

ĐIỀU KHIỂN TRƯỢT MẠCH VÒNG DÒNG ĐIỆN CHO BỘ CHỈNH LƯU TÍCH CỰC MỘT PHA

SLIDING MODE METHOD OF CONTROLLING THE CURRENT LOOP FOR SINGLE-PHASE ACTIVE RECTIFIER

Bùi Văn Huy^{1,*}

TÓM TẮT

Bài báo trình bày phương pháp điều khiển trượt mạch vòng dòng điện cho bộ chỉnh lưu tích cực một pha. Phương pháp điều khiển phải điều khiển ổn định được điện áp trên tụ một chiều theo giá trị đặt và đảm bảo chất lượng dòng điện chạy qua cuộn cảm ngay cả khi có sự thay đổi của tải. Những kết quả mô phỏng đã minh chứng khả năng làm việc tốt của bộ biến đổi khi được điều khiển bằng luật điều khiển trượt cho mạch vòng dòng điện.

Từ khóa: Chỉnh lưu tích cực; bộ biến đổi AC/DC; IGBT.

ABSTRACT

This paper presents the sliding mode method of controlling the current loop for single-phase active rectifier. The objective is to control the voltage on the DC capacitor and ensure the quality of the current flowing through the inductors even if the attached load is changed. Simulation shows acceptable results and applicable possibilities of this control design.

Keywords: Active rectifier, AC-DC Converters; IGBT.

¹Trường Đại học Công nghiệp Hà Nội

*Email: huybv.ac@gmail.com

Ngày nhận bài: 02/01/2018

Ngày nhận bài sửa sau phản biện: 08/4/2018

Ngày chấp nhận đăng: 21/8/2018

Phản biện khoa học: TS. Quách Đức Cường

1. ĐẶT VẤN ĐỀ

Chỉnh lưu tích cực là bộ biến đổi AC-DC, xây dựng trên cơ sở nghịch lưu nguồn áp (VSI), trong đó phía xoay chiều của bộ nghịch lưu kết nối với lưới điện thông qua cuộn cảm L. Bằng phương pháp điều chế thích hợp điện áp ở đầu ra nghịch lưu có thể coi là hình sin $U_{conv}\sin(\omega t + \varphi)$, trong đó U_{conv} là giá trị biên độ, phụ thuộc hệ số điều chế $m(t)$ và điện áp phía một chiều U_{dc} bằng tần số điện áp lưới, φ là góc pha.

Hệ thống điều khiển bộ chỉnh lưu tích cực thường gồm hai mạch vòng, mạch vòng dòng điện bên trong và mạch vòng điện áp một chiều bên ngoài. Mạch vòng dòng điện biến bộ biến đổi thành một nguồn dòng điều khiển bằng điện áp. Mạch vòng điện áp DC có tác dụng bù lại phần công suất tác dụng khi điện áp DC thay đổi và phần công

suất tổn hao trên van bán dẫn. Như vậy hệ thống điều khiển bộ chỉnh lưu tích cực phải đảm bảo hai chức năng: thứ nhất là điều chế bộ nghịch lưu để có được điện áp ra phía xoay chiều chứa chủ yếu là sóng sin cơ bản với tần số bằng tần số lưới [2]; thứ 2 là đảm bảo điện áp trên tụ C phía một chiều có giá trị không đổi.

Trong rất nhiều chức năng của bộ biến đổi có nối lưới thì điều khiển dòng điện đóng vai trò quan trọng. Khả năng đáp ứng và chất lượng chung của hệ thống phụ thuộc phần lớn vào chất lượng của việc áp dụng chiến lược điều khiển dòng điện. Nó đảm bảo những điều kiện cơ bản như đảm bảo độ méo sóng hài thấp, đáp ứng động học tốt, điều chỉnh được điện áp 1 chiều trung gian và trong một số trường hợp, bộ điều khiển dòng thực hiện luôn cả chức năng điều khiển luồng công suất hai chiều [1]. Trong bài báo này, tác giả lựa chọn điều khiển mạch vòng dòng điện bằng phương pháp điều khiển trượt, việc lựa chọn hệ số trượt theo đặc thù chuyển mạch van (tần số chuyển mạch cực đại van) của hệ thống chỉnh lưu tích cực chính là điểm đóng góp chính của bài báo. Các kết quả mô phỏng đã chứng minh việc áp dụng luật điều khiển trượt đảm bảo các mục tiêu đề ra.

