

## ĐÁNH GIÁ CHẤT LƯỢNG BỘ ĐIỀU KHIỂN TRƯỢT BẬC 2 BỘ CHUYỂN ĐỔI ZETA

Phạm Thanh Tùng<sup>1,\*</sup>, Nguyễn Việt Trung<sup>1</sup>, Trần Thị Thùy Trang<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật Vĩnh Long

DOI: 10.56651/lqdtu.jst.v18.n01.584

### Tóm tắt

Bộ chuyển đổi Zeta được sử dụng tiêu biểu trong máy tính, xe điện, đèn LED, lưới điện siêu nhỏ và lưới điện thông minh. Điện áp ngõ ra được đo từ ngõ ra mạch hở của bộ chuyển đổi. Để sử dụng hiệu quả bộ chuyển đổi này, điện áp ngõ ra của nó cần phải được điều khiển. Nghiên cứu này thiết kế và đánh giá chất lượng bộ điều khiển trượt bậc 2 (SOSMC) để điều khiển bám điện áp bộ chuyển đổi Zeta dựa vào sự thay đổi của chu kỳ làm việc. Bằng cách chọn hàm Lyapunov phù hợp, tính ổn định của bộ điều khiển được chứng minh. Kết quả mô phỏng với Matlab/Simulink cho thấy hiệu quả của giải thuật đề xuất với sai số bám tiến về 0, độ vọt lố là 0,0102 %, thời gian xác lập khoảng 0,0256 s và thời gian tăng đạt 0,0146 s. Ngoài ra, các hiệu suất sai số ADD, MSE, RMSE, MPE, MAPE và MRE cũng được sử dụng để đánh giá chất lượng của bộ điều khiển đề xuất.

**Từ khóa:** Điều khiển trượt bậc 2; chu kỳ làm việc; bộ chuyển đổi Zeta; hàm Lyapunov; Matlab/Simulink.

### 1. Mở đầu

Bộ chuyển đổi Zeta được sử dụng trong nhiều ứng dụng, tiêu biểu như xe điện, máy tính và đèn LED [1], cung cấp điện áp DC phù hợp cho thiết bị di động hiện đại [2], cải tiến chất lượng nguồn điện, hiệu chỉnh hệ số công suất [3], hệ thống năng lượng mặt trời [4]. Cấu trúc liên kết Zeta đã trở nên phổ biến do khả năng tăng hoặc giảm điện áp [1]. Bộ chuyển đổi Zeta có bốn phần tử lưu trữ độc lập, hai tụ điện và hai cuộn cảm, do đó Zeta là bộ chuyển đổi bậc 4 [5].

Trong thời gian gần đây, bộ chuyển đổi Zeta được nhiều nhà khoa học quan tâm nghiên cứu, điển hình như thực nghiệm chế độ chuyển mạch nguồn công suất với bộ điều khiển PID để tăng cường chất lượng công suất được thực hiện trong [1]. Kết quả với mô hình thực nghiệm cho thấy độ méo hài của dòng điện là 0,44 %. Bộ điều khiển logic mờ Mamdani được thực hiện trong [2]. Với điện áp  $V_{ref} = 12$  V, độ vọt lố của hệ thống là 0,74 %, thời gian tăng đạt 3,6 ms, sai số xác lập là 0,71 % và độ gợn sóng điện áp ngõ ra là 0,128 V. Nghiên cứu [3] đề xuất bộ điều khiển dòng điện vòng kép được tối ưu hóa bằng bộ điều khiển trượt để ổn định dòng điện vào - ra. Các kết quả mô phỏng và thực tế cho thấy sự phù hợp, hiệu quả của phương pháp tối ưu hóa bằng bộ điều

---

\* Email: tungpt@vlute.edu.vn

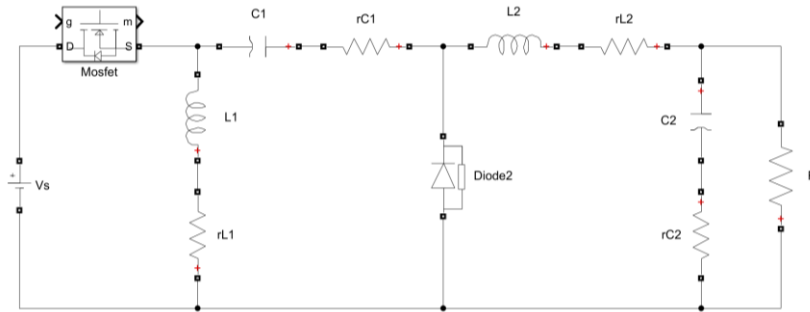
khuyến trượt áp dụng cho bộ chuyển đổi điện năng Zeta. Nghiên cứu [4] đã thiết kế bộ điều khiển trượt tích phân tỉ lệ (PI-SMC) cho bộ chuyển đổi Zeta trong hệ thống năng lượng mặt trời. Kết quả mô phỏng cho thấy bộ điều khiển PI-SMC có độ vọt lố nhỏ hơn 0,6 %. Nghiên cứu [6] đã thiết kế bộ điều khiển trượt điện áp và thực nghiệm bộ sạc với cảm biến dòng điện. Các kết quả thực nghiệm cho thấy tính ổn định của bộ điều khiển trượt với mọi điều kiện hoạt động. Bộ điều khiển PID rời rạc được đề xuất trong [7]. Trong điều kiện hoạt động kép, sai số xác lập của điện áp tiến về 0, độ gợn sóng điện áp nhỏ hơn 3 %, thời gian xác lập khoảng 4 ms. Trong [8] đã thực hiện điều khiển bền vững điện áp bộ chuyển đổi Zeta với sự thay đổi của tải/ngõ vào sử dụng phương pháp bất đẳng thức ma trận tuyến tính (LMI). Tiêu chí tích phân bình phương sai số (ISE) của bộ điều khiển đề xuất với tần số chuyển mạch 20, 50, 100 và 200 KHz tương ứng là  $14,9e-2$ ,  $10,6e-2$ ,  $10,4e-2$  và  $10,1e-2$ . Bộ SMC được thực hiện trong [9] dưới sự thay đổi điện áp tải. Điện áp ngõ ra của Zeta được tăng cường nhiều hơn điện áp đạt được với bộ chuyển đổi tăng cường. Nghiên cứu [10] thực hiện điều khiển chuyển mạch hoạt động bộ Zeta trong chế độ liên tục dựa vào hàm điều khiển Lyapunov. Sai số trạng thái của điện áp ngõ ra được loại bỏ, kết quả ước lượng hợp lý.

