THIẾT KẾ BỘ ĐIỀU KHIỂN TRƯỢT CHO BIẾN TẦN NỐI LƯỚI SỬ DỤNG BỘ LỌC LCL

DESIGN SLIDING CONTROLLER FOR GRID-CONNECTED INVERTERS USING LCL FILTER

Đặng Tiến Trung^{*}, Tạ Tuấn Hữu

Trường Đại học Điện lực

Ngày nhận bài: 04/07/2023, Ngày chấp nhận đăng: 15/07/2023, Phản biện: PGS.TS. Trần Đức Thuận

Tóm tắt:

Bài báo trình bày đề xuất một số giải pháp để cải thiện chất lượng điều khiển của biến tần nối lưới. Phương pháp điều khiển công suất trực tiếp dùng thiết kế vòng điện áp bên ngoài nhằm đảm bảo sự ổn định của bus điện áp cũng như thu được giá trị tham chiếu của vòng dòng điện bên trong. Thiết kế bộ điều khiển trượt vòng dòng điện bên trong nhằm đảm bảo dòng điện nối lưới và chống nhiễu hiệu quả. Toàn bộ hệ điều khiển được kiểm nghiệm thông qua mô phỏng với phần mềm Matlab/Simulink.

Từ khóa:

Biến tần nối lưới, điều khiển trượt, bộ lọc LCL.

Abstract:

This paper presents and proposes some solutions to improve the control quality of grid-connected inverters. The direct power control method uses an external voltage loop design to ensure the stability of the voltage bus as well as obtain the reference value of the internal current loop. Design of internal current loop slip controller to ensure grid current and effective anti-interference. The entire control system is tested through simulation with Matlab/Simulink software.

Keywords:

Grid-connected inverters, sliding mode control, LCL filter.

1. MỞ ĐẦU

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 bộ biến tần (BT) 2 tầng. Tầng đầu tiên thường là bộ biển 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 5 kW 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 mach lực, các BT 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 đinh và an toàn cho hoạt động của lưới như: tổng độ méo sóng hài dòng điện [4]. Để đáp ứng các tiêu chuẩn nêu trên, nhiều giải pháp về điều khiển đã được phát triển [3]. Bên cạnh đó dòng ra của biến tần hòa lưới thường được trộn với một lượng lớn sóng hài tần số cao sau khi điều chế, có thể ảnh hưởng nghiêm trong đến chất lượng nguồn điện. Bộ lọc LCL, với những lợi thế rõ ràng như chi phí thấp và hiệu suất bộ lọc tốt hơn, thường được sử dụng để triệt tiêu sóng hài cao tần. Tuy nhiên, bộ lọc LCL thuộc về hệ thống bậc ba, có thể đưa ra các đỉnh công hưởng, dẫn đến sư mất ổn đinh của hê thống [2]. Do đó, cần có phương pháp điều khiển phù hợp để đảm bảo hệ thống ổn định và hiệu suất

cao để chất lượng dòng điện lưới có thể đáp ứng các yêu cầu cụ thể.

Hiện nay có rất nhiều chiến lược điều khiển cho biến tần nối lưới LCL. Các phương pháp truyền thống như kiểm soát PI, là một trong những phương pháp hoàn thiện và điển hình nhất. Tuy nhiên, điều khiển PI chỉ có thể loại bỏ sai số tĩnh và có hiệu suất tốt khi điều khiển tín hiệu DC. Nếu sử dung để điều khiển tín hiệu AC, trước tiên đối tương điều khiển phải được chuyển đổi thành tín hiệu DC, sau đó được tách rời trong hệ tọa độ xoay d-q, điều này có thể làm tăng độ phức tạp của bộ điều khiển và ảnh hưởng đến độ chính xác của điều khiển [5]. Một số phương pháp điều khiển mới được đề xuất thông qua cải tiến phương pháp truyền thống như: Phương pháp điều khiển cộng hưởng tỷ lệ đã được áp dụng cho biến tần nối lưới trong [6], phương pháp điều khiển phản hồi trang thái phi tuyến tính đã được đề xuất trong [7]. Tuy nhiên, các phương pháp này vẫn có nhược điểm trong một số trường hợp nhất định và không phải lúc nào cũng đảm bảo được độ ổn định của hệ thống cũng như độ chính xác của điều khiển. Bộ điều khiển trươt có sự hội tu nhanh, bền vững đối với các nhiễu loan bên ngoài và ổn định tốt; do đó phù hợp để điều khiển các hệ thống cấu trúc biến đổi như biến tần [8].

