn giản (không có cấu trúc điều khiển nổi tầng và khối điều chế) và dễ dàng thực thi. Lợi ích chính của FCS-MPC là sự phi tuyến tính trong hệ thống nhiều đầu vào nhiều đầu ra (MIMO), các ràng buộc và bù thời gian trễ có thể được tích hợp trực tiếp vào bộ điều khiển [8-11]. Trong bài báo này, mô hình toán học của qZSI được sử dụng để dự báo đáp ứng của dòng điện của tải, của cuộn cảm và điện áp trên tụ điện trong hai trường hợp ngắn mạch (Shoot-through) và không ngắn mạch (non-Shoot-through) của bộ nghịch lưu. Sau đó, mục tiêu điều khiển của hệ thống bao gồm bám dòng điện tải đầu ra, dòng điện trên cuộn cảm và điện áp trên tụ điện đạt được thông qua một hàm mục tiêu xác định. Cuối cùng, quá trình tối ưu hóa hàm mục tiêu được tiến hành để xác định trạng thái chuyển mạch tốt nhất, đưa điều khiển đóng cắt các khóa bán dẫn của bộ nghịch lưu. Ngoài ra, với việc sử dụng hàm tối ưu phụ bên ngoài vòng lặp chính giúp giảm được

sự phức tạp của việc chọn trọng số bám theo dòng điện tham chiếu trên cuộn cảm và khối lượng tính toán.

## 2. Mô hình của bộ nghịch lưu nguồn qZSI

Hình 1, trình bày cấu trúc đơn giản của một bộ nghịch lưu qZSI. Cấu trúc nghịch lưu qZSI bao gồm tổ hợp 15 trạng thái đóng cắt của các khóa bán dẫn: sáu trạng thái vector tích cực (active vector), hai trạng thái vector không và bảy trạng thái vector ngắn mạch [2, 4]. Để giảm mức độ phức tạp tính toán, các trạng thái trùng lặp tạo ra các vectơ điện áp đầu ra giống nhau sẽ được khảo sát cho cấu trúc qZSI: bảy trạng thái không ngắn mạch và một trạng thái ngắn mạch. Tổ hợp tất cả các trạng thái khóa bán dẫn của qZSI được tổng hợp trong Bảng 1.



Hình 1. Cấu trúc nghịch lưu qZSI

Bảng 1. Bảng trạng thái chuyển mạch được tạo ra bởi qZSI

Trạng thái hoạt động	Điện áp ngõ ra nghịch lưu	$S_1$	$S_3$	$S_5$	$S_4$	$S_6$	$S_2$
Trạng thái "không ngắn mạch"	$v_0 = 0$	0	0	0	1	1	1
	$v_1 = \frac{2}{3}V_{dc}$	1	0	0	0	1	1
	$v_2 = \frac{1}{3}(1 + j\sqrt{3})V_{dc}$	1	1	0	0	0	1
	$v_3 = \frac{1}{3}(-1 + j\sqrt{3})V_{dc}$	0	1	0	1	0	1
	$v_4 = -\frac{2}{3}V_{dc}$	0	1	1	1	0	0
	$v_5 = \frac{1}{3}(-1 - j\sqrt{3})V_{dc}$	0	0	1	1	1	0
$v_6 = \frac{1}{3}(1 - j\sqrt{3})V_{dc}$	1	0	1	0	1	0	
Trạng thái "ngắn mạch"	$v_7 = 0$	1	1	1	1	1	1

Điện áp đầu ra của bộ nghịch lưu qZSI được biểu diễn như sau:

$$v_{out} = \frac{2}{3}(v_{aN} + av_{bN} + a^2v_{cN}) \quad (1)$$

Trong đó,  $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ ,  $v_{aN}, v_{bN}, v_{cN}$  là điện áp đầu ra của bộ nghịch lưu giữa các pha tương ứng và điểm âm nguồn (N) của điện áp một chiều  $V_{dc}$ .

Điện áp pha đầu ra được xác định dựa theo độ lớn điện áp một chiều sau mạch LC ( $V_{dc}$ ) và trạng thái của khóa bán dẫn  $S_x$ :

$$v_{aN} = S_a V_{dc}, v_{bN} = S_b V_{dc}, v_{cN} = S_c V_{dc} \quad (2)$$

$$\text{Trong đó: } S_a = \begin{cases} 1 & \text{khi } S_1 \text{ on và } S_4 \text{ off} \\ 0 & \text{khi } S_1 \text{ off và } S_4 \text{ on} \end{cases}$$

$$S_b = \begin{cases} 1 & \text{khi } S_3 \text{ on và } S_6 \text{ off} \\ 0 & \text{khi } S_3 \text{ off và } S_6 \text{ on} \end{cases}$$

$$S_c = \begin{cases} 1 & \text{khi } S_5 \text{ on và } S_2 \text{ off} \\ 0 & \text{khi } S_5 \text{ off và } S_2 \text{ on} \end{cases}$$