Nghiên cứu này đề xuất thiết kế, kiểm chứng và đánh giá chất lượng bộ điều khiển SOSMC cho bộ chuyển đổi Zeta dựa vào sự thay đổi của chu kỳ làm việc  $D$ . Điều khiển trượt là một kỹ thuật toán điều khiển cấu trúc thay đổi, bền vững với sự thay đổi của các tham số hệ thống và nhiễu ngoài. Tuy nhiên, hiện tượng dao động tần số cao (còn gọi là chattering) quanh mặt trượt là nhược điểm chính của điều khiển trượt [4]. Hiện tượng này ảnh hưởng đến sự ổn định của hệ thống điều khiển và thậm chí dẫn đến hệ thống dao động, mất ổn định. Để khắc phục nhược điểm này, nghiên cứu sử dụng bộ điều khiển SOSMC và ứng dụng cho bộ chuyển đổi Zeta. Bộ điều khiển SOSMC được thiết kế để ổn định điện áp ngõ ra bộ chuyển đổi Zeta với đáp ứng nhanh và cực tiểu sai số. Bộ điều khiển đề xuất không chỉ có thể giữ được những ưu điểm về độ bền vững của điều khiển trượt truyền thống mà còn giảm đáng kể hiện tượng chattering của hệ thống và cải thiện độ chính xác điều khiển. Các kết quả mô phỏng được thực hiện trong Matlab/Simulink, hiệu quả của bộ SOSMC được đánh giá thông qua các chỉ tiêu chất lượng theo tiêu chuẩn 2 % và các hiệu suất sai số như sai số trung bình tuyệt đối (ADD), sai số trung bình bình phương (MSE), căn số sai số trung bình bình phương (RMSE), sai số trung bình phần trăm (MPE), sai số trung bình phần trăm tuyệt đối (MAPE) và sai số trung bình tương đối (MRE).

Bài báo được tổ chức gồm 5 phần: Mô hình toán học của bộ chuyển đổi Zeta được trình bày trong phần 2, phần 3 trình bày phương pháp thiết kế bộ điều khiển trượt bậc 2 cho bộ chuyển đổi, kết quả và thảo luận được trình bày trong phần 4 và phần 5 là kết luận.

## 2. Mô hình toán học của bộ chuyển đổi Zeta

Cấu trúc bộ chuyển đổi Zeta được trình bày như hình 1 [2]. Bộ chuyển đổi Zeta có hai cuộn cảm, mỗi cuộn cảm có điện trở DC (DCR), hai tụ điện, mỗi tụ có một điện trở nối tiếp tương đương (ESR) và một đi ốt. Bộ chuyển đổi Zeta có thể hoạt động ở chế độ tăng hoặc giảm điện áp để cung cấp nguồn cho tải.



Hình 1. Cấu trúc bộ chuyển đổi Zeta.

Ngõ vào của bộ chuyển đổi Zeta là điện áp DC. Bộ chuyển đổi Zeta có một chuyển mạch hoạt động (MOSFET). Nó có thể hoạt động một trong hai chế độ: chế độ dòng điện liên tục (CCM) và chế độ dòng điện không liên tục (DCM). Với chu kỳ chuyển mạch  $T$ , chế độ CCM cung cấp 2 trạng thái dòng điện, trong khi đó chế độ DCM cung cấp 3 trạng thái dòng điện. Nghiên cứu này tập trung vào chế độ CCM và giả sử bộ chuyển đổi Zeta là lý tưởng, tất cả các điện trở DC và điện trở nối tiếp tương đương có giá trị bằng 0. Vì thế, mô hình toán học của bộ chuyển đổi Zeta với kỹ thuật trung bình không gian trạng thái như sau [2]:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \frac{di_{L_1}}{dt} \\ \frac{di_{L_2}}{dt} \\ \frac{dv_{C_1}}{dt} \\ \frac{dv_{C_2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{D-1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{D}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1-D}{C_1} & -\frac{D}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{C_2 R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ i_{L_2} \\ v_{C_1} \\ v_{C_2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{D}{L_1} \\ \frac{D}{L_2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_s \\ v_o = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 1] \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ i_{L_2} \\ v_{C_1} \\ v_{C_2} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (1)$$

trong đó:  $L_1, L_2$  - điện cảm của 2 cuộn dây,  $C_1, C_2$  - điện dung của 2 tụ điện,  $D$  - chu kỳ làm việc của chuyển mạch MOSFET,  $R$  - điện trở tải,  $v_s$  - nguồn DC cung cấp cho Zeta.

