

ĐIỀU KHIỂN BỘ CHỈNH LƯU CẦU BA PHA DÙNG KỸ THUẬT TUYẾN TÍNH HÓA HỒI TIẾP

Văn Tấn Lượng¹, Trần Thanh Trang¹, Phan Văn Hiệp¹, Phan Thị Chiêu Mỹ¹

¹Trường Đại học Văn Hiến

LuongVT@vhu.edu.vn

Ngày nhận bài: 15/11/2016; Ngày duyệt đăng: 23/11/2016

TÓM TẮT

Bài báo giới thiệu kỹ thuật tuyến tính hóa hồi tiếp được ứng dụng trong bộ chỉnh lưu cầu ba pha điều chế độ rộng xung (PWM). Trước tiên, dựa vào sự cân bằng công suất vào và ra, mô hình của bộ chỉnh lưu được xây dựng với các biến trạng thái là dòng điện AC và điện áp DC. Sau đó, ứng dụng kỹ thuật tuyến tính hóa hồi tiếp, hệ thống được tuyến tính và luật điều khiển hồi tiếp trạng thái đạt được bằng sự thay thế cực. Với kỹ thuật này, đáp ứng điện áp ngõ ra DC nhanh hơn cấu trúc điều khiển cascade thông thường. Ngoài ra, dòng điện vào được điều khiển hoàn toàn sin và hệ số công suất nguồn có thể được điều khiển bằng 1. Kết quả mô phỏng được đưa ra nhằm kiểm chứng tính khả thi của phương pháp đề xuất.

Từ khóa: bộ chỉnh lưu có điều khiển, điều khiển điện áp DC, kỹ thuật tuyến tính hóa hồi tiếp.

ABSTRACT

Control of Three-Phase PWM Converters using Feedback Linearization

In this paper, a novel nonlinear control scheme is proposed to regulate the DC output voltage and the AC input current of a three-phase pulse-width modulation (PWM) converter. First, depending on the power balance between the input and output sides of the system, the nonlinear model of the PWM converter is derived with the state variables such as AC input currents and DC output voltage. Then, by applying the feedback linearization, the system is linearized and the control law is achieved by pole placement. With this control strategy, the response of the output voltage is faster than conventional cascade control method. In addition, the input current is regulated to be sinusoidal and the source power factor can be controlled at unity. The validity of the control method has been verified by simulation results.

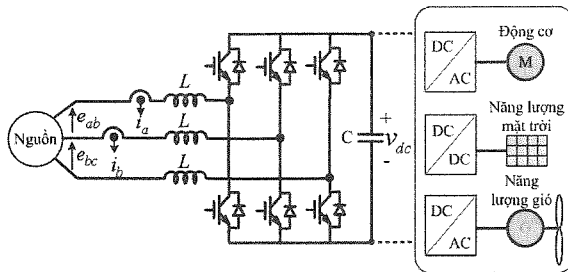
Keywords: AC/DC PWM converter, DC voltage control, feedback linearization.

1. Giới thiệu

Trong những năm gần đây, bộ chỉnh lưu cầu ba pha điều chế độ rộng xung (PWM) dùng IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) đóng vai trò quan trọng trong nền công nghiệp như điều khiển tốc độ động cơ, UPS (Uninterruptible Power Supply), năng lượng gió. Chúng có thể cung cấp nguồn điện không đổi DC, ngõ vào cường độ dòng điện dạng hình sin, hệ số công suất đồng nhất. Ứng dụng đơn giản của bộ chỉnh lưu PWM được thể hiện trong Hình 1. Nhiều công trình nghiên cứu dựa vào quan điểm điều khiển đã được thực hiện. Theo Slotine (1991), cấu trúc bộ điều khiển cascade bao gồm vòng lặp điều khiển điện áp bên ngoài và vòng lặp điều

khiển dòng điện bên trong dùng bộ tích phân tỉ lệ PI (Proportional Integral) được sử dụng phổ biến nhất trong công nghiệp. Với việc sử dụng bộ điều khiển PI, các thông số bộ điều khiển thường được thiết kế không đổi ứng với trường hợp tải không đổi, trong một thời điểm vận hành nhất định của hệ thống. Vì lý do này, khi tải có sự thay đổi thì bộ điều khiển PI sẽ làm việc không còn hiệu quả. Để đạt được kết quả tốt nhất, các thông số bộ điều khiển PI sử dụng trong tính toán phải được điều chỉnh lại để phù hợp với tính chất thay đổi tải của hệ thống. Theo Jung và cộng sự (1998), bộ chỉnh lưu điều chế độ rộng xung PWM được mô hình thành hệ thống không tuyến tính dựa trên sự cân bằng công suất đầu vào