2. NỘI DUNG CHÍNH

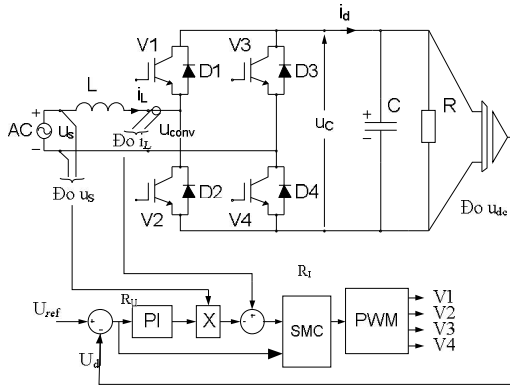
2.1. Sơ lược về bộ điều khiển trượt

Theo như phần trình bày trang 11 tài liệu [8] điều khiển trượt có khởi nguồn từ khoảng cuối những năm 1950 đầu những năm 1960 tại Liên Xô cũ nhưng nó không được công bố bên ngoài Liên Xô cũ. Mãi đến những năm 1976 và 1977, mới có những ấn phẩm đầu tiên bằng tiếng Anh được công bố đó là của các tác giả (Itkis 1976) và (Utkin 1977). Sau đó, số lượng các công trình về điều khiển trượt dần được hoàn thiện, nâng tầm tổng quát và về phương diện lý thuyết cũng như ứng dụng.

Theo [5] trang 373, phương pháp điều khiển trượt vẫn được biết đến như là một công cụ hữu hiệu và đơn giản để giải quyết các bài toán điều khiển thích nghi và điều khiển bền vững. Phương pháp điều khiển trượt là trường hợp riêng của hệ thống điều khiển có cấu trúc biến đổi được đặc trưng bởi luật điều khiển phản hồi và luật lựa chọn. Luật lựa chọn còn gọi là các hàm chuyển mạch [4]. Phương

pháp điều khiển trượt gồm hai công việc chính: đầu tiên là phải thiết kế hàm chuyển mạch để chuyển động trượt thỏa mãn các đặc tính cần thiết kể, thứ hai là lựa chọn luật điều khiển để hàm chuyển mạch thu hút trạng thái hệ thống.

2.2. Cấu trúc bộ biến đổi chỉnh lưu tích cực



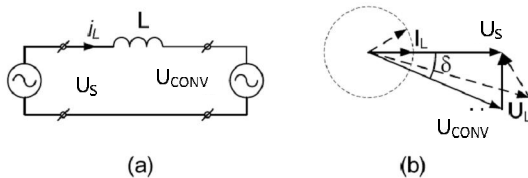
Hình 1. Sơ đồ cấu trúc điều khiển bộ chỉnh lưu tích cực 1 pha

Sơ đồ cấu trúc mạch vòng điều chỉnh với bộ điều chỉnh dòng là điều khiển trượt, bộ điều khiển điện áp là PI tuyến tính cho trên hình 1. Đối với sơ đồ một pha để tạo ra tín hiệu đặt cho dòng điện có dạng sin, có thể dùng dạng điện áp lưới xoay chiều đầu vào nhân với tín hiệu đầu ra của bộ điều chỉnh điện áp, như thể hiện trên hình 1. Như vậy đầu ra của bộ điều chỉnh điện áp xác định biên độ của dòng xoay chiều đầu vào chỉnh lưu tích cực.

Trên sơ đồ hình 1, các van bán dẫn V1, V2, V3, V4 có thể là các van IGBT hoặc các van điều khiển hoàn toàn như Mosfet hoặc GTO. Cuộn cảm L mắc nối tiếp giữa lưới và mạch nghịch lưu đóng vai trò “gách” chênh áp tức thời giữa điện áp lưới và điện áp ngay đầu vào bộ chỉnh lưu, cũng là để “hạn chế” dòng điện ngắn mạch trong một số chế độ chuyển mạch của các van bán dẫn lệch. Tụ C có giá trị đủ lớn để san bằng điện áp u_{DC} .

2.3. Xây dựng mô hình toán học

Nếu chỉ xét đến thành phần sóng hài cơ bản, phía lưới có tần số ω_1 , phía nghịch lưu có tần số ω_r , sơ đồ hình 1 có mạch điện tương đương như hình 2a, ở đây bỏ qua điện trở thuần dây dẫn của cuộn cảm vì nó có giá trị nhỏ.