Quan hệ giữa điện áp ngõ vào và ngõ ra trong bộ chuyển đổi Zeta lý tưởng được đặc trưng bởi tỉ lệ thời gian như sau [2]:

$$v_o = v_s \left( \frac{D}{1-D} \right) \quad (2)$$

Với chế độ CCM, các giá trị tới hạn cho độ tự cảm và điện dung trong bộ chuyển đổi Zeta lý tưởng như (3):

$$L_1 \geq \frac{(1-D)^2 R}{2Df}; L_2 \geq \frac{(1-D)R}{2f}; C_1 \geq \frac{D}{8f(1-D)R}; C_2 \geq \frac{1}{8fR} \quad (3)$$

với  $f$  là tần số chuyển mạch của MOSFET.

Các gợn sóng sinh ra trong dòng điện cuộn cảm và điện áp tụ điện của bộ chuyển đổi Zeta lý tưởng được chỉ ra trong mối quan hệ với  $v_s$  và  $f$  như (4):

$$\Delta i_{L_1} = \frac{Dv_s}{L_1 f}; \Delta i_{L_2} = \frac{Dv_s}{L_2 f}; \Delta v_{C_1} = \frac{Dv_s}{8f^2 C_1 L_1}; \Delta v_{C_2} = \frac{Dv_s}{8f^2 C_2 L_2} \quad (4)$$

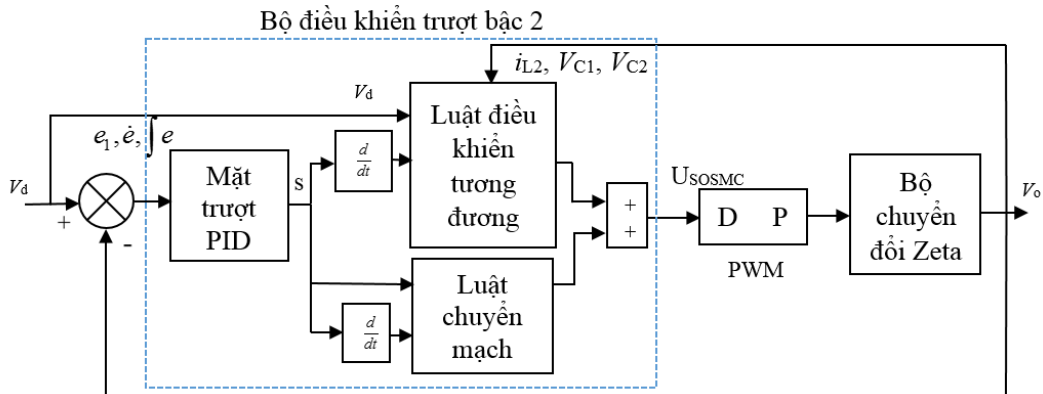
### 3. Thiết kế bộ điều khiển

Sơ đồ cấu trúc bộ điều khiển trượt bậc 2 áp dụng cho bộ chuyển đổi Zeta được trình bày như hình 2. Từ (1), ta đặt các biến trạng thái như sau:

$$x_1 = i_{L_1}, x_2 = i_{L_2}, x_3 = v_{C_1}, x_4 = v_{C_2} \quad (5)$$

Theo đó, (1) được viết lại như sau:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{D-1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{D}{L_2} & \frac{-1}{L_2} \\ \frac{1-D}{C_1} & \frac{-D}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & \frac{-1}{RC_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{D}{L_1} \\ \frac{D}{L_2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_s \\ v_o = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 1] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (6)$$



Hình 2. Sơ đồ cấu trúc bộ điều khiển trượt bậc 2 áp dụng cho bộ chuyển đổi Zeta.

Mục tiêu của nghiên cứu này là thiết kế bộ điều khiển trượt bậc 2 để điều khiển bám điện áp bộ chuyển đổi Zeta dựa vào sự thay đổi của chu kỳ  $D$  sao cho đáp ứng của hệ thống trong thời gian hữu hạn và bền vững trước ảnh hưởng của nhiễu và sự thay đổi thông số mô hình.

Không gian trạng thái của hệ thống với ngõ vào  $D$  được trình bày như sau:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L_2} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & \frac{-1}{RC_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_s + x_3}{L_1} \\ \frac{v_s + x_3}{L_2} \\ \frac{x_1 + x_2}{C_1} \\ 0 \end{bmatrix} D \\ v_o = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 1] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (7)$$

Sai số của hệ thống như sau:

$$e = v_d - v_o = v_d - x_4 \quad (8)$$

trong đó:  $v_o$  - điện áp ngõ ra thực tế,  $v_d$  - điện áp mong muốn của Zeta.

Đạo hàm bậc 1 và 2 của sai số như sau:

$$\dot{e} = \dot{v}_d - \dot{x}_4 \quad (9)$$

$$\ddot{e} = \ddot{v}_d - \ddot{x}_4 \quad (10)$$

Mặt trượt PID hệ số hằng như sau [11]:

$$\dot{S} + \beta S = k_p e + k_i \int_0^t e(\tau) d\tau + k_d \dot{e} \quad (11)$$

trong đó:  $k_p, k_i$  và  $k_d$  là các hằng số dương độc lập biểu thị độ lợi tỉ lệ, tích phân và vi phân tương ứng,  $k_p, k_i, k_d \in \mathfrak{R}^+$ ,  $\beta$  là hằng số dương,  $\beta \in \mathfrak{R}^+$  góp phần giảm dao động của  $S$ , xác định tốc độ phân rã cho  $S$  sau khi chế độ trượt được thực thi. Các độ lợi trong (11) cung cấp tính linh hoạt cho việc xây dựng mặt trượt.