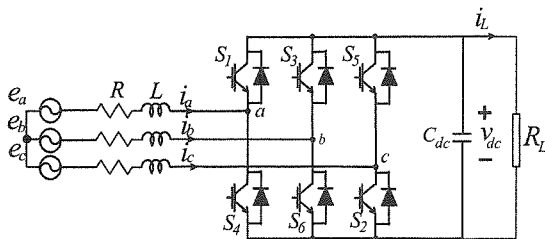
AC và đầu ra DC. Tuy nhiên, dựa trên mô hình này, bộ điều khiển được thiết kế dùng phương pháp phân tích tín hiệu nhỏ chỉ hợp lý tại một thời điểm vận hành nhất định, không thể áp dụng cho toàn bộ phạm vi rộng. Trong bài báo này, kỹ thuật tuyến tính hóa hồi tiếp đã được áp dụng để điều khiển dòng điện và điện áp của bộ chỉnh lưu PWM. Trước tiên, mô hình không tuyến tính của bộ chỉnh lưu được tạo ra và sau đó mô hình này được tuyến tính hóa bằng kỹ thuật tuyến tính hóa hồi tiếp. Cuối cùng, lý thuyết điều khiển tuyến tính được áp dụng để thiết kế bộ điều khiển cho hệ thống được tuyến tính hóa. Kết quả đạt được từ việc mô phỏng bộ chỉnh lưu công suất 2MVA dùng IGBT được đưa ra nhằm kiểm chứng tính khả thi của phương pháp đề xuất.



Hình 1: Ứng bộ của bộ chỉnh lưu AC/DC PWM

2. Mô hình toán học của bộ chỉnh lưu có điều khiển

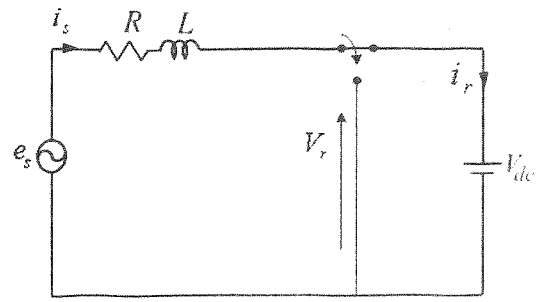
Sơ đồ mạch chỉnh lưu nguồn áp điều chế độ rộng xung PWM và sơ đồ mạch tương đương một pha bộ chỉnh lưu lần lượt được mô tả trong Hình 2 và Hình 3. Trong mạch Hình 2, một tải thuần trở R_L được kết nối ở ngõ ra mạch.



Hình 2: Sơ đồ mạch chỉnh lưu AC/DC

Phương trình điện áp trong hệ trục abc có dạng:

$$e_s = Ri_s + L \frac{di_s}{dt} + v_r \quad (1)$$



Hình 3: Sơ đồ mạch tương đương một pha mạch chỉnh lưu AC/DC

Trong đó: e_s là điện áp nguồn, i_s là dòng điện nguồn, v_r là điện áp ngõ ra bộ chỉnh lưu, R và L lần lượt là điện trở và điện cảm ở ngõ vào vào bộ chỉnh lưu.

Phương trình điện áp trong hệ tọa độ quay dq (synchronous d-q reference frame):

$$e_{de} = Ri_{de} + L \frac{di_{de}}{dt} - \omega Li_{qe} + v_{de} \quad (2)$$

$$e_{qe} = Ri_{qe} + L \frac{di_{dq}}{dt} + \omega Li_{de} + v_{qe} \quad (3)$$

Trong đó: ω là tần số góc của điện áp nguồn. Phương trình cân bằng công suất vào và ra bộ chỉnh lưu:

$$p_{in} = \frac{3}{2} (e_{qe} i_{qe} + e_{de} i_{de}) = v_{dc} i_{dc} \quad (4)$$

Trong đó: v_{dc} và i_{dc} lần lượt là điện áp và dòng điện ngõ ra bộ chỉnh lưu.