Mô hình toán học của tải nối lưới điện được biểu diễn như sau:

$$v_{out} = L \frac{di_{out}}{dt} + R i_{out} + e \quad (3)$$

Trong đó,  $R, L$  là điện trở và điện cảm của đường dây nối với lưới.  $v_{out} = [v_{aN} \ v_{bN} \ v_{cN}]^T$ ,  $i_{out} = [i_a \ i_b \ i_c]^T$  và  $e = [e_a \ e_b \ e_c]^T$  là điện áp pha đầu ra, dòng điện trên tải và điện áp lưới điện của mỗi pha tương ứng.

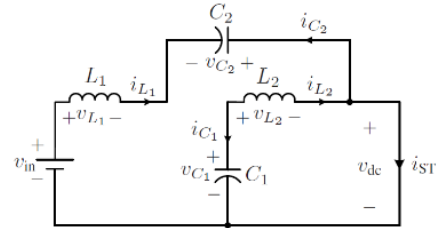
Mô hình toán học của tải có thể biểu diễn trên hệ trục tọa độ cố định ( $\alpha\beta$ ) bằng cách áp dụng phép biến đổi tọa độ Clark cho phương trình (3):

$$\begin{cases} \frac{di_{out-\alpha}}{dt} = \frac{1}{L}(v_{out-\alpha} - R i_{out-\alpha} - e_\alpha) \\ \frac{di_{out-\beta}}{dt} = \frac{1}{L}(v_{out-\beta} - R i_{out-\beta} - e_\beta) \end{cases} \quad (4)$$

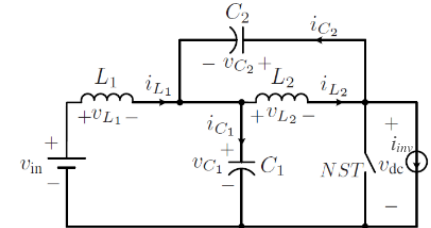
Trong đó, điện áp đầu ra trong hệ tọa độ ( $\alpha\beta$ ) được xác định bởi giá trị định của điện áp  $V_{dc}$  và trạng thái chuyển mạch của  $S_x$  của bộ nghịch lưu.

$$\begin{cases} v_{out-\alpha} = \frac{1}{3}V_{dc}(2S_a - S_b - S_c) \\ v_{out-\beta} = \frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}(S_b - S_c) \end{cases} \quad (5)$$

Để giảm số lượng biến trạng thái, với giả thiết mạch LC đối xứng ( $i_{L_1} = i_{L_2}, u_{C_1} = u_{C_2}$ ), mô hình liên tục theo thời gian của điện áp trên tụ điện và dòng điện của cuộn cảm phụ thuộc vào trạng thái hoạt động của mạch được xác định như sau:



(a) Trạng thái "ngắn mạch"



(b) Trạng thái "không ngắn mạch"

Hình 2. Mạch tương đương của qZSI

### a. Trạng thái không ngắn mạch (Hình 2(b))

$$\begin{cases} C_1 \frac{dv_{C_1}}{dt} = i_{L_1} - i_{inv} \\ L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} = V_{in} - v_{C_1} - R_{L_1} i_{L_1} \end{cases} \quad (6)$$

Trong đó,  $V_{in}$  là điện áp một chiều đầu vào và  $C_1, L_1, R_{L_1}$

là điện dung, điện cảm và điện trở tương ứng của mạch LC.

Dòng điện đầu vào của mạch nghịch lưu  $i_{inv}$  được xác định bởi dòng điện tải và các trạng thái chuyển mạch của nghịch lưu như sau:

$$i_{inv} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \quad (7)$$

### b. Trạng thái ngắn mạch (Hình 2(a))

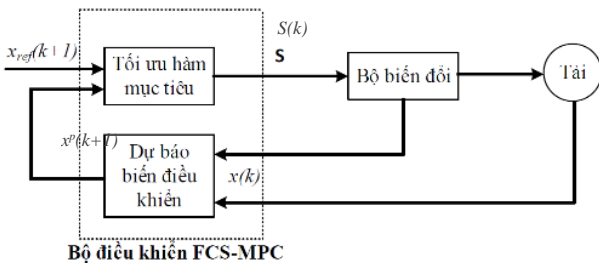
$$\begin{cases} L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} = v_{C_1} - R_{L_1} i_{L_1} \\ C_1 \frac{dv_{C_1}}{dt} = -i_{L_1} \end{cases} \quad (8)$$