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 BT nối lưới. Đầu tiên, bộ lọc sóng hài thụ động được đưa vào nhánh tụ điện của bộ lọc LCL để triệt tiêu các

đỉnh cộng hưởng cũng như đơn giản hóa thiết kế bộ điều khiển bằng cách giảm bậc [9]. Mô hình toán học được thiết lập và quá trình thiết kế bộ điều khiển được thực hiện trong hệ tọa độ αβ. Phương pháp điều khiển công suất trực tiếp dùng thiết kế vòng điện áp bên ngoài nhằm đảm bảo sự ổn định của bus điện áp cũng như thu được giá trị tham chiếu của vòng dòng điện bên trong. Đồng thời, bộ điều khiển trượt được áp dụng để thiết kế vòng dòng điện bên trong nhằm đảm bảo dòng điện nối lưới và chống nhiễu hiệu quả. Toàn bộ hê điều khiển đã đề xuất được kiểm nghiệm thông qua mô phỏng với phần mềm Matlab/Simulink.

2. MÔ HÌNH TOÁN HỌC HỆ BT NỐI LƯỚI

Sơ đồ nguyên lý của BT nối lưới LCL được thể hiện trong Hình 1. Điện áp đầu ra của PV được đưa qua chỉnh lưu thành điện một chiều. Sau đó, bộ nghịch lưu nối lưới chuyển đổi điện áp DC thành điện áp AC bằng cách điều khiển trạng thái bật tắt của IGBT, điện áp xoay chiều được đưa đến lưới sau khi qua bộ lọc. Trong Hình 2, L_1 và L_2 là độ tự cảm của bộ lọc phía biến tần và phía lưới tương ứng. C là điện dung tụ lọc và R_c là điện trở nối tiếp ở phía tụ điện.

Hệ phương trình trạng thái đầu ra của BT như sau:

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_{1k}}{dt} = u_{ik} - u_{ck} - R_c (i_{1k} - i_{2k}) \\ L_2 \frac{di_{2k}}{dt} = u_{ck} - u_{gk} - R_c (i_{1k} - i_{2k}) \\ C \frac{du_{ck}}{dt} = i_{1k} - i_{2k} \end{cases}$$
(1)

Trong đó: i_{1k} , i_{2k} , là dòng điện đầu ra của biến tần và dòng điện nối lưới; u_{ik} , u_{ck} , u_{gk} lần lượt là điện áp đầu ra của biến tần, điện áp tụ điện và điện áp lưới, với k = a, b, c.



Hình 1. Vị trí BTNL trong hệ năng lượng tái tạo

TẠP CHÍ KHOA HỌC VÀ CÔNG NGHỆ NĂNG LƯỢNG - TRƯỜNG ĐẠI HỌC ĐIỆN LỰC (ISSN: 1859 - 4557)



Hình 2. Sơ đồ nguyên lý biến tần LCL 3 pha nối lưới

Theo biến đổi Clark chuyển từ hệ tọa độ abc về hệ tọa độ 2 pha $\alpha\beta$ có:

$$T = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \\ 2 \end{bmatrix}$$
(2)