Đạo hàm của (11) như sau [11]:

$$\ddot{S} + \beta \dot{S} = k_i e + k_p \dot{e} + k_d \ddot{e} \quad (12)$$

Nếu hệ thống nằm trên mặt trượt thì  $S = \dot{S} = \ddot{S} = 0$ , sau đó sai số bám sẽ hội tụ về 0 theo cấp số nhân nếu các hệ số  $k_p, k_i$  và  $k_d$  được chọn phù hợp, và vì thế đa thức  $k_i e + k_p \dot{e} + k_d \ddot{e} = 0$  là Hurwitz, do đó nghiệm của đa thức sẽ nằm bên nửa trái của mặt phẳng phức. Điều này dẫn đến  $\lim_{t \rightarrow \infty} e = 0$ , nghĩa là hệ thống kín ổn định tiệm cận toàn cục,  $e \rightarrow 0$  khi  $t \rightarrow \infty$ .

Mặt khác, từ (7), ta có (13):

$$\dot{x}_4 = \frac{1}{C_2} x_2 - \frac{1}{RC_2} x_4 \quad (13)$$

Đạo hàm của (13) ta được (14):

$$\ddot{x}_4(t) = -\frac{1}{RC_2^2} x_2 + \left[ \frac{1}{R^2 C_2^2} - \frac{1}{C_2 L_2} \right] x_4 + \frac{x_3 + v_S}{C_2 L_2} D \quad (14)$$

Thế (14) vào (12), ta được (15):

$$\ddot{S} + \beta \dot{S} = k_i e + k_p \dot{e} + k_d \left[ \ddot{v}_d + \frac{1}{RC_2^2} x_2 - \left[ \frac{1}{R^2 C_2^2} - \frac{1}{C_2 L_2} \right] x_4 \right] - k_d \frac{x_3 + v_S}{C_2 L_2} D \quad (15)$$

Luật điều khiển tương đương được xác định như (16):

$$u_{eq} = \frac{C_2 L_2}{k_d (x_3 + v_S)} \left[ k_i e + k_p \dot{e} + k_d \left[ \ddot{v}_d + \frac{1}{RC_2^2} x_2 - \left( \frac{1}{R^2 C_2^2} - \frac{1}{C_2 L_2} \right) x_4 \right] - \beta \dot{S} \right] \quad (16)$$

Luật điều khiển chuyển mạch như (17) [11]:

$$u_{sw} = \lambda S + W \text{sign}(\dot{S}) \quad (17)$$

trong đó  $\lambda, W \in \mathfrak{R}^+$ .

Vậy luật điều khiển trượt bậc 2 cho bộ chuyển đổi Zeta như (18):

$$u_{SOSMC} = \frac{C_2 L_2}{k_d (x_3 + v_s)} \left[ k_i e + k_p \dot{e} + k_d \left[ \begin{array}{c} \ddot{v}_d(t) + \frac{1}{RC_2^2} x_2 \\ - \left( \frac{1}{R^2 C_2^2} - \frac{1}{C_2 L_2} \right) x_4 \end{array} \right] - \beta \dot{S} \right] + \lambda S + W \text{sign}(\dot{S}) \quad (18)$$

Để chứng minh tính ổn định, hàm Lyapunov được định nghĩa như sau:

$$V = \frac{1}{2} S^2 + \frac{1}{2} \dot{S}^2 \quad (19)$$

Với  $V(0) = 0$  và  $V > 0$  cho  $S \neq 0, \dot{S} \neq 0$ . Tính ổn định được đảm bảo nếu đạo hàm của hàm Lyapunov là xác định âm, còn được gọi là điều kiện tiếp cận:

$$\dot{V} < 0, S \neq 0, \dot{S} \neq 0 \quad (20)$$

Đạo hàm của (19) như sau:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= S\dot{S} + \dot{S}\ddot{S} = S\dot{S} + \dot{S} \left[ -k_d C_n \lambda S - k_d C_n W \text{sign}(\dot{S}) \right] \\ &= S\dot{S} - k_d C_n \lambda S\dot{S} - k_d C_n W \dot{S} \text{sign}(\dot{S}) \leq |\dot{S}| (S - k_d C_n \lambda S - k_d C_n W) \\ &\leq |\dot{S}| (|S| - k_d C_n \lambda |S| - k_d C_n W) = -|\dot{S}| (|S| (k_d C_n \lambda - 1) + k_d C_n W) < 0 \end{aligned} \quad (21)$$

Trong (21), vì hệ thống là pha tiếp cận với  $|S| > 0, |\dot{S}| > 0, k_d > 0, W > 0, S \neq 0, \dot{S} \neq 0$  và ta có  $\dot{V} < 0$ , vì thế  $\dot{V}$  là xác định âm. Từ phân tích ở trên, sự ổn định tiệm cận toàn cục được đảm bảo vì đạo hàm của hàm Lyapunov là một xác định âm.

#### 4. Kết quả và thảo luận

Sơ đồ mô phỏng bộ điều khiển trượt bậc 2 bộ chuyển đổi Zeta trong Matlab/Simulink được trình bày như hình 3.