### 3. Điều khiển dự báo cho bộ nghịch lưu qZSI

Mục đích chính của cấu trúc điều khiển đề xuất là bám theo dòng điện tải tham chiếu  $i_{out\_a}^*, i_{out\_b}^*$ . Ngoài ra, dòng điện của cuộn cảm  $i_{L_1}$  và điện áp trên tụ điện  $v_{C_1}$  được điều khiển theo giá trị tham chiếu  $i_{L_1}^*, v_{C_1}^*$  được xác định từ khối tính toán giá trị tham chiếu. Cấu trúc điều khiển của phương pháp FCS-MPC được biểu diễn ở Hình 3. Các biến trạng thái cần điều khiển của hệ thống  $x(k)$  được đo đạc tại thời điểm  $k$ . Sau đó, các giá trị của biến trong tương lai ở chu kỳ tiếp theo là  $x^p(k+1)$  được dự báo dựa trên mô hình rời rạc của hệ thống cho tất cả các trạng thái của bộ nghịch lưu nguồn qZ. Cuối cùng, tất cả các giá trị dự đoán  $x^p(k+1)$  sẽ được so sánh với giá trị đặt  $x_{ref}(k+1)$  tại thời điểm  $k+1$  thông qua hàm mục tiêu. Trong đó, hàm mục tiêu có giá trị nhỏ nhất tương ứng với trạng thái chuyển mạch (S) tối ưu sẽ được chọn để đóng cắt các van của bộ biến đổi. Để giải quyết bài toán tối ưu trong bài báo này, chúng tôi sử dụng vòng lặp for để tìm ra giá trị nhỏ nhất của hàm mục tiêu do số trạng thái chuyển mạch của bộ nghịch lưu là hữu hạn (7 trạng thái). Để đảm bảo các mục tiêu ở trên, hàm mục tiêu của phương pháp điều khiển FCS-MPC thông thường cho bộ nghịch lưu qZSI được xây dựng dựa trên các thành phần điều khiển như sau [2, 10-11]:

$$g = (i_{out\_a}^* - i_{out\_a}^p)^2 + (i_{out\_b}^* - i_{out\_b}^p)^2 + \lambda_C (v_{C_1}^* - v_{C_1}^p)^2 + \lambda_L (i_{L_1}^* - i_{L_1}^p)^2 \quad (9)$$

Trong đó,  $\lambda_C, \lambda_L$  là các trọng số điều khiển của dòng điện của cuộn cảm và điện áp trên tụ điện.



Hình 3. Cấu trúc điều khiển của FCS-MPC [2]

Dựa vào các phương trình (6) và (8) ta nhận thấy, giá trị dự báo của dòng điện của cuộn cảm chỉ có hai giá trị trong tất cả tám trạng thái chuyển mạch, không giống như các giá trị dự báo cho điện áp tụ và dòng điện tải khác nhau với tất cả các trạng thái. Mặc dù, có bảy trạng thái trong trường hợp “không ngắn mạch” nhưng dòng điện dẫn trong

tương lai có cùng giá trị trong thời gian đó. Vì vậy, dòng điện của cuộn cảm có thể xem như là yếu tố quyết định trong việc chọn trạng thái “ngắn mạch” hay không ngắn mạch của bộ nghịch lưu qZSI. Với mục đích giảm khối lượng tính toán, bài báo đề xuất sử dụng hàm sử dụng hàm tối ưu phụ bên ngoài vòng lặp chính cho dòng điện trên cuộn cảm. Ngoài ra, với cách tiếp cận này giúp chúng ta loại bỏ việc chọn lựa thông số của trọng số điều khiển  $\lambda_L$ , giảm được sự phức tạp trong việc xác định cùng lúc hai trọng số điều khiển  $\lambda_C, \lambda_L$ . Trong trường hợp này, bằng cách sử dụng hai bước dự báo cho phép cải thiện được chất lượng đầu ra và bù được thời gian tính toán, ta có hàm mục tiêu của phương pháp điều khiển đề xuất như sau:

$$g(S_{k+1}) = (i_{out\_a}^*(k+2) - i_{out\_a}^p(k+2))^2 + (i_{out\_b}^*(k+2) - i_{out\_b}^p(k+2))^2 + \lambda_C (v_{C_1}^*(k+2) - v_{C_1}^p(k+2))^2 \quad (10)$$

Trong đó,  $i_{out\_a}^*(k+2), i_{out\_b}^*(k+2), v_{C_1}^*(k+2)$  và  $i_{out\_a}^p(k+2), i_{out\_b}^p(k+2), v_{C_1}^p(k+2)$  là giá trị tham chiếu và dự báo của dòng điện tải và điện áp trên tụ điện tương ứng tại thời điểm  $k+2$ .

