

ĐIỀU KHIỂN BỘ BIẾN ĐỔI AC/DC PWM DÙNG KỸ THUẬT ĐIỀU KHIỂN BACKSTEPPING

Nguyễn Thị Thanh Trúc, Nguyễn Thị Bích Hậu*

Trường Đại học Công Thương Thành phố Hồ Chí Minh

**Email: hauntb@huit.edu.vn*

Ngày nhận bài: 03/5/2023; Ngày chấp nhận đăng: 28/6/2023

TÓM TẮT

Bài báo trình bày kỹ thuật điều khiển phi tuyến cho bộ biến đổi AC/DC ba pha hai bậc dựa vào điều khiển backstepping. Đầu tiên, mô hình phi tuyến tính đã được áp dụng trong hệ tọa độ quay (dq). Sau đó, bộ điều khiển điện áp tụ DC và dòng điện lưới được thiết kế dựa vào lý thuyết điều khiển backstepping. Dựa vào kỹ thuật điều khiển đề xuất, bộ biến đổi AC/DC ba pha hai bậc cho kết quả vận hành tốt hơn so với bộ điều khiển tích phân - tỷ lệ (PI) truyền thống. Việc mô phỏng bộ biến đổi AC/DC ba pha hai bậc dùng PSIM đã được thực hiện để kiểm chứng bộ điều khiển đề xuất.

Từ khóa: Bộ biến đổi AC/DC ba pha hai bậc, điều chế độ rộng xung (PWM), điều khiển backstepping.

1. GIỚI THIỆU

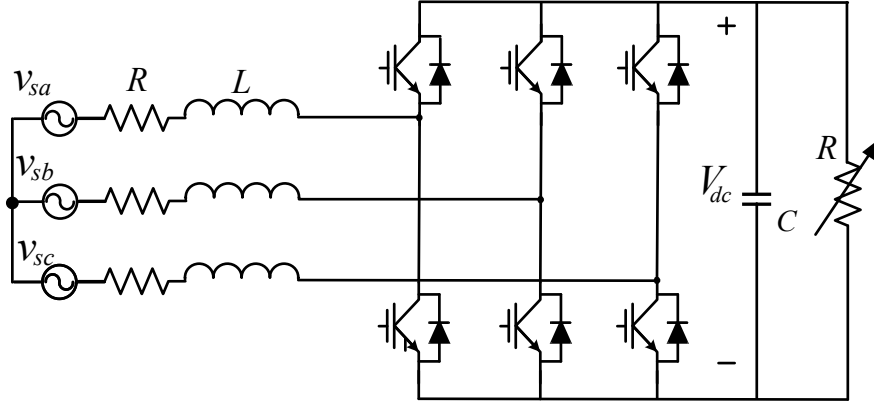
Trong những năm gần đây, những bộ biến đổi AC/DC đã và đang phát triển mạnh mẽ và có vai trò ngày càng quan trọng trong các lĩnh vực ứng dụng khác nhau trong công nghiệp như ứng dụng làm bộ nguồn cho động cơ DC, cải thiện hệ số công suất nguồn, bộ nguồn cung cấp cho các bộ nghịch lưu,... Trong đó, bộ chỉnh lưu diode truyền thống được sử dụng rộng rãi vì những ưu điểm như: cấu trúc đơn giản, giá thành thấp và độ tin cậy cao. Tuy nhiên, nhược điểm của nó là hệ số công suất thấp và thành phần THD (total harmonic distortion) của dòng điện ngõ vào cao [1-5].

Để khắc phục khuyết điểm của bộ chỉnh lưu truyền thống nói trên, một trong những bộ biến đổi được sử dụng là bộ PWM ba pha hai bậc. Ưu điểm của bộ này là nâng cao hệ số công suất, giảm sóng hài dòng điện ở ngõ vào. Các kỹ thuật điều khiển bộ chỉnh lưu được quan tâm là điều khiển công suất tức thời trực tiếp (DPC) thông qua việc lập bảng các vector điều khiển đóng ngắt các khóa linh kiện điện tử công suất và điều khiển định hướng điện áp (VOC) [6-10]. Với kỹ thuật DPC trong [6-7], khả năng lựa chọn trạng thái đóng cắt linh hoạt có thể tăng cường các tính năng ở trạng thái xác lập như dòng điện sin, độ méo dạng thấp và nâng cao hệ số công suất ngõ vào bộ chỉnh lưu. Với kỹ thuật VOC trong [8-10], vector điện áp dây được định hướng trong hệ tọa độ quay và dòng điện tham chiếu theo phương ngang trục được tạo ra bởi bộ điều khiển điện áp DC. Tuy nhiên, vận hành của hệ thống phụ thuộc vào vòng lặp điều khiển dòng điện mà việc thiết kế thông số của bộ điều khiển dòng điện dùng PI là công việc không đơn giản. Khi tải thay đổi ở một thời điểm vận hành nào đó thì thông số của bộ điều khiển dòng điện dùng PI không còn làm việc hiệu quả. Mặc dù vậy, vấn đề điều khiển điện áp trên tụ hằng số vẫn chưa giải quyết một cách triệt để.

Hiện nay hướng nghiên cứu về bộ biến đổi AC/DC vẫn còn là một hướng nghiên cứu mới. Kỹ thuật điều khiển điện áp và dòng điện dựa vào bộ điều khiển PI đã được sử dụng để điều khiển bộ biến đổi điện tử công suất nhằm đạt được mục đích như: nâng cao chất lượng dòng điện nguồn và nâng cao hệ số công suất. Tuy nhiên, để đạt được kết quả tốt nhất, các thông số của bộ điều khiển PI sử dụng trong tính toán phải điều chỉnh theo tính chất của hệ thống.

Bài báo này đề xuất kỹ thuật điều khiển backstepping cho bộ biến đổi AC/DC ba pha. Trong đó, mô hình phi tuyến tính của bộ biến đổi AC/DC được thực hiện trong hệ tọa độ quay (dq). Ngoài ra, bộ điều khiển điện áp tụ DC và dòng điện