Mô hình sau khi chuyển đổi Clark có thể được viết lại như sau:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{1\alpha}}{dt} \\ \frac{di_{1\beta}}{dt} \\ \frac{du_{c\alpha}}{dt} \\ \frac{du_{c\alpha}}{dt} \\ \frac{di_{2\alpha}}{dt} \\ \frac{di_{2\alpha}}{dt} \\ \frac{di_{2\beta}}{dt} \\ \frac{di_{2\beta}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{u_{i\alpha} - u_{c\alpha} - R_c \left(i_{1\beta} - i_{2\beta}\right)}{L_1} \\ \frac{i_{1\alpha} - i_{2\alpha}}{C} \\ \frac{i_{1\beta} - i_{2\beta}}{C} \\ \frac{u_{c\alpha} - u_{g\alpha} - R_c \left(i_{1\alpha} - i_{2\alpha}\right)}{L_2} \\ \frac{u_{c\beta} - u_{g\beta} - R_c \left(i_{1\beta} - i_{2\beta}\right)}{L_2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} u_{i\alpha} \\ \frac{1}{L_1} u_{i\beta} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$(3)$$

Đưa phương trình trạng thái về dạng:

$$\dot{x} = f(x) + gu \tag{4}$$

Trong đó:

 $x = \begin{bmatrix} i_{1\alpha} & i_{1\beta} & u_{c\alpha} & u_{c\beta} & i_{2\alpha} & i_{2\beta} \end{bmatrix}^T là \text{ biến}$ trạng thái, $u = \begin{bmatrix} u_{i\alpha} & u_{i\beta} \end{bmatrix}$ là biến điều khiển; f(x) là hàm của x; đầu ra là dòng điện $i_{2\alpha}, i_{2\beta}$. Từ (3) và (4) có:

$$g = \begin{bmatrix} 1/L_{1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 1/L_{1} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$
$$f(x) = \begin{bmatrix} \frac{u_{i\alpha} - u_{c\alpha} - R_{c}(i_{1\alpha} - i_{2\alpha})}{L_{1}} \\ \frac{u_{i\beta} - u_{c\beta} - R_{c}(i_{1\beta} - i_{2\beta})}{L_{1}} \\ \frac{i_{1\alpha} - i_{2\alpha}}{C} \\ \frac{i_{1\beta} - i_{2\beta}}{C} \\ \frac{u_{c\alpha} - u_{g\alpha} - R_{c}(i_{1\alpha} - i_{2\alpha})}{L_{2}} \\ \frac{u_{c\beta} - u_{g\beta} - R_{c}(i_{1\beta} - i_{2\beta})}{L_{2}} \end{bmatrix}$$

3. THIẾT KẾ BỘ ĐIỀU KHIỂN

Sơ đồ cấu trúc vòng điều khiển được thể hiện trong Hình 3. Vòng dòng điện bên trong được thiết kế bằng bộ điều khiển trượt tuyến tính, đây là trọng tâm chính của bài báo. TẠP CHÍ KHOA HỌC VÀ CÔNG NGHỆ NĂNG LƯỢNG - TRƯỜNG ĐẠI HỌC ĐIỆN LỰC (ISSN: 1859 - 4557)



Hình 3. Sơ đồ cấu trúc vòng điều khiển BT

3.1. Vòng điện áp

Xét đầu vào của biến tần có:

$$C_{dc} \frac{du_{dc}}{dt} = i_r - i_g \tag{5}$$

Trong đó, C_{dc} là giá trị điện dung trên DC bus, i_r , i_g là dòng đầu ra chỉnh lưu và dòng đầu vào biến tần.