Dựa vào phương trình (4), ta có mô hình gián đoạn của tải bằng cách sử dụng phương pháp xấp xỉ bậc một Euler trong thời gian lấy mẫu  $T_s$ :

$$\begin{cases} i_{out\_a}^p(k+1) = \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right) i_{out\_a}(k) + \frac{T_s}{L} (v_{out\_a}(k) - e_a(k)) \\ i_{out\_b}^p(k+1) = \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right) i_{out\_b}(k) + \frac{T_s}{L} (v_{out\_b}(k) - e_b(k)) \end{cases} \quad (11)$$

Tiếp cận phương trình (6) bằng cách tương tự, điện áp trên tụ điện và dòng điện của cuộn cảm ở trạng thái không ngắn mạch có thể biểu diễn dưới dạng gián đoạn như sau:

$$\begin{cases} v_{C_1}^p(k+1) = v_{C_1}(k) + \frac{T_s}{C_1} (i_{L_1}(k) - i_{inv}(k)) \\ i_{L_1}^p(k+1) = \left(1 - \frac{R_{L_1} T_s}{L_1}\right) i_{L_1}(k) + \frac{T_s}{L_1} (v_{in}(k) - v_{C_1}(k)) \end{cases} \quad (12)$$

Trong đó, dòng điện đầu vào của bộ nghịch lưu  $i_{inv}(k)$  được xác định từ phương trình (7) dựa trên trạng thái của các khóa bán dẫn và dòng điện tải.

Tương tự, mô hình gián đoạn của điện áp trên tụ điện và dòng điện của cuộn cảm ở trạng thái ngắn mạch có thể đạt được cho một bước dự báo từ phương trình (8):

$$\begin{cases} v_{C_1}^p(k+1) = v_{C_1}(k) + \frac{T_s}{C_1} i_{L_1}(k) \\ i_{L_1}^p(k+1) = \left(1 - \frac{R_{L_1} T_s}{L_1}\right) i_{L_1}(k) + \frac{T_s}{L_1} v_{C_1}(k) \end{cases} \quad (13)$$

Mô hình gián đoạn của hệ thống cho hai bước dự báo ở thời điểm  $k+2$  được xác định bằng cách áp dụng dịch tới các biến một bước cho các phương trình (11), (12) và (13).

Giá trị tham chiếu của dòng điện tải tại thời điểm  $k+2$  được xác định thông qua phép ngoại suy bậc hai Lagrange [8]:

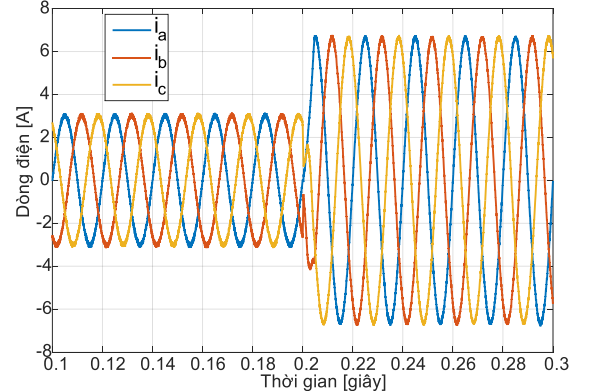
$$\begin{cases} i_{out\_a}^*(k+2) = 6i_{out\_a}^*(k) - 8i_{out\_a}^*(k-1) + 3i_{out\_a}^*(k-2) \\ i_{out\_b}^*(k+2) = 6i_{out\_b}^*(k) - 8i_{out\_b}^*(k-1) + 3i_{out\_b}^*(k-2) \end{cases} \quad (14)$$

**Bảng 2.** Thông số mô phỏng hệ thống [12]

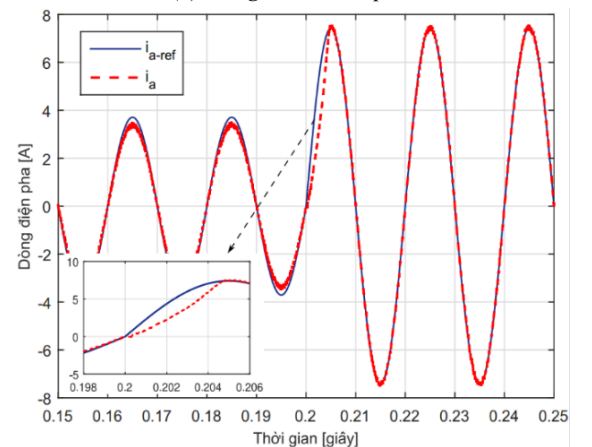
Thông số	Giá trị
Điện áp DC ngõ vào	$V_{in} = 100 \text{ V}$
Cuộn cảm của qZSI	$R_{L1} = 0,5 \Omega; L_1 = L_2 = 10 \text{ mH}$
Tụ điện của qZSI	$C_1 = C_2 = 1000 \mu\text{F}$
Chu kỳ lấy mẫu	$T_s = 100 \mu\text{s}$
Điện áp dây của lưới điện	220 V
Điện trở và điện cảm đường dây	$R = 0,5 \Omega; L = 10 \text{ mH}$
Trọng số điều khiển điện áp tụ điện	$\lambda_c = 10$