Hình 2. Mạch điện tương đương (a) và biểu đồ vectơ (b)

Từ hình 2 theo định luật Kieechop ta có:

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}u_s - \frac{1}{L}u_{conv} = -\frac{u}{L}u_c + \frac{1}{L}u_1 \\ u_1 = u.u_c; \quad u = \{-1, 0, 1\} \\ \frac{du_c}{dt} = \frac{u}{C}i_L - \frac{u_c}{RC} \end{cases} \quad (1)$$

Ta có thể viết công thức (1) dưới dạng sau:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{u}{L} \\ \frac{u}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ u_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{u_1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

Trong đó u là tín hiệu điều khiển nhận các giá trị $u = \{-1, 0, 1\}$

Ta đặt các biến trạng thái:

$$x_1 = i_L - i_L^* \quad (3)$$

$$x_2 = u_c - u_c^*$$

Kết hợp (2) và (3) ta có:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{u}{L} \\ \frac{u}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{u_1}{L} - \frac{u}{L}u_c^* \\ \frac{u}{C}i_L^* - \frac{u_c^*}{RC} \end{bmatrix} \quad (4)$$

2.4. Thiết kế bộ điều khiển trượt

Trong quá trình thiết kế, bài báo có tham khảo trong [3, 9].

Phương trình mặt trượt trong không gian trạng thái là tổ hợp tuyến tính các biến trạng thái cho như (5).

$$S(i_L, u_c) = k_1 x_1 + k_2 x_2 \quad (5)$$

Trong đó k_1, k_2 là các hệ số thực chính là các hệ số trượt thỏa mãn đa thức đặc tính $A(s) = k_1 + k_2 s$ là đa thức Hurwitz, các biến trạng thái xác định như (6) và điều này đảm bảo $S(x)$ luôn tiến về 0:

$$x_1 = i_L - i_L^*; x_2 = u_c - u_c^* \quad (6)$$

Cũng theo 0, nếu $|u| \leq u_{\max}$ thì bộ điều khiển có dạng:

$$u = u_{\max} \operatorname{sgn}(S(x))$$

Hệ thống của ta luôn có: $|u| \leq 1$ vậy ta chọn tín hiệu điều khiển $u = \operatorname{sgn}(S(x))$

Nhiệm vụ của tín hiệu điều khiển là phải tạo ra được $S \rightarrow 0$ để $x \rightarrow 0$ điều này tương đương với điều kiện (7).

$$\frac{dS}{dt} \cdot \operatorname{sgn}(S) < 0 \quad (7)$$

Điều kiện tồn tại mặt trượt cho như (8).

$$\lim_{S \rightarrow 0} S \cdot S < 0 \quad (8)$$

Trong đó $S(x)$ được tính như (9).

$$S(x) = k_2 \frac{u}{C} x_1 - \left(\frac{k_1 u}{L} - \frac{k_2}{RC} \right) x_2 + \left(\frac{k_2 i_L^*}{C} - \frac{k_1 u_c^*}{L} \right) u + \frac{k_1 u_1}{L} - \frac{k_2 u_c^*}{RC} \quad (9)$$

Khi $S \rightarrow 0^+$ khi đó ta có $u = 1$ khi đó điều kiện (9) tương đương (10).

$$S(x) = k_2 \frac{1}{C} x_1 - \left(\frac{k_1}{L} - \frac{k_2}{RC} \right) x_2 + \left(\frac{k_2 i_L^*}{C} - \frac{k_1 u_c^*}{L} \right) + \frac{k_1 u_1}{L} - \frac{k_2 u_c^*}{RC} < 0 \quad (10)$$

Khi $S \rightarrow 0^-$ khi đó ta có $u = 0$ khi đó điều kiện (9) tương đương:

$$\begin{aligned} S(x) = \frac{k_2}{RC} x_2 - \left(\frac{k_2 i_L^*}{C} - \frac{k_1 u_c^*}{L} \right) \\ + \frac{k_1 u_1}{L} - \frac{k_2 u_c^*}{RC} > 0 \end{aligned} \quad (11)$$

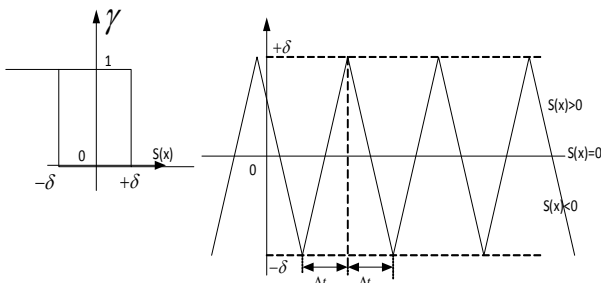
Từ thực tế ta giả sử rằng các sai số x_i trong lân cận mặt trượt rất nhỏ do đó (10) và (11) được viết lại thành (12).