Nhân cả 2 vế của (5) với u_{dc} có:

$$C_{dc} \frac{du_{dc}}{dt} u_{dc} = p_r - p_g \tag{6}$$

Với p_r , p_g lần lượt là công suất đầu ra của chỉnh lưu và công suất đầu vào của BT. Trong hệ tọa độ $\alpha\beta$, công suất và công suất phản kháng được tính theo công thức:

$$\begin{bmatrix} p_g \\ q_g \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} u_{g\alpha} & u_{g\beta} \\ -u_{g\beta} & u_{g\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{2\alpha} \\ i_{2\beta} \end{bmatrix}$$
(7)

Dòng điện đặt được tính:

$$\begin{bmatrix} i_{2\alpha} \\ i_{2\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} u_{g\alpha} & u_{g\beta} \\ -u_{g\beta} & u_{g\alpha} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p_{gref} \\ q_{gref} \end{bmatrix}$$
(8)

3.2. Vòng dòng điện

Mục tiêu của bộ điều khiển là đảm bảo

dòng nối lưới đạt được giá trị đặt. Sai lệch dòng điện đầu ra:

$$e_1 = i_{2\alpha} - i_{2\alpha ref}, e_2 = i_{2\beta} - i_{2\beta ref}$$
(9)

$$\begin{cases} \ddot{e}_{1} = \left(\frac{1}{L_{2}C} - \frac{R_{c}^{2}}{L_{1}L_{2}} - \frac{R_{c}^{2}}{L_{2}^{2}}\right) \dot{i}_{1\alpha} - \left(\frac{1}{L_{2}C} - \frac{R_{c}^{2}}{L_{1}L_{2}} - \frac{R_{c}^{2}}{L_{2}^{2}}\right) \dot{i}_{2\alpha} - \left(\frac{R_{c}}{L_{1}L_{2}} + \frac{R_{c}^{2}}{L_{2}^{2}}\right) \dot{u}_{c\alpha} + \frac{R_{c}}{L_{2}^{2}} u_{g\alpha} - \frac{1}{L_{2}} \dot{u}_{g\alpha} - \ddot{i}_{2\alpha ref} + \frac{R_{c}}{L_{1}L_{2}} u_{i\alpha} \\ \ddot{e}_{2} = \left(\frac{1}{L_{2}C} - \frac{R_{c}^{2}}{L_{1}L_{2}} - \frac{R_{c}^{2}}{L_{2}^{2}}\right) \dot{i}_{1\beta} - \left(\frac{1}{L_{2}C} - \frac{R_{c}^{2}}{L_{1}L_{2}} - \frac{R_{c}^{2}}{L_{2}^{2}}\right) \dot{i}_{2\beta} - \left(\frac{R_{c}}{L_{1}L_{2}} + \frac{R_{c}^{2}}{L_{2}^{2}}\right) u_{c\beta} + \frac{R_{c}}{L_{2}^{2}} u_{g\beta} - \frac{1}{L_{2}} \dot{u}_{g\beta} - \ddot{i}_{2\beta ref} + \frac{R_{c}}{L_{1}L_{2}} u_{i\beta} \\ \left(\frac{R_{c}}{L_{1}L_{2}} + \frac{R_{c}^{2}}{L_{2}^{2}}\right) u_{c\beta} + \frac{R_{c}}{L_{2}^{2}} u_{g\beta} - \frac{1}{L_{2}} \dot{u}_{g\beta} - \ddot{i}_{2\beta ref} + \frac{R_{c}}{L_{1}L_{2}} u_{i\beta} \\ (10)$$

Lựa chọn mặt trượt sau:

Từ (3) và (9) có

$$\begin{cases} s_1 = c_1 e_1 + \dot{e}_1 \\ s_2 = c_2 e_2 + \dot{e}_2 \end{cases}$$
(11)

Trong đó, c_1 , c_2 là hằng số dương. Luật điều khiển như sau:

$$\begin{cases} u_{i\alpha} = \frac{L_1 L_2}{R_c} \left(u_{\alpha eq} + u_{\alpha n} \right) \\ u_{i\beta} = \frac{L_1 L_2}{R_c} \left(u_{\beta eq} + u_{\beta n} \right) \end{cases}$$
(12)

Tạp chí khoa học và công nghệ năng lượng - trường đại học điện lực (ISSN: 1859 - 4557)

Với u_{eq} là thành phần tín hiệu điều khiển giữ cho biến trạng thái x(t) ở lại trên mặt trượt, u_n là thành phần tín hiệu làm cho x(t)tiến về mặt trượt.