Công suất đầu ra tham chiếu của lưới điện thay đổi từ 1kW đến 2kW tại thời điểm  $t = 0,2$  giây, tương ứng với giá trị đỉnh của dòng điện tải đầu ra thay đổi từ 3,7A đến 7,4A. Trong khi, giá trị tham chiếu của dòng điện của cuộn cảm  $i_{L1}^*$  thay đổi từ 5A đến 10A. Giá trị tham chiếu của điện áp trên tụ điện  $v_{c1}^*$  được chọn gấp đôi giá trị điện

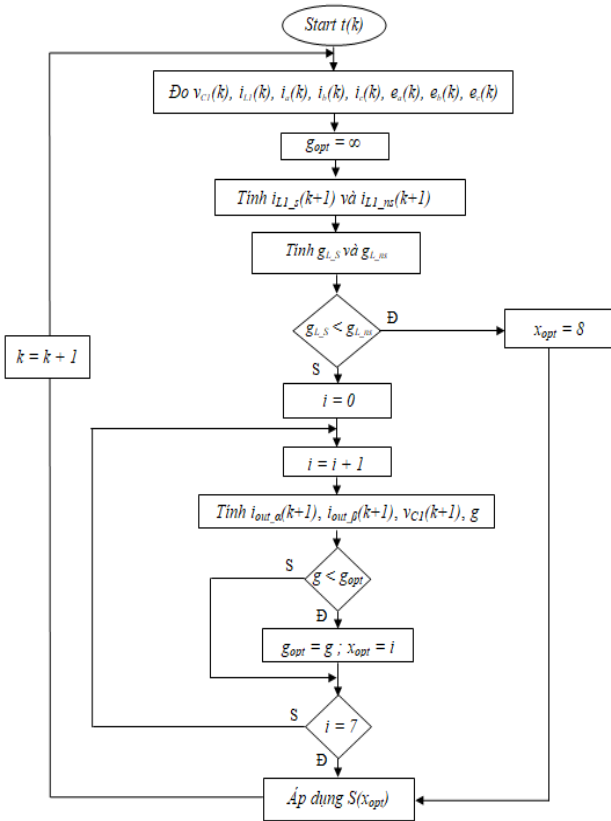
áp đầu ra để không ảnh hưởng đến dạng sóng điện áp đầu ra và tránh sự tác động giữa phía AC và DC của bộ nghịch lưu qZSI. Trong bài báo này, giá trị tham chiếu được đặt là 350V. Hình 5(a) biểu diễn đáp ứng động học của dòng điện ba pha của tải. Kết quả mô phỏng trong Hình 5(b) chứng tỏ rằng phương pháp này đạt được độ chính xác cao trong việc bám theo tín hiệu dòng điện tham chiếu và nhanh chóng đạt đến giá trị xác lập sau khoảng 4,5 miligiây với độ vọt ló rất nhỏ.



(a) Dòng điện tải ba pha



(b) Dòng điện tải pha a

**Hình 5.** Đáp ứng động học của dòng điện tải**Hình 4.** Lưu đồ thuật toán của phương pháp điều khiển đề xuất

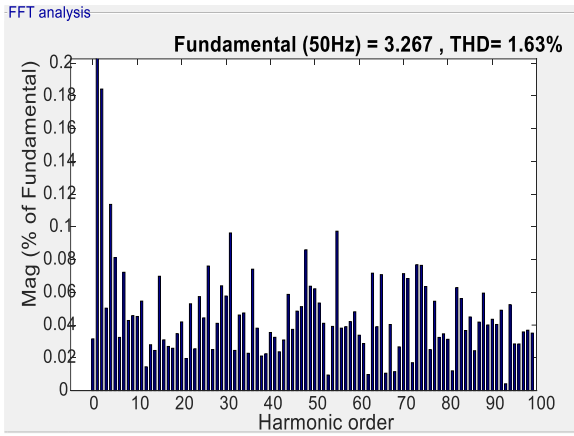
Cuối cùng, thuật toán điều khiển của phương pháp đề xuất trong bài báo được mô tả trong Hình 4. Khác với phương pháp FCS-MPC thông thường, các hàm mục tiêu phụ cho dòng điện của cuộn cảm trong trường hợp không ngắn mạch ( $g_{L_{gs}}$ ) và trường hợp ngắn mạch ( $g_{L_s}$ ) được sử dụng như là hàm tối ưu phụ cho việc chọn lựa trạng thái ngắn mạch của bộ nghịch lưu. Nếu hàm mục tiêu phụ trong trường hợp ngắn mạch là tối thiểu ( $g_{L_s} < g_{L_{gs}}$ ), trạng thái khóa bán dẫn tối ưu sẽ là trạng thái ngắn mạch, và do đó nó được áp đặt trực tiếp cho các khóa bán dẫn của nghịch lưu mà không cần kiểm tra bảy trạng thái khác. Ngược lại, hàm mục tiêu chính bên trong vòng lặp chỉ tổ hợp của dòng điện tải và điện áp trên tụ điện vì chúng có các giá trị khác nhau với mỗi trạng thái chuyển mạch. Sau đó, quá trình tối ưu hóa chọn lựa trạng thái không ngắn mạch tốt nhất được tiến hành giống như phương pháp FCS-MPC thông thường. Trong trường hợp này, trạng thái đóng cắt tối ưu được chọn là trạng thái mà ở đó hàm mục tiêu  $g(S_{k+1})$  có giá trị bé nhất.