$$\begin{cases} \frac{k_1}{L} (u_s - u_c^*) + \frac{k_2}{RC} (R i_L^* - u_c^*) < 0 \\ \frac{k_1}{L} (u_s + u_c^*) - \frac{k_2}{RC} (u_c^* + R i_L^*) > 0 \end{cases} \quad (12)$$

Việc lựa chọn các hệ số trượt k_1 và k_2 phải đảm bảo điều kiện (12) và phù hợp với độ đập mạch dòng điện của cuộn cảm lớn nhất, độ đập mạch điện áp lớn nhất, ổn định và đáp ứng nhanh.

2.4.1. Xác định tần số chuyển mạch

Trong chế độ trượt lý tưởng thì tần số chuyển mạch là vô cùng lớn tuy nhiên một hệ thống thực tế thì không có thể chuyển mạch với tần số vô hạn được. Trong điều khiển thường có thể thêm một khâu tạo trễ như hình 3.



Hình 3. Hàm chuyển mạch và hình dạng của $S(x)$

Dựa vào hình 3 bằng cách coi rằng quỹ đạo chuyển động là không đổi, gần mặt trượt ta tính được f_s theo (13).

$$f_s = \frac{1}{\Delta t_1 + \Delta t_2} \quad (13)$$

Trong đó, Δt_1 là thời gian dẫn của cặp van V_1, V_4 còn Δt_2 là thời gian dẫn của cặp van V_2, V_3 . Cũng nhìn vào hình 3 cho thấy trong khoảng thời gian Δt_1 hàm $S(x)$ phải tăng từ $-\delta$ đến $+\delta$ ($\dot{S} > 0$), trong khoảng thời gian Δt_2 hàm $S(x)$ phải giảm từ $+\delta$ đến $-\delta$ ($\dot{S} < 0$). Điều này dẫn đến các khoảng thời gian trên được tính theo công thức (14) và (15), với δ như cho trên hình 3.

$$\Delta t_1 = \frac{2\delta}{\frac{k_1}{L} (u_s + u_c^*) - \frac{k_2}{RC} (u_c^* + R i_L^*)} \quad (14)$$

$$\Delta t_2 = \frac{-2\delta}{\frac{k_1}{L} (u_s - u_c^*) + \frac{k_2}{RC} (R i_L^* - u_c^*)} \quad (15)$$

Tần số cực đại được xác định bằng cách thay (14) và (15) vào (13) và giả sử bộ biến đổi làm việc không tải $i_L^* = 0; \frac{1}{R_1} = 0$ ta có tần số chuyển mạch cực đại f_{smax} cho như (16).

$$f_{max} = \frac{k_1}{4\delta L} \left(u_c^* - \frac{u_s^2}{u_c^*} \right) \quad (16)$$

2.4.2. Chọn các tham số chế độ trượt

Chọn tần số chuyển mạch cực đại là 3kHz, $L = 7,5\text{mH} = 0,0075\text{H}$; $C = 0,003\text{F}$. $u_c^* = 400\text{V}$; $u_1 = 220\sqrt{2}$; $\delta = 0,1$; ta tính được $k_1 = 0,0225$.

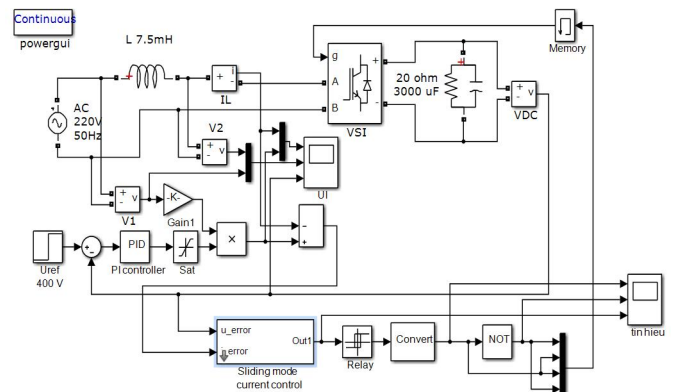
Thay k_1 vào (12) ta có (17)

$$\begin{aligned} \frac{k_1}{L} (u_s + u_c^*) - \frac{k_2}{RC} (u_c^* + R i_L^*) > 0 \\ \Rightarrow k_2 < \frac{RC k_1 (u_s + u_c^*)}{L (u_c^* + R i_L^*)} \end{aligned} \quad (17)$$

Tham số k_2 là một tham số điều chỉnh. Việc lựa chọn k_2 phải phù hợp với đáp ứng nhanh và ổn định và kiểm chứng bằng mô phỏng.