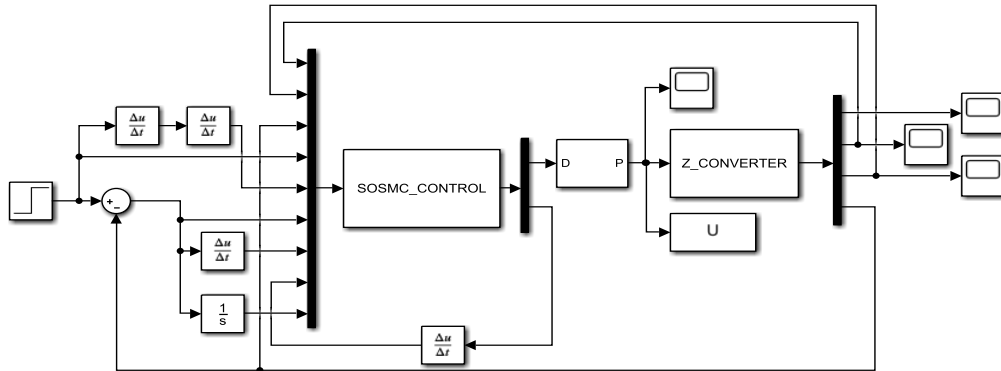
Thông số bộ chuyển đổi Zeta [2] được sử dụng trong mô phỏng như sau:  $v_s = 12$  V,  $L_1 = 5e-3$  H,  $L_2 = 5e-3$  H,  $C_1 = 90e-6$  F,  $C_2 = 10e-6$  F,  $f = 5$  kHz,  $R = 10 \Omega$  và bảng 1 trình bày các tham số của bộ điều khiển đề xuất.

Bảng 1. Thông số của bộ điều khiển đề xuất

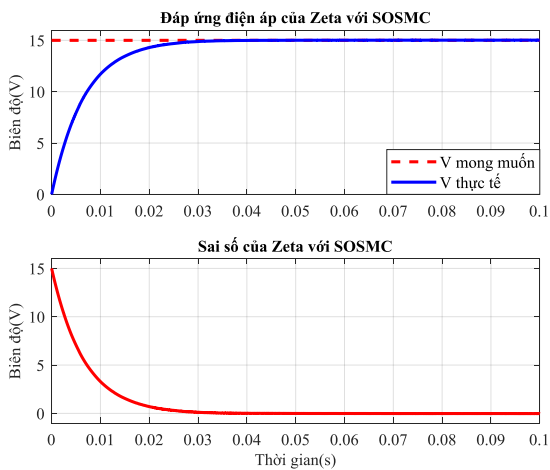
Thông số	$k_p$	$k_i$	$k_d$	$\lambda$	$\beta$	$W$
Giá trị	500	12	3,5	0,2	10	15

Đáp ứng điện áp và sai số với điện áp tham chiếu là 15 V được trình bày như hình 4. Điện áp thực tế hội tụ về điện áp tham chiếu trong thời gian hữu hạn với thời gian tăng đạt 0,0146 s, thời gian xác lập là 0,0256 s, độ vọt lố khoảng 0,0102 % và

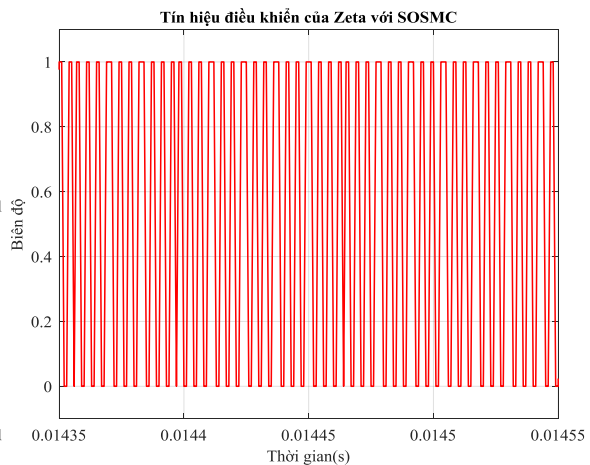
sai số xác lập hội tụ về 0. Các chỉ tiêu chất lượng của bộ điều khiển SOSMC hiệu quả hơn bộ điều khiển mờ, mờ lai với thuật toán tối ưu vi khuẩn [2] và được trình bày như bảng 2. Các hiệu suất sai số khác nhau trong bảng 3 [13]. Tín hiệu điều khiển trượt bậc 2 bộ chuyển đổi Zeta được trình bày như hình 5.



Hình 3. Sơ đồ mô phỏng bộ điều khiển trượt bậc 2 bộ chuyển đổi Zeta trong Matlab/Simulink.



Hình 4. Đáp ứng điện áp và sai số bộ điều khiển trượt bậc 2.



Hình 5. Tín hiệu điều khiển trượt bậc 2 bộ chuyển đổi Zeta.

Bảng 2. Các chỉ tiêu chất lượng của bộ điều khiển trượt bậc 2

Các chỉ tiêu chất lượng	Độ vọt lố (%)	Thời gian tăng (s)	Thời gian xác lập (s)	Sai số xác lập (V)
SOSMC	0,0102	0,0146	0,0256	0
Bộ điều khiển mờ [2]	0,5	4,15	-	0,9
Bộ điều khiển mờ lai với thuật toán tối ưu vi khuẩn [2]	0,39	4,52	-	0,5