Bỏ ra tổn hao điện trở và tổn hao trên khóa linh kiện bán dẫn, dòng điện dc ở ngõ ra:

$$i_{dc} = C \frac{dv_{dc}}{dt} + i_L \quad (5)$$

Trong đó: i_L là dòng điện tải. Từ (4) và (5), ta có:

$$\frac{3}{2} (e_{qe} i_{qe} + e_{de} i_{de}) = C v_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} + v_{dc} i_L \quad (6)$$

Phương trình (6) thể hiện hệ thống là phi tuyến với v_{dc} . Mô hình không gian trạng thái của hệ thống là

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{de} \\ \dot{i}_{qe} \\ \dot{v}_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L}i_{de} + \omega i_{qe} \\ -\frac{R}{L}i_{qe} - \omega i_{de} \\ \frac{3E}{2Cv_{dc}}i_{qe} - \frac{i_r}{C} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -v_{de} \\ E - v_{qe} \end{bmatrix} \quad (7)$$

Trong đó: $E=e_{qe}$ và $e_{de}=0$.

3. Áp dụng kỹ thuật tuyến tính hóa hồi tiếp vào điều khiển bộ chỉnh lưu PWM

3.1. Kỹ thuật tuyến tính hóa hồi tiếp (FL)

Ý tưởng dùng kỹ thuật tuyến tính hóa hồi tiếp là sửa đổi hệ thống phi tuyến bằng cách chuyển đổi và hồi tiếp để có thể có được một mối quan hệ tuyến tính giữa đầu vào và đầu ra của hệ thống (Fukuda và cộng sự, 1993.; Sul và cộng sự, 2011). Như vậy, kỹ thuật tuyến tính hóa hồi tiếp là để loại bỏ tính phi tuyến của hệ thống thông qua các đầu vào của hệ thống. Sau đó, quá độ mong muốn có thể được áp đặt đối với hệ thống bằng cách thêm vào một ngõ vào điều khiển mới.

Xét một hệ thống phi tuyến đa đầu vào đa đầu ra (MIMO) với đầu m vào và m đầu ra:

$$\dot{x} = f(x) + gu \quad (8)$$

$$y = h(x) \quad (9)$$

Trong đó: x là vector trạng thái, u là ngõ vào điều khiển, y là ngõ ra, f và g là trường vector phẳng, và h là hàm vô hướng phẳng.

Mục tiêu của việc tuyến tính hóa ngõ ra - ngõ vào của hệ thống MIMO là lấy vi phân biến ngõ ra của hệ thống cho đến khi xuất hiện biến ngõ vào. Lấy vi phân hai vế của phương trình (9):

$$\dot{y}_i = L_f h_i + \sum_{j=1}^m (L_{g_j} h_i) u_j \quad (10)$$

Trong đó: $L_f h$ và $L_{g_j} h$ lần lượt là đạo hàm của hàm $h(x)$ theo $f(x)$ và $g(x)$.

Giả sử r_i là cấp đạo hàm nhỏ nhất để ít nhất một trong biến ngõ vào trong phương trình (10) xuất hiện:

$$y_i^{(r_i)} = L_i^{r_i} h_i + \sum_{j=1}^m L_{g_j} L_f^{r_i-1} h_i u_j \quad (11)$$

Trong đó: $L_{g_j} L_f^{r_i-1} h_i \neq 0$ với $j \geq 1$.

Ngõ ra y_j ứng với $j > 1$ được viết lại như sau:

$$\begin{bmatrix} y_1^{(r_1)} \\ \dots \\ y_m^{(r_m)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1 \\ \dots \\ L_f^{r_m} h_m \end{bmatrix} + D \cdot \begin{bmatrix} u_1 \\ \dots \\ u_{jm} \end{bmatrix} \quad (12)$$

Trong đó: D là ma trận $m \times m$, có dạng như sau:

$$D = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1 & \dots & L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1 \\ L_{g_1} L_f^{r_m-1} h_m & \dots & L_{g_m} L_f^{r_m-1} h_m \end{bmatrix} \quad (13)$$

Nếu định thức ma trận $D \neq 0$ thì phương trình (12) được viết lại như sau:

$$u = D^{-1} \begin{bmatrix} \gamma_1 - L_f^{r_1} h_1 \\ \dots \\ \gamma_m - L_f^{r_m} h_m \end{bmatrix} \quad (14)$$

Trong đó: γ_i là biến ngõ vào của hệ thống. Mối quan hệ giữa ngõ vào và ngõ ra được cho bởi:

$$y_i = \gamma_i \quad (15)$$

Tại điểm này, quá độ mong muốn có thể được áp đặt đối với hệ thống bằng cách thêm vào một ngõ vào điều khiển mới.