$$g_{L_s} = (i_L^*(k+2) - i_{L_s}^p(k+2))^2 \quad (15)$$

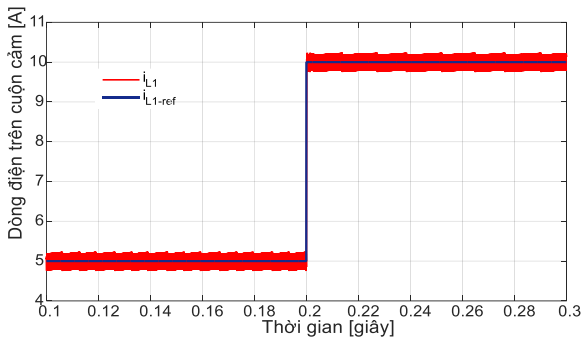
$$g_{L_{gs}} = (i_L^*(k+2) - i_{L_{gs}}^p(k+2))^2 \quad (16)$$

#### 4. Kết quả mô phỏng

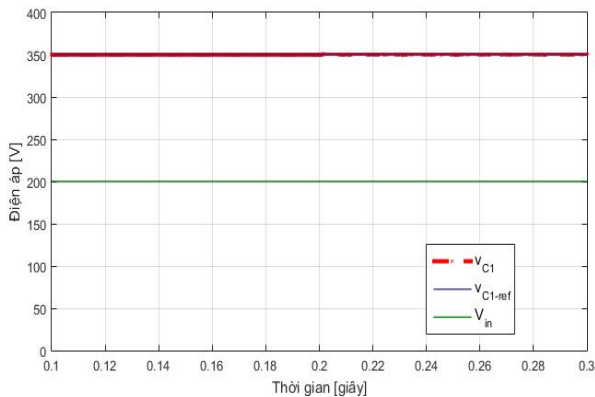
Để xác minh tính khả thi của cấu trúc điều khiển FCS-MPC đề xuất, mô phỏng được thực hiện bằng cách sử dụng phần mềm Matlab/Simulink trong những điều kiện hoạt động khác nhau của hệ thống. Tham số mô phỏng của hệ thống được mô tả trong Bảng 2 [12].



**Hình 6.** Phân tích Fourier của dòng điện tải với công suất đầu ra  $P = 1 \text{ kW}$



(a) Dòng điện trên cuộn cảm

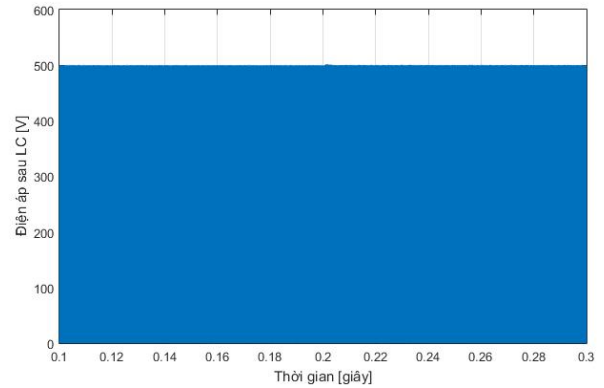


(b) Điện áp trên tụ điện và điện áp đầu vào

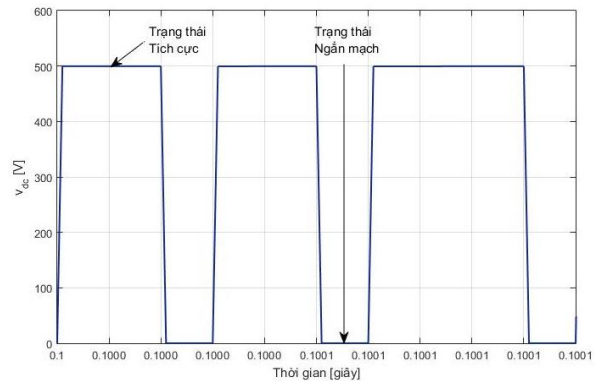
**Hình 7.** Đặc tính của dòng điện trên cuộn cảm, điện áp trên tụ điện và điện áp đầu vào