2.5. Mô phỏng

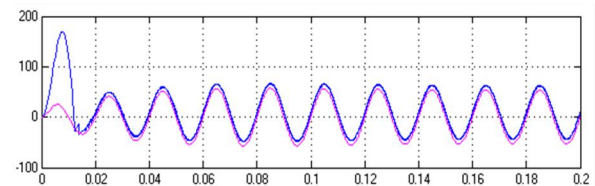
Để kiểm chứng khả năng làm việc của thuật toán, bài báo xây dựng sơ đồ mô phỏng như hình 4.



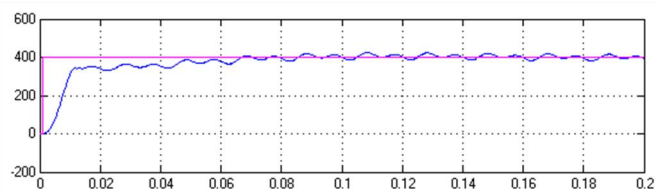
Hình 4. Sơ đồ mô phỏng hệ chỉnh lưu tích cực 1 pha dùng điều khiển trượt

Trên hình 4, khối Sliding mode current thực chất là khối thực thi công thức số (5), đầu vào là sai lệch dòng điện chạy qua cuộn cảm và sai lệch điện áp một chiều trên tụ, đầu ra chính là mặt trượt được tính theo công thức số (5).

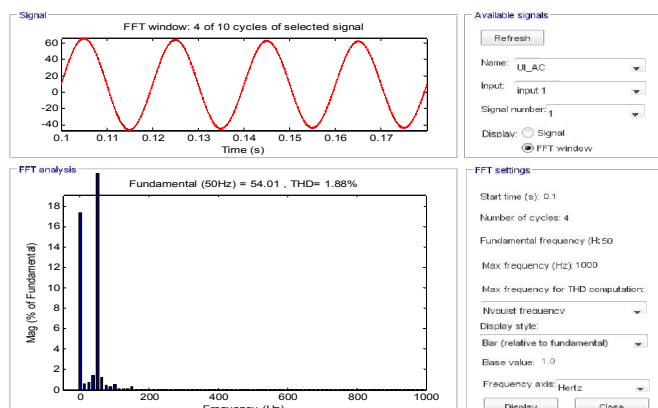
Cuộn cảm phía xoay chiều được chọn $L = 7,5\text{mH}$; tụ $C = 3000\mu\text{F}$; $R = 20\Omega$. Khi ta chọn $k_1 = 0,0225$ và $k_2 = 1$ thì đáp ứng như hình 5 ÷ 7.



Hình 5. Dạng dòng điện thực tế và dòng điện đặt chạy qua cuộn cảm L khi $R = 20\Omega$