3.2. Áp dụng kỹ thuật tuyến tính hóa hồi tiếp vào bộ chỉnh lưu AC/DC PWM

Từ phương trình (7), các biến trạng thái i_{qe} và v_{dc} là các biến ngõ ra của hệ thống:

$$\begin{aligned} y_1 &= h_1(x) = i_{de} \\ y_2 &= h_2(x) = v_{dc} \end{aligned} \quad (16)$$

Lấy vi phân biến ngõ ra y_j theo thời gian, ta có:

$$\begin{aligned} \dot{y}_1 &= L_f h_1 + (L_{g_1} h_1) u_1 + (L_{g_2} h_1) u_2 \\ &= \frac{di_{de}}{dt} = -\frac{R}{L} i_{de} + \omega i_{qe} - \frac{1}{L} u_1 \end{aligned} \quad (17)$$

Trong đó: $(L_{g_2} h_1) = 0$ và $u_1 = v_{de}$

Lấy vi phân cấp 1 và cấp 2 biến ngõ ra y_2 theo thời gian, ta có:

$$\begin{aligned} \dot{y}_2 &= L_f h_2 + (L_{g_1} h_2) u_1 + (L_{g_2} h_2) u_2 \\ &= \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{3E}{2Cv_{dc}} i_{qe} - \frac{i_L}{C} \end{aligned} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} \ddot{y}_2 &= L_f (L_f h_2) + L_{g_1} (L_f h_2) u_1 + \\ &+ L_{g_2} (L_f h_2) u_2 \\ &= \frac{d^2 v_{dc}}{dt^2} = \frac{3E}{2Cv_{dc}} \left(-\frac{R}{L} i_{qe} - \omega i_{de} \right) - \\ &- \frac{3E i_{qe}}{2Cv_{dc}^2} \left(\frac{3E}{2Cv_{dc}} i_{qe} - \frac{i_L}{C} \right) + \\ &+ \frac{i_L}{C} + \frac{3E}{2LCv_{dc}} (E - u_2) \end{aligned} \quad (19)$$

Trong đó: $(L_{g_1} h_2) = 0$, $(L_{g_2} h_2) = 0$,
 $L_{g_1} (L_f h_2) = 0$ và $u_2 = v_{qe}$

Phương trình (18) và (19) được viết lại dưới dạng ma trận:

$$\begin{pmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_1 \\ A_2 \end{pmatrix} + D \cdot \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} \quad (20)$$

Trong đó:

$$A_1 = -\frac{R}{L} i_{de} + \omega i_{qe}$$

$$\begin{aligned} A_2 &= \frac{3E}{2Cv_{dc}} \left(-\frac{R}{L} i_{qe} - \omega i_{de} \right) - \\ &- \frac{3E i_{qe}}{2Cv_{dc}^2} \left(\frac{3E}{2Cv_{dc}} i_{qe} - \frac{i_L}{C} \right) + \frac{i_L}{C} + \frac{3E^2}{2LCv_{dc}} \end{aligned}$$

$$D = \begin{pmatrix} -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{3E}{2LCv_{dc}} \end{pmatrix}$$

Vì định thức D khác không nên luật điều khiển đạt được như sau:

$$\begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} = D^{-1} \left[-\begin{pmatrix} A_1 \\ A_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \gamma_1 \\ \gamma_2 \end{pmatrix} \right] \quad (21)$$

Biến ngõ vào điều khiển mới đạt được như sau:

$$\begin{pmatrix} \gamma_1 \\ \gamma_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dot{y}_1^* - k_{11} e_1 \\ \ddot{y}_2^* - k_{21} \dot{e}_2 - k_{22} e_2 \end{pmatrix} \quad (22)$$

Trong đó: $e_1 = y_1^* - y_1$ và $e_2 = y_2^* - y_2$.

Các sai số được định dạng như sau:

$$\dot{e}_1 + k_{11} e_1 = 0 \quad (23)$$

$$\ddot{e}_2 + k_{21} \dot{e}_2 + k_{22} e_2 = 0 \quad (24)$$

Trong đó: k_{11} , k_{21} và k_{22} là các độ lợi.