Ngoài ra, bằng cách sử dụng công cụ phân tích Fourier nhanh (Powergui Fast Fourier Transform) của Simulink, phổ dòng điện tải pha a ứng với công suất đầu ra  $P = 1 \text{ kW}$  được trình bày trong Hình 6. Theo hình vẽ trên, tổng độ méo sóng hài (Total harmonic distortion-THD) của dòng điện tải của phương pháp điều khiển đề xuất là 1,63% đáp ứng khá tốt so với tiêu chuẩn IEEE 519-1992 quy định về chất lượng dạng sóng của dòng điện là dưới 5%. Mặt khác, phương pháp điều khiển đề xuất có khả năng bám điện áp trên tụ điện như trong Hình 7(b). Hình 8(a) biểu diễn dạng sóng điện kiểu xung của điện áp sau mạch LC với giá trị đỉnh là 500V để thể hiện khả năng tăng điện áp đầu vào  $V_{in}$  từ 200V lên đến 500V. Trong đó, trạng thái ngắn mạch và không ngắn mạch của bộ nghịch lưu qZSI được thể hiện

rõ trong Hình 8(b). Dòng điện trên cuộn cảm duy trì ở giá trị tham chiếu như Hình 7(b). Kết quả mô phỏng cho dạng sóng bậc của điện áp dây đầu ra được minh họa trong Hình 9, với giá trị đỉnh là 500V tương ứng với điện áp sau mạch LC  $V_{dc}$ .

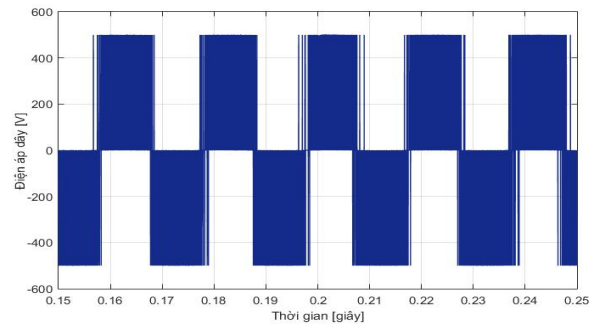


(a) Điện áp sau mạch boot LC  $v_{dc}$



(b) Phóng to điện áp  $v_{dc}$

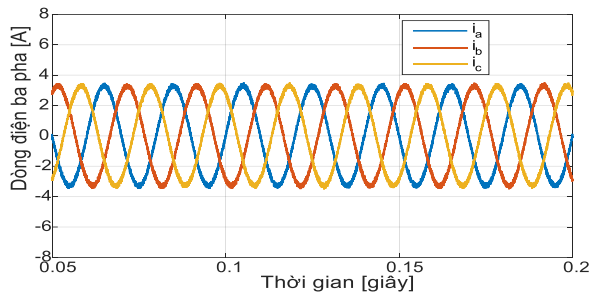
**Hình 8.** Điện áp sau mạch LC



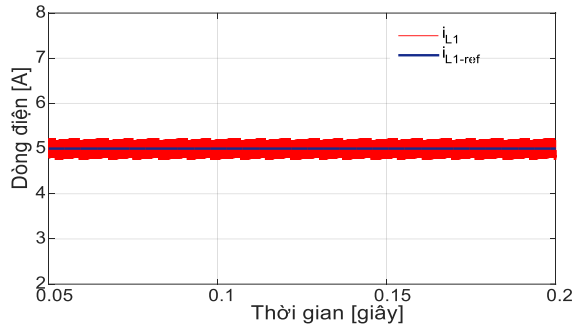
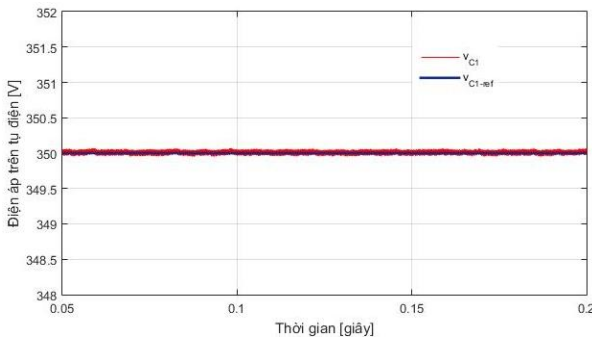
**Hình 9.** Điện áp dây đầu ra mạch nghịch lưu