Khi s = 0, đạo hàm 2 vế (11) có: $\begin{cases} \dot{s}_1 = c_1 \dot{e}_1 + \ddot{e}_1 = 0 \\ \dot{s}_2 = c_2 \dot{e}_2 + \ddot{e}_2 = 0 \end{cases}$ (13)

Theo (10), (12) và (13) có:

$$\begin{cases} u_{\alpha eq} = -\left(\frac{1}{L_2C} - \frac{R_c^2}{L_1L_2} - \frac{R_c^2}{L_2^2}\right) \dot{i}_{1\alpha} + \left(\frac{1}{L_2C} - \frac{R_c^2}{L_1L_2} - \frac{R_c^2}{L_2^2}\right) \dot{i}_{2\alpha} + \\ \left(\frac{R_c}{L_1L_2} + \frac{R_c^2}{L_2^2}\right) u_{c\alpha} - \frac{R_c}{L_2^2} u_{g\alpha} + \frac{1}{L_2} \dot{u}_{g\alpha} + \ddot{i}_{2\alpha ref} - c_1 \dot{e}_1 \\ u_{\beta eq} = -\left(\frac{1}{L_2C} - \frac{R_c^2}{L_1L_2} - \frac{R_c^2}{L_2^2}\right) \dot{i}_{1\beta} + \left(\frac{1}{L_2C} - \frac{R_c^2}{L_1L_2} - \frac{R_c^2}{L_2^2}\right) \dot{i}_{2\beta} + \\ \left(\frac{R_c}{L_1L_2} + \frac{R_c^2}{L_2^2}\right) u_{c\beta} - \frac{R_c}{L_2^2} u_{g\beta} + \frac{1}{L_2} \dot{u}_{g\beta} + \ddot{i}_{2\beta ref} - c_2 \dot{e}_2 \end{cases}$$
(14)

Thành phần u_n được xác định:

$$\begin{cases} u_{\alpha n} = -\varepsilon_1 \operatorname{sign}(s_1) - k_1 s_1 \\ u_{\beta n} = -\varepsilon_2 \operatorname{sign}(s_2) - k_2 s_2 \end{cases}$$
(15)

Trong đó: $\varepsilon_1, \varepsilon_2$ và k_1, k_2 là các hằng số dương.

Kết hợp (12), (14), (15) có luật điều khiển sau:

$$\begin{cases} u_{i\alpha} = \left(\frac{1}{L_2C} - \frac{R_c^2}{L_1L_2} - \frac{R_c^2}{L_2^2}\right) \dot{i}_{i\alpha} + \left(\frac{1}{L_2C} - \frac{R_c^2}{L_1L_2} - \frac{R_c^2}{L_2^2}\right) \dot{i}_{2\alpha} + \frac{L_1L_2}{R_c} \ddot{i}_{2aref} + \left(\frac{1}{L_2}\right) u_{c\alpha} - \frac{L_1}{L_2} u_{g\alpha} + \frac{L_1}{R_c} \dot{u}_{g\alpha} - \frac{L_1L_2}{R_c} \left[\varepsilon_1 \operatorname{sign}(s_1) + k_1 s_1 + c_1 \dot{e}_1\right] \\ u_{i\beta} = \left(\frac{1}{L_2C} - \frac{R_c^2}{L_1L_2} - \frac{R_c^2}{L_2^2}\right) \dot{i}_{i\beta} + \left(\frac{1}{L_2C} - \frac{R_c^2}{L_1L_2} - \frac{R_c^2}{L_2^2}\right) \dot{i}_{2\beta} + \frac{L_1L_2}{R_c} \ddot{i}_{2\beta ref} + \left(1 + \frac{L_1}{L_2}\right) u_{c\beta} - \frac{L_1}{L_2} u_{g\beta} + \frac{L_1}{R_c} \dot{u}_{g\beta} - \frac{L_1L_2}{R_c} \left[\varepsilon_2 \operatorname{sign}(s_2) + k_2 s_2 + c_2 \dot{e}_2\right] \end{cases}$$

$$(16)$$

Chứng minh hệ ổn định với luật điều

khiển trên:

Chọn hàm Lyapunov:

$$V_1 = \frac{1}{2} s_1^T s_1 \tag{17}$$

Đạo hàm 2 vế (17) có:

$$\dot{V}_{1} = s_{1}\dot{s}_{1} = s_{1}(c_{1}\dot{e}_{1} + \ddot{e}_{1})$$

$$= s_{1}\left[c_{1}\dot{e}_{1} + f(u_{\alpha eq}) + u_{\alpha n}\right]$$
(18)

Với

$$f\left(u_{aeq}\right) = \left(\frac{1}{L_2C} - \frac{R_c^2}{L_1L_2} - \frac{R_c^2}{L_2^2}\right) i_{1\alpha} - \left(\frac{1}{L_2C} - \frac{R_c^2}{L_1L_2} - \frac{R_c^2}{L_2^2}\right) i_{2\alpha} - \left(\frac{R_c}{L_1L_2} + \frac{R_c^2}{L_2^2}\right) u_{c\alpha} + \frac{R_c}{L_2^2} u_{g\alpha} - \frac{1}{L_2} \dot{u}_{g\alpha} - \ddot{i}_{2\alpha ref} + u_{aeq}$$
(19)

Khi
$$c_1 \dot{e}_1 + f(u_{\alpha eq}) = 0$$
 theo (18) có:
 $\dot{V}_1 = s_1 u_{\alpha n} = s_1 (-sign(s_1) - k_1 s_1)$
 $= -\varepsilon_1 |s_1| - k_1 s_1^2 < 0$
(20)

Từ (20) có thể khẳng định hệ ổn định với luật điều khiển đã đề xuất. Có thể chứng minh tương tự với luật điều khiển $u_{i\beta}$.

Sau đây sẽ tiến hành mô phỏng kiểm tra đánh giá chất lượng bộ điều khiển.

4. MÔ PHỎNG

Bộ biến tần được mô hình hóa bằng cách sử dụng cầu IGBT 3 cấp được điều khiển bằng biến tần PWM với bộ lọc LCL. Máy biến áp ba pha 250 kVA 250V/25kV được sử dụng để kết nối biến tần với lưới phân phối điện năng như Hình 4. TẠP CHÍ KHOA HỌC VÀ CÔNG NGHỆ NĂNG LƯỢNG - TRƯỜNG ĐẠI HỌC ĐIỆN LỰC (ISSN: 1859 - 4557)



Hình 4. Mô hình mô phỏng sử dụng BTNL cho trạm phát điện mặt trời 250 kW

Tham số	Giá trị
L_1, L_2	3,5 mH
C/C_{dc}	40/5 µF
R_c	100 Ω
f_c	4000 Hz
c_1, c_2	5000 μF
u_{dc}/u_{dk}	480/380 V

Thông số mô phỏng:

Trường hợp 1: Bức xạ mặt trời ổn định là 800 W/m^2







Hình 6. Điện áp đầu ra của biến tần





TẠP CHÍ KHOA HỌC VÀ CÔNG NGHỆ NĂNG LƯỢNG - TRƯỜNG ĐẠI HỌC ĐIỆN LỰC (ISSN: 1859 - 4557)



sau máy biến áp

Khi bức xạ mặt trời ổn định, các kết quả trên Hình 1 đến Hình 5 cho thấy, sau thời gian quá độ 0.03 s dòng điện nối lưới ổn đinh; tần số và biến độ của điện áp nối lưới ổn định.