Mặc dù hệ thống phi tuyến có thể được tuyến tính hóa bởi kỹ thuật tuyến tính hóa hồi tiếp, nhưng có sự sai số khi thông số hệ thống thay đổi. Để loại bỏ sai số này, chúng ta thêm vào bộ điều khiển tích phân vào phương trình (22) như sau:

$$\begin{pmatrix} \gamma_1 \\ \gamma_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dot{y}_1^* - k_{11} e_1 - k_{12} \int e_1 dt \\ \ddot{y}_2^* - k_{21} \dot{e}_2 - k_{22} e_2 - k_{23} \int e_2 dt \end{pmatrix} \quad (25)$$

Từ (25), quá độ sai số đạt được như sau:

$$\ddot{e}_1 + k_{11} \dot{e}_1 + k_{12} e_1 = 0 \quad (26)$$

$$\ddot{e}_2 + k_{21} \dot{e}_2 + k_{22} e_2 + k_{23} e_2 = 0 \quad (27)$$

Các độ lợi được xác định bằng phương pháp định vị trí các cực trong mặt phẳng phức [6]-[8].

Để đảm bảo tính chính xác của bộ điều khiển, ngõ vào điều khiển trong phương trình (21) được viết lại như sau:

$$u_1 = [Ri_{de} - \omega Li_{qe} + L\gamma_1] \quad (28)$$

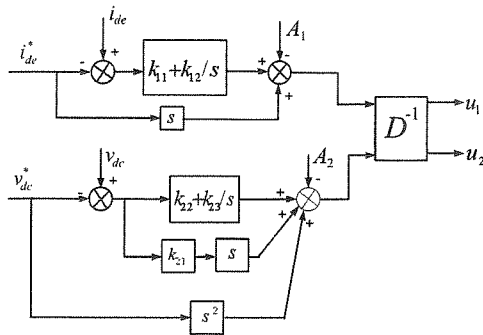
$$\begin{aligned} u_2 &= Ri_{qe} + \omega Li_{de} + \frac{2LCv_{dc}}{3E} \gamma_2 + \\ &+ \frac{2Lv_{dc}}{3E} \dot{i}_L + \frac{Li_{qe}}{v_{dc}} \left(\frac{3E}{2Cv_{dc}} i_{qe} - \frac{i_L}{C} \right) - E \end{aligned} \quad (29)$$

Thành phần đạo hàm của dòng điện tải, i_L trong phương trình (29) quyết định đáp ứng quá độ nhanh của hệ thống.

Từ phương trình (28) và (29), điện áp tham chiếu theo phương dọc trục và ngang trục được dùng cho việc điều chế độ rộng

xung lần lượt là $v_{de}^* = -u_1$ và $v_{qe}^* = -u_2$. Kỹ thuật điều chế độ rộng xung vector không gian được áp dụng trong bài báo này.

Sơ đồ khối điều khiển dùng kỹ thuật tuyến tính hóa hồi tiếp của bộ chỉnh lưu được thể hiện trong Hình 4.



Hình 4: Sơ đồ khối điều khiển dùng kỹ thuật tuyến tính hóa hồi tiếp

4. Mô phỏng

Để chứng minh vận hành của hệ thống dùng kỹ thuật tuyến tính hóa hồi tiếp, công việc mô phỏng dùng phần mềm PSIM 9.03 đã được tiến hành cho bộ chỉnh lưu công suất 2 MVA. Các thông số thiết kế cho bộ chỉnh lưu được thể hiện như trong Bảng 1.

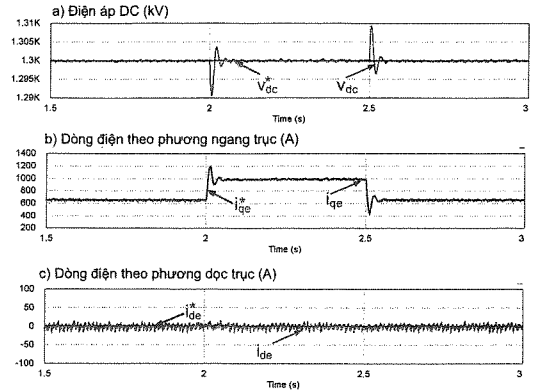
Bảng 1: Thông số của bộ chỉnh lưu

Thông số	Giá trị
Công suất	2 MVA
Điện áp nguồn/Tần số	690Vrms/60Hz
Điện áp DC	1300V
Tần số đóng cắt	2,5kHz
Điện cảm	0,3mH
Tụ DC	0,1F