Để xác nhận tính bền vững của bộ điều khiển với sự thay đổi của thông số hệ thống, một khảo sát với thông số điện trở và điện cảm của đường dây RL giảm 50% cũng được tiến hành trong nghiên cứu này. Hình 10 mô tả kết quả của phương pháp điều khiển đề xuất với sự thay đổi của thông số  $R$  và  $L$  ứng với công suất  $P = 1 \text{ kW}$ . Kết quả mô phỏng rõ ràng cho thấy phương pháp điều khiển đề xuất tiếp tục bám theo giá trị tham chiếu của dòng điện trên cuộn cảm và điện áp trên tụ điện mặc dù có sự thay đổi giá trị của thành phần trên đường dây. Dòng điện tải đầu ra vẫn có dạng hình sin với sự tăng đáng kể của THD từ 1,63% lên 3,23% nhưng vẫn đảm bảo được giới hạn cho phép theo tiêu chuẩn IEEE 519-1992.





(a) Dòng điện tải ba pha

(b) Dòng điện trên cuộn cảm  $i_L$ (c) Điện áp trên tụ điện  $v_C$ **Hình 10.** Kết quả mô phỏng với thông số RL thay đổi

## 5. Kết luận

Bài báo này trình bày phương pháp điều khiển FCS-MPC cho bộ nghịch lưu qZSI có kết nối lưới điện. Đóng góp mới của bài báo thông qua việc sử dụng phương pháp điều khiển FCS-MPC thay thế cho các bộ điều khiển tuyến tính PI cho phép nâng cao chất lượng điều khiển như thời gian đáp ứng nhanh, THD của dòng điện nhỏ cũng như

không cần đến bộ điều chế. Ngoài ra, việc sử dụng hàm mục tiêu phụ cho dòng điện trên cuộn cảm giúp giảm được khối lượng tính toán và sự phức tạp của việc chọn lựa trọng số điều khiển trong hàm mục tiêu. Thuật toán điều khiển với hai bước dự báo cho phép bù được thời gian tính toán và cải thiện chất lượng đầu ra. Kết quả phân tích trên phần mềm Matlab/Simulink cho thấy tính khả thi của cấu trúc điều khiển đề xuất.

## TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] “Renewables global status report 2018”, Technical report, Renewable Energy Policy Network for the 21st Century (REN21), 2018.
- [2] Y. Liu, H. Abu-Rub, B. Ge, F. Blaabjerg, O. Ellabban and P. C. Loh, “Impedance Source Power Electronic Converters”, *Wiley-IEEE Press*, 2016.
- [3] F.Z. Peng, “Z-source inverter”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 2, pp. 504-510, 2003.
- [4] Y. Liu, H. Abu-Rub and B. Ge, “Z-Source/Quasi-Z-Source Inverters: Derived Networks, Modulations, Controls, and Emerging Applications to Photovoltaic Conversion”, *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 8, no. 4, pp. 32-44, 2014.
- [5] H. Abu-Rub, A. Iqbal, S. Moin Ahmed, F.Z. Peng, Y. Li and G. Baoming, “Quasi-Z-Source Inverter-Based Photovoltaic Generation System With Maximum Power Tracking Control Using ANFIS”, *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 4, no. 1, pp. 11-20, 2013.
- [6] X. Ding, Z. Qian, S. Yang, B. Cui, F. Peng, “A PID Control Strategy for DC-link Boost Voltage in Z-source Inverter”, *Proc. Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 1145-1148, 2007.
- [7] Y. Li, S. Jiang, J. G. Cintron-Rivera and F.Z. Peng, “Modeling and Control of Quasi-Z-Source Inverter for Distributed Generation Applications”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 4, pp. 1532-1541, 2013.
- [8] Jose Rodriguez and Patricio Cortes, “Predictive control of power converters and electrical drives”, *Wiley-IEEE Press*, 2012.
- [9] Sergio Vazquez, Jose Rodriguez, Marco Rivera, “Model Predictive Control for Power Converters and Drives: Advances and Trends”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 2, 2017.
- [10] M. Mosa, G. Dousoky, H. Rub, “A novel FPGA implementation of a model predictive controller for SiC-based Quasi-Z-Source inverters”, *Proc. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 1293-1298, 2014.
- [11] M. Mosa, R. S. Balog and H. Abu-Rub, “High-Performance Predictive Control of Quasi-Impedance Source Inverter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 4, pp. 3251-3262, 2017.
- [12] O. Ellabban, M. Mosa, H. Abu-Rub and J. Rodriguez, “Model predictive control of a grid connected quasi-Z-source inverter”, *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, Cape Town, 2013, pp. 1591-1596.

(BBT nhận bài: 31/12/2019, hoàn tất thủ tục phân biên: 08/7/2020)