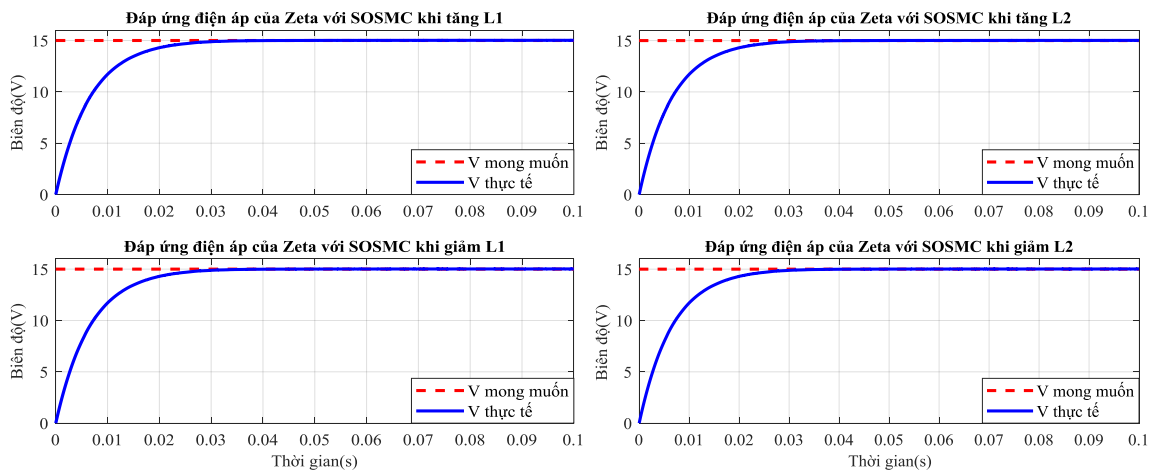
Bảng 3. Các hiệu suất sai số của bộ điều khiển trượt bậc 2

Tín hiệu	Hiệu suất sai số					
	AAD	MSE	RMSE	MPE	MAPE	MRE
$v_o$	1,8579 e-07	3,4518 e-9	5,8752 e-05	1,2386 e-08	1,2386 e-08	1,2386 e-06

Nghiên cứu tiến hành khảo sát tính bền vững của bộ điều khiển đề xuất với trường hợp thay đổi giá trị của  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $C_1$ ,  $C_2$ , nhiễu tác động ở ngõ ra của hệ thống, điện áp tham chiếu và điện trở tải thay đổi.

• Trường hợp thay đổi giá trị  $L_1$ ,  $L_2$

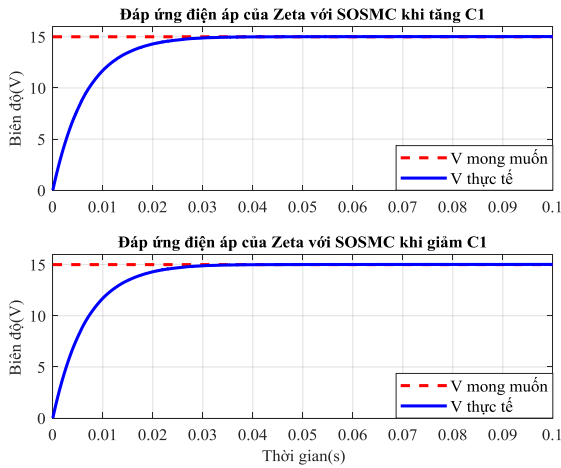
Đáp ứng điện áp khi tăng và giảm giá trị  $L_1$ ,  $L_2$  10 lần so với giá trị danh định được trình bày như hình 6 và 7 với đáp ứng điện áp của bộ điều khiển đề xuất vẫn hội tụ về điện áp tham chiếu trong thời gian hữu hạn với sai số xác lập tiến về 0 và đảm bảo chế độ dòng liên tục theo điều kiện (3).



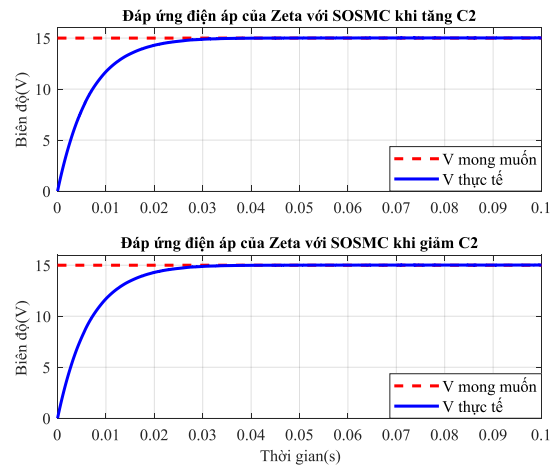
Hình 6. Đáp ứng điện áp khi tăng và giảm giá trị  $L_1$ . Hình 7. Đáp ứng điện áp khi tăng và giảm giá trị  $L_2$ .

• Trường hợp thay đổi giá trị  $C_1$ ,  $C_2$

Hình 8 và 9 trình bày đáp ứng điện áp khi tăng và giảm giá trị  $C_1$  và  $C_2$  10 lần so với giá trị danh định. Đáp ứng điện áp của bộ điều khiển đề xuất vẫn hội tụ về điện áp tham chiếu trong thời gian hữu hạn với sai số xác lập tiến về 0 và đảm bảo chế độ dòng liên tục theo điều kiện (3).



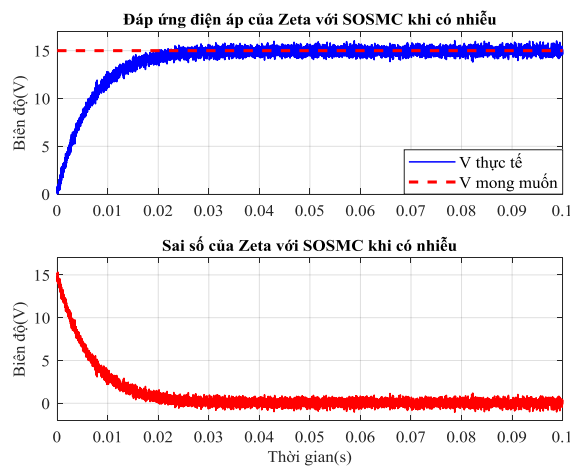
Hình 8. Đáp ứng điện áp khi tăng và giảm giá trị  $C_1$ .