Việc mô phỏng được tiến hành trong hai trường hợp dùng bộ điều khiển tích phân tỉ lệ (PI) và dùng kỹ thuật tuyến tính hóa hồi tiếp. Với bộ điều khiển tích phân tỉ lệ, độ lợi PI của bộ điều khiển điện áp và dòng điện được thiết kế lần lượt là $k_{pvdc}=10,05$ và $k_{ivdc}=568,41$ và $k_{pi}=0,6$ và $k_{ii}=2$, đảm bảo độ vọt lố của đáp ứng là nhỏ nhất. Với điều khiển dùng kỹ thuật tuyến tính hóa hồi tiếp, các giá trị độ lợi được tính toán theo vị trí cực mong muốn trong mặt phẳng phức tại $s_{1,2}=-75\pm j50$ cho bộ điều khiển dòng điện và $s_3=-30$, $s_{4,5}=-30\pm j25$ cho bộ điều khiển điện áp, đảm bảo vòng lặp của hệ thống ổn định, độ vọt lố là cực tiểu. Thông thường, thời

gian lấy mẫu của vòng lặp điều khiển điện áp thường được lựa chọn lớn hơn 8 lần thời gian lấy mẫu của vòng lặp điều khiển dòng điện (Blasko, 1997). Phương pháp đề xuất cho kết quả đáp ứng nhanh hơn và độ vọt lố nhỏ hơn, so với việc dùng bộ điều khiển PI.

4.1. Khảo sát sự thay đổi tải



Hình 5: Đáp ứng hệ thống dùng điều khiển cascade PI khi công suất tải tăng 0,6MW đến 0,9MW và giảm về 0,6MW

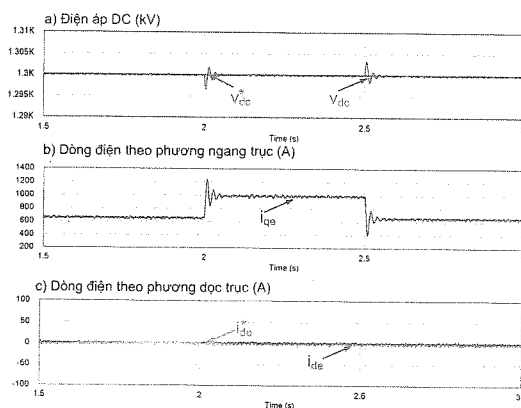
Hình 5 thể hiện kết quả mô phỏng dùng bộ điều khiển cascade PI, khi công suất tải tăng từ 0,6MW lên 0,9MW và giảm trở về 0,6MW. Như được thấy trên Hình 5(a), điện áp DC đo (v_{dc}) được điều khiển sao cho giá trị điện áp của nó bằng giá trị điện áp DC tham chiếu (v_{dc}^*) là 1300V. Tuy nhiên, khi tải tăng tại thời gian là 2s và khi tải giảm tại thời gian là 2,5s thì điện áp DC đo được có sự tăng hoặc giảm 1 ít so với giá trị tham chiếu của nó. Cụ thể, khi tải thay đổi, điện áp DC đo được được thấp nhất là 1,289kV và cao nhất là 1,309kV. Do đó độ lệch sai số phần trăm lớn nhất giữa v_{dc} và v_{dc}^* là 0,846%.

Hình 5(b) và 5(c) lần lượt thể hiện dòng điện vào bộ chỉnh lưu theo phương ngang trục (i_{qe}) và dòng điện vào bộ chỉnh lưu theo phương dọc trục (i_{de}). Khi tải tăng tại thời gian là 2s và khi tải giảm tại thời gian là 2,5s thì dòng điện i_{qe} cũng tăng lên, luôn theo giá trị tham chiếu (i_{qe}^*), trong khi đó dòng điện vào bộ chỉnh lưu theo phương dọc trục (i_{de}) được điều khiển bằng 0 ($i_{de}^* = 0$).