Trường hợp 2: Công suất bức xạ ánh sáng mặt trời giảm từ 1000 W/m^2 xuống 500 W/m^2 tại thời điểm 0,6 giây và tăng trở lại tại thời điểm 1 giây.







Hình 11. Dòng điện 3 pha sau máy biến áp

Khi công suất bức xạ mặt trời thay đổi, kết quả mô phỏng trên Hình 9 đến Hình 11 cho thấy dòng điện nối lưới thay đổi về biên độ song tần số và biên độ của điện áp ổn định.

Nhận xét:

Từ các kết quả mô phỏng thấy rằng bộ điều khiển trượt vòng dòng điện cho chất lượng điều khiển tốt. Đáp ứng đầu ra bám sát tín hiệu đặt với sai số xác lập là 0,02; độ quá chỉnh 16%. Khi thay đổi cường độ bức xạ ánh sáng mặt trời, điện áp đầu ra biến tần và điện áp nối lưới được duy trì ổn định; cường độ dòng điện thay đổi theo tín hiệu đặt.

5. KẾT LUẬN

Trên cơ sở nghiên cứu về BT nối lưới, bài báo này áp dụng điều khiển chế độ trượt cho BT nối lưới LCL. Tác giả đã đi xây dựng mô hình toán học của hệ thống BT và đề xuất thiết kế chi tiết bộ điều khiển. Kết quả mô phỏng cho thấy bộ điều khiển đảm bảo được yêu cầu chất lượng cho hệ biến tần, có thể ứng dụng trong việc hòa lưới nguồn năng lượng tái tạo như điện gió và mặt trời.

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.
- [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 [3].
- [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
- [5] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre, and P. Loh, "Proportional resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters," Electric Power Applications, IEE Proceedings, vol. 153, no. 5, pp. 750–762, Sep. 2006.
- [6] A. Angermann, M. Aicher, and D. Schroder, "Time-optimal tension control forprocessing plants with continuous moving webs", Proc. 35th Annual Meeting- IEEE Industry Applications Society, Rome, Oct. 1999.
- [7] C. Dirscherl, C.M. Hackl, and K. Schechner, "Pole-placement based nonlinear state-feedback control of theDC-link voltage in grid-connected voltage source power converters: A preliminary study," Proc. IEEE International Conference on Control Applications, Sydney, Australia, 21-23 Sept. 2015, pp.207-14.
- [8] Y. Feng, F. Han, X. Yu, "Chattering free full-order sliding-mode control". Automatica, vol.50, no.4, pp.1310-4, 2014.
- [9] Baoquan Liu, Hua Guo et al,"Analysis and Design of a Passively Damping LCL Filter in Three-Phase Converters" Transactions of China Electrotechnical Society, vol. 32, no.2, pp. 195-205, 2017.

Giới thiệu tác giả:



Tác giả Đặng Tiến Trung tốt nghiệp đại học chuyên ngành kỹ sư điện - tự động hóa tại Đại học Bách khoa Hà Nội năm 2004, bảo vệ luận án Tiến sĩ năm 2019 tại Học viện Kỹ thuật quân sự. Hiện nay tác giả là giảng viên Khoa Kỹ thuật điện - Trường Đại học Điện lực.

Lĩnh vực nghiên cứu: ứng dụng các giải pháp điều khiển hiện đại trong hệ thống điện.



Tác giả Tạ Tuấn Hữu tốt nghiệp đại học chuyên ngành Hệ thống điện năm 2001, nhận bằng Thạc sĩ năm 2006 tại Đại học Bách khoa Hà Nội. Hiện nay tác giả là giảng viên Khoa Kỹ thuật điện, Trường Đại học Điện lực.

Lĩnh vực nghiên cứu: bảo vệ rơle và tự động hóa trong hệ thống điện.