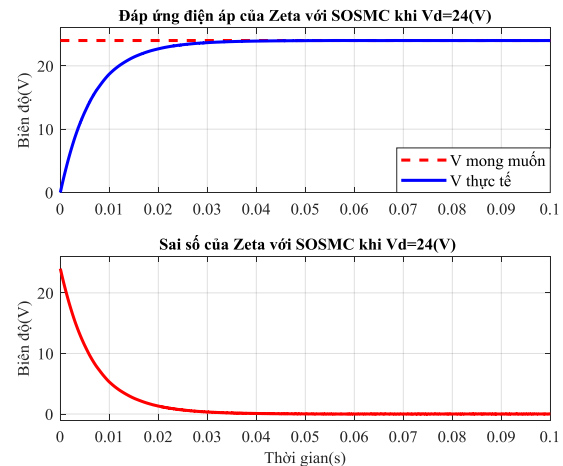
Hình 9. Đáp ứng điện áp khi tăng và giảm giá trị  $C_2$ .

• Trường hợp nhiễu tác động vào ngõ ra của hệ thống

Đáp ứng điện áp và sai số khi nhiễu tác động vào ngõ ra của hệ thống (giả sử nhiễu cảm biến) được trình bày như hình 10. Quan sát đáp ứng trên hình 10 ta thấy rằng đáp ứng điện áp của bộ điều khiển đề xuất vẫn hội tụ về điện áp tham chiếu trong thời gian hữu hạn.



Hình 10. Đáp ứng điện áp và sai số khi nhiễu tác động ở ngõ ra.



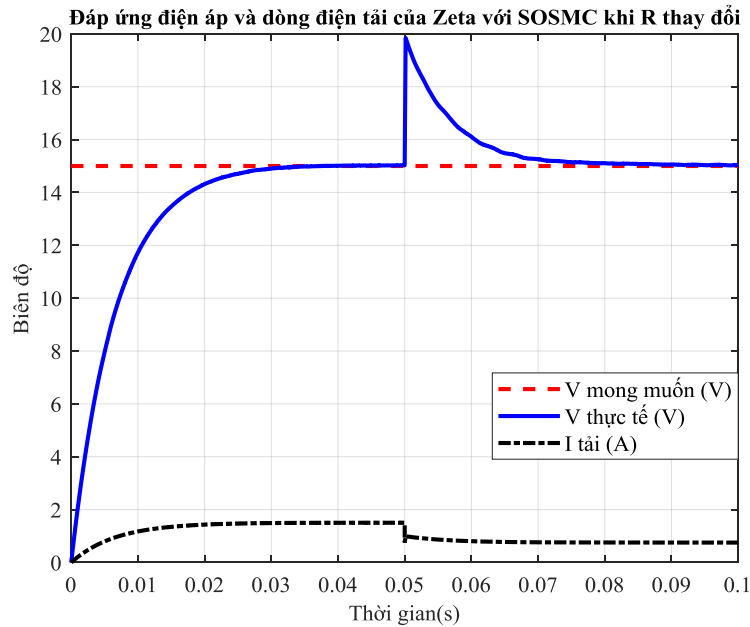
Hình 11. Đáp ứng điện áp và sai số khi thay đổi điện áp tham chiếu.

• Trường hợp thay đổi điện áp tham chiếu

Đáp ứng điện áp và sai số khi thay đổi điện áp tham chiếu được trình bày như hình 11. Quan sát đáp ứng trên hình 11 ta thấy rằng đáp ứng điện áp của bộ điều khiển đề xuất vẫn hội tụ về điện áp tham chiếu trong thời gian hữu hạn với sai số xác lập tiến về 0.

• Trường hợp thay đổi điện trở tải

Đáp ứng điện áp và dòng điện khi thay đổi điện trở tải được trình bày như hình 12. Trong khoảng thời gian  $0 \leq t \leq 0,05$  s với  $R = 10 \Omega$ , điện áp thực tế vẫn hội tụ về điện áp tham chiếu với dòng điện tải tương ứng là 1,5 A. Khi  $R$  thay đổi từ  $10 \Omega$  lên  $20 \Omega$  tại  $t = 0,05$  s, giá trị điện áp thực tế tăng lên và sau đó giảm dần rồi hội tụ về điện áp tham chiếu với dòng điện tải tương ứng là 0,75 A.



Hình 12. Đáp ứng điện áp và dòng điện khi thay đổi điện trở tải.

Các đáp ứng và sai số của bộ điều khiển đề xuất với trường hợp thay đổi giá trị của  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $C_1$ ,  $C_2$ , nhiễu tác động ở ngõ ra của hệ thống, điện áp tham chiếu và điện trở tải thay đổi đã chứng tỏ bộ điều khiển đề xuất hiệu quả và bền vững trong ứng dụng điều khiển bám điện áp bộ chuyển đổi Zeta.