Hình 6 thể hiện kết quả mô phỏng dùng kỹ

thuật tuyến tính hóa hồi tiếp, khi công suất tải tăng từ 0,6MW lên 0,9MW và giảm trở về 0,6MW. Như ta thấy trên Hình 6a, điện áp v_{dc} được điều khiển theo giá trị điện áp DC tham chiếu (v_{dc}^*) là 1300V. Tuy nhiên, khi tải thay đổi, điện áp DC đo được thấp nhất là 1.297kV tại thời gian là 2s và cao nhất là 1.302kV tại thời gian là 2,5s. Do đó độ lệch sai số phần trăm lớn nhất giữa v_{dc} và v_{dc}^* là 0.231%.

Hình 6b và 6c lần lượt thể hiện dòng điện vào bộ chỉnh lưu theo phương ngang trục (i_{qe}) và dòng điện vào bộ chỉnh lưu theo phương dọc trục (i_{dc}). Dòng điện i_{dc} cũng được điều khiển theo sát giá trị tham chiếu của chúng, và giá trị này bằng 0.



Hình 6: Đáp ứng hệ thống dùng kỹ thuật tuyến tính hóa hồi tiếp khi công suất tải tăng 0,6MW đến 0,9MW và giảm về 0,6MW

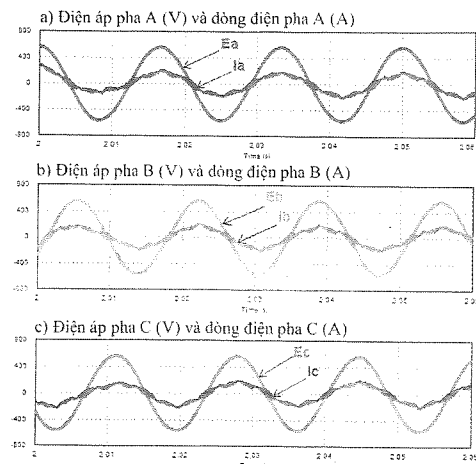
4.2. Điều khiển hệ số công suất nguồn luôn bằng 1

Hình 7 thể hiện hệ số công suất nguồn được điều khiển bằng 1. Mặc dù hệ số công suất không được thể hiện ở đây, nhưng việc điều khiển hệ số công suất sớm pha hay trễ pha đều có thể thực hiện được.

Lúc này, thành phần dòng điện dọc trục (hay còn gọi là thành phần dòng điện phản kháng) đi vào bộ chỉnh lưu được điều khiển

bằng 0 ($i_{dc}^* = 0$). Hay nói cách khác, công suất phản kháng được điều khiển bằng 0. Do đó, hệ số công suất nguồn luôn bằng 1 vì hệ số công suất nguồn $\cos\varphi = \frac{P}{\sqrt{P^2+Q^2}} = 1$. Trong

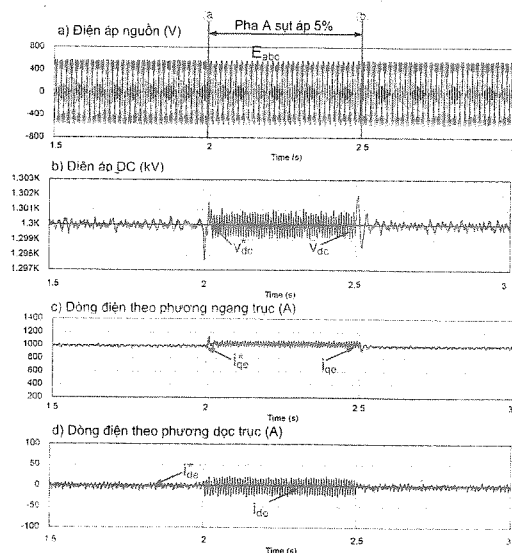
đó, P và Q lần lượt là công suất tác dụng và công suất phản kháng của nguồn. Thông thường, các bộ chỉnh lưu công suất có thể dùng để điều khiển phát công suất phản kháng để nâng cao hệ số công suất $\cos\varphi$ lên trong trường hợp điện áp nguồn thấp hơn điện áp nguồn định mức.