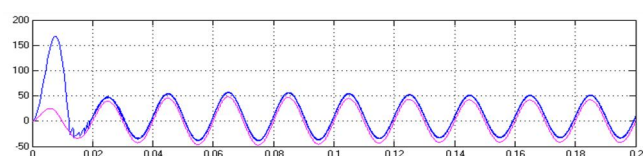


Hình 6. Dạng điện áp một chiều khi $R = 20\Omega$

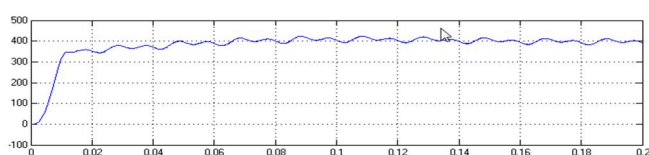


Hình 7. Phân tích sóng hài dạng dòng điện chạy qua cuộn cảm

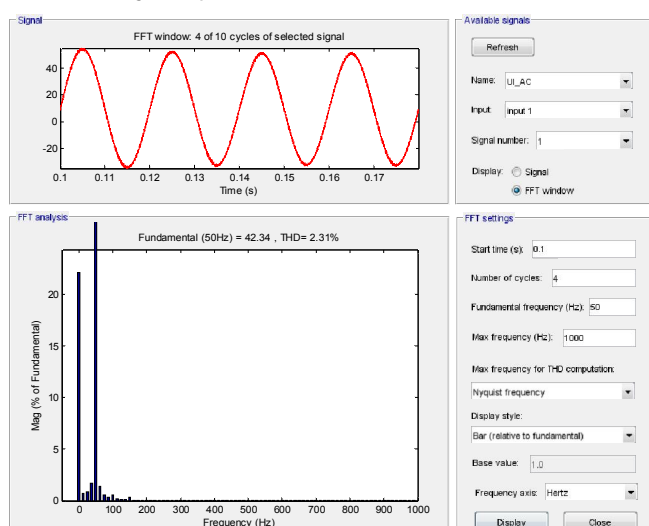
Khi thay đổi điện trở, giả sử $R = 25\Omega$ ta có kết quả như hình 8 ÷ 10.



Hình 8. Dạng dòng điện thực tế và dòng điện đặt chạy qua cuộn cảm L khi $R = 25\Omega$



Hình 9. Dạng điện áp một chiều khi $R = 25\Omega$



Hình 10. Phân tích sóng hài dạng dòng điện chạy qua cuộn cảm $R = 25\Omega$

Nhận xét: Điện áp một chiều đo được khi sử dụng bộ điều khiển trượt cho như hình 6, 9 bám giá trị đặt là 400VDC, thời gian đáp ứng khoảng 0,04s. Dạng dòng điện chạy qua cuộn cảm cho bởi các hình 5, 8 cho thấy dạng dòng điện thực tế bám sát dòng điện đặt. Kết quả phân tích phổ sóng hài trên hình 7, 10 cho thấy độ méo sóng hài của dòng điện thấp (nhỏ hơn 2,4%), kể cả khi có sự thay đổi của tải, chất lượng điều khiển vẫn đảm bảo.

3. KẾT LUẬN

Các phân tích lý thuyết và kết quả mô phỏng trên đây cho thấy việc áp dụng bộ điều khiển trượt cho vòng điều khiển dòng điện của bộ biến đổi đã cho kết quả tốt, ngay cả khi có sự thay đổi của tải thì chất lượng điều khiển vẫn đảm bảo. Điều này cho thấy kết quả việc áp dụng bộ điều khiển trượt cho mạch vòng dòng điện là khá bền vững khi có sự thay đổi giá trị tải. Kết quả nghiên cứu của bài báo có thể làm tiền đề cho việc nghiên cứu ứng dụng luật điều khiển trượt cho các bộ biến đổi điện tử công suất phức tạp hơn như bộ biến đổi đa bậc nối tầng cầu chữ H, bộ biến đổi đa bậc nối tầng nửa cầu... trong các ứng dụng trao đổi công suất giữa các nguồn điện phân tán với lưới.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1]. M. Kazmierkowski, R. Krishnan, and F. Blaabjerg, 2002. "Control in Power Electronics: Selected Problems". Elsevier.
- [2]. Trần Trọng Minh, 2012. *Giáo trình điện tử công suất*. NXB Giáo dục.
- [3]. Bùi Văn Tùng, 2012. *Nguyên cứu, ứng dụng phương pháp điều khiển hiện đại bộ nghịch lưu một pha*. Luận văn thạc sĩ ĐHBK HN.
- [4]. Vũ Hoàng Anh, 2011. *Thiết kế bộ điều khiển trượt cho bộ DC-DC*. Luận văn Thạc sĩ ĐHBKHN.
- [5]. Nguyễn Doãn Phước, 2007. *"Lý thuyết điều khiển nâng cao"*. NXBKHKHKT.
- [6]. Nguyễn Doãn Phước, Phan Xuân Minh, Hán Thành Trung, 2008. *Lý thuyết điều khiển phi tuyến*. NXBKHKHKT.
- [7]. Nguyễn Doãn Phước, 2002. *Lý thuyết điều khiển tuyến tính*. NXB ĐHBKHN.
- [8]. Govert Monsees, 2002. *Discrete-Time Sliding Mode Control*. Thesis for PhD.
- [9]. Ramón O. Caceres and Barbi, 1999. *A Boost DC-AC converter: Analysis, Design, and Experimentation*. IEEE Transactions on Power electronic Vol 14.