## 5. Kết luận

Nghiên cứu này đã thiết kế và đánh giá chất lượng bộ điều khiển trượt bậc 2 để điều khiển bám điện áp bộ chuyển đổi Zeta dựa vào sự thay đổi của chu kỳ làm việc  $D$ . Dựa vào hàm Lyapunov, tính ổn định của bộ điều khiển đã được chứng minh. Kết quả mô phỏng với Matlab/Simulink cho thấy hiệu quả của giải thuật đề xuất với sai số bám tiến về 0, độ vọt lố là 0,0102 %, thời gian xác lập khoảng 0,0256 s và thời gian tăng đạt 0,0146 s. Ngoài ra, các hiệu suất sai số ADD, MSE, RMSE, MPE, MAPE và MRE cũng đã khẳng định chất lượng của bộ điều khiển SOSMC. Các đáp ứng của bộ điều khiển SOSMC với trường hợp thay đổi giá trị của  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $C_1$ ,  $C_2$ , nhiễu tác động ở ngõ ra của

hệ thống, điện áp tham chiếu và điện trở tải thay đổi cho thấy điện áp của bộ điều khiển đề xuất vẫn hội tụ về điện áp tham chiếu trong thời gian hữu hạn với sai số xác lập tiến về 0. Điều này đã chứng minh bộ điều khiển đề xuất hiệu quả, chất lượng, phù hợp và bền vững trong ứng dụng điều khiển bám điện áp bộ chuyển đổi Zeta. Trong thời gian tới, nghiên cứu sẽ tiến hành thiết kế các bộ điều khiển trượt lai, điều khiển trượt dựa vào các giải thuật thông minh và thực nghiệm mô hình thực tế cho bộ chuyển đổi Zeta.

### Tài liệu tham khảo

- [1] M.R. Hans, N.B. Bhagwat, "Implementation of Switched Mode Power Supply with Power Quality Enhancement using Zeta Converter," in *2020 International Conference on Smart Electronics and Communication (ICOSEC)*, IEEE, Trichy, India, 2020: pp. 1078-1080. <https://doi.org/10.1109/ICOSEC49089.2020.9215312>
- [2] H. Elaydi, M. Alsbakhi, "Hybrid FLC/BFO Controller for Output Voltage Regulation of Zeta Converter," *Journal of Engineering Research and Technology*. 4, pp. 48-60, 2017.
- [3] A. Goudarzian, A. Khosravi, N.R. Abjadi, "Input-output current regulation of Zeta converter using an optimized dual-loop current controller," *Electr Eng*. 102, pp. 279-291, 2020. <https://doi.org/10.1007/s00202-019-00872-z>
- [4] R.N. Hasanah, L. Ardhenta, T. Nurwati, O. Setyawati, D.R. Sawitri, H. Suyono, T. Taufik, "Design of PI Sliding Mode Control for Zeta DCDC Converter in PV System," *Bulletin of the Polish Academy of Sciences: Technical Sciences*. 2022, pp. 1-8. <https://doi.org/10.24425/BPASTS.2022.140952>
- [5] S.K. Pandey, S.L. Patil, S.B. Phadke, A.S. "Deshpande, Investigation of sliding mode control of higher order DC-DC converters," in: *2016 7th India International Conference on Power Electronics (IICPE)*, IEEE, Patiala, India, 2016: pp. 1-5. <https://doi.org/10.1109/IICPE.2016.8079439>
- [6] J.P. Villegas Ceballos, C.A. Ramos-Paja, E.E. Henao-Bravo, "Sliding-mode controller for a step up-down battery charger with a single current sensor," *IJECE*. 12, pp. 1251-1264, 2022. <https://doi.org/10.11591/ijece.v12i2.pp1251-1264>
- [7] R. Uthirasamy, V. Kumar Chinnaiyan, U.S. Ragupathy, S. Vishnu Kumar, "Design and Implementation of Discrete Controller-Based Zeta Converter for Solar Power Applications," in: C. Subramani, K. Vijayakumar, B. Dakyo, S.S. Dash (Eds.), *Proceedings of International Conference on Power Electronics and Renewable Energy Systems*, Springer Singapore, Singapore, pp. 61-69, 2022. [https://doi.org/10.1007/978-981-16-4943-1\\_7](https://doi.org/10.1007/978-981-16-4943-1_7)
- [8] F. Bayat, M. Karimi, A. Taheri, Robust output regulation of Zeta converter with load/input variations: LMI approach, *Control Engineering Practice*. 84, pp. 102-111, 2019. <https://doi.org/10.1016/j.conengprac.2018.10.023>

- [9] Kambli Omkar Vijay, P. Sriramalakshmi, "Comparison between Zeta Converter and Boost Converter using Sliding Mode Controller," *International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT)*, 5, pp. 368-373, 2016.
- [10] H. Sarkawi, Y. Ohta, P. Rapisarda, "On the switching control of the DC–DC zeta converter operating in continuous conduction mode," *IET Control Theory & Appl.* 15, pp. 1185-1198, 2021. <https://doi.org/10.1049/cth2.12115>.
- [11] M. Furat, İ. Eker, "Second-order integral sliding-mode control with experimental application," *ISA Transactions.* 53, pp. 1661-1669, 2014. <https://doi.org/10.1016/j.isatra.2014.05.030>

## EVALUATING THE QUALITY OF SECOND ORDER SLIDING MODE CONTROLLER FOR ZETA CONVERTER

**Abstract:** Zeta converters are typically used in computers, electric vehicles, LED lights, microgrid and smart grid. The output voltage is measured from open circuit output of the converter. To make effective use of this converter, its output voltage needs to be controlled. This article designs and evaluates the quality of a second order sliding mode controller (SOSMC) to control the voltage tracking of the Zeta converter based on the change of the duty cycle. By choosing a proper Lyapunov function, the stability of the controller can be proven. Simulation results in Matlab/Simulink show that the proposed algorithm is effective without steady-state error, the overshoot is 0.0978 %, the settling time is about 0.0243 s and the rising time achieves 0.0136 s. Besides, the various error performance ADD, MSE, RMSE, MPE, MAPE and MRE are also used to evaluate the quality of the proposed controller.

**Keywords:** Second order sliding mode control; duty cycle; Zeta converter; Lyapunov function; Matlab/Simulink.

*Nhận bài: 24/06/2022; Hoàn thiện sau phân biên: 10/01/2023; Chấp nhận đăng: 22/03/2023*