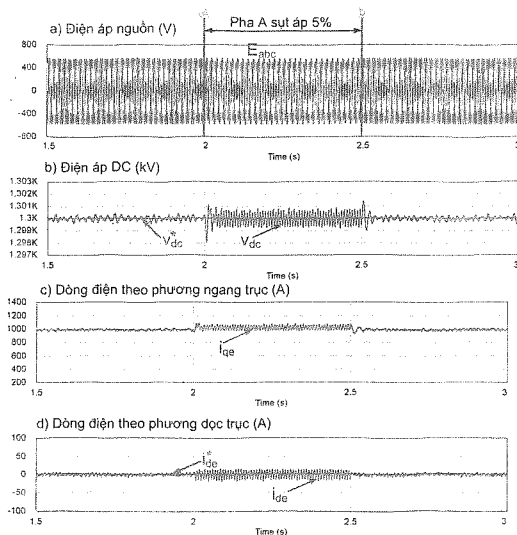
Hình 7: Điều khiển hệ số công suất nguồn bằng 1

4.3. Khảo sát nguồn không cân bằng

Hình 8 và 9 lần lượt thể hiện kết quả mô phỏng dùng điều khiển cascade PI và kỹ thuật tuyến tính hóa hồi tiếp, trong trường hợp điện áp nguồn pha A giảm 5% và công suất tải là 0,9MW.



Hình 8: Đáp ứng hệ thống dùng điều khiển cascade PI khi pha A giảm 5%



Hình 9: Đáp ứng hệ thống dùng kỹ thuật tuyến tính hóa hồi tiếp khi pha A giảm 5%

Như ta thấy trên hình 8(b) và 9(b), độ lệch sai số phần trăm lớn nhất giữa v_{dc} và v_{dc}^* trong hai trường hợp dùng điều khiển cascade PI

và kỹ thuật tuyến tính hóa hồi tiếp lần lượt là 0,192% và 0,152%. Điều này chứng tỏ rằng kỹ thuật tuyến tính hóa hồi tiếp cho kết quả vận hành tốt hơn phương pháp điều khiển cascade PI.

5. Kết luận

Kỹ thuật điều khiển tuyến tính hóa hồi tiếp đã được nghiên cứu áp dụng trong bài báo này nhằm nâng cao khả năng điều khiển của bộ chỉnh lưu cầu ba pha có điều khiển PWM. Với kỹ thuật này, tính phi tuyến của mô hình được loại bỏ nên từ đó luật điều khiển tuyến tính được áp dụng bằng phương pháp định vị các cực. Chiến lược điều khiển này có thể tạo ra vận hành hệ thống được tốt hơn trong trạng thái quá độ khi tải thay đổi hoặc sụt điện áp nguồn. Tính khả thi của phương pháp đề xuất đã được chứng minh bằng các kết quả đạt được từ việc mô phỏng bộ chỉnh lưu công suất 2MVA dùng IGBT.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Slotine J. J. E. and Li W., 1991. *Applied nonlinear control*, Prentice Hall.
- [2] Jung J., Lim S. and Nam K., 1998. *A feedback linearizing control scheme for a PWM converter-inverter having a very small dc-link capacitor*, IEEE IAS Conf. Rec., in St. Louis, pp.1497-1503.
- [3] Sugimoto H., Moritomo S. and Yano M., 1988. *A high performance control method of a voltage-type PWM converter*, IEEE PESC Conf. Rec., in Kyoto, pp.360-368.
- [4] Fukuda S., Iwaji Y. and Aoyama T., 1993. *Modeling and control of sinusoidal PWM rectifiers*, EPE Proc., in Brighton, pp.115-120.
- [5] Sul S. K., 2011. *Control of Electric Machine Drive System*. Piscataway, NJ: IEEE Press.
- [6] Chen C. T., 1999. *Linear System Theory and Design*. New York: Oxford Univ. Press.
- [7] Van T. L., Nguyen T. D., Tran T. T. and Nguyen H. D., 2015. Advanced control strategy of back-to-back PWM converter in PMSG wind turbine system, *Advances in Electrical and Electronic Engineering (AEEE) - Power Engineering and Electrical Engineering*, Vol.13, No.2, pp.81-95.
- [8] Van T. L., Huynh L. M. T., Trang T. T., Nguyen D. C., 2015. "Improved Control Strategy of Three-Phase Four-Wire Inverters Using Sliding Mode Input-Output Feedback Linearization under Unbalanced and Nonlinear Load Conditions", *The International Conference on Advanced Engineering – Theory and Applications 2015 (AETA 2015)*, Vietnam.
- [9] Blasko V. and Kaura V., 1997. "A new mathematical model and control of a three-phase ac-dc voltage source converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol.12, pp.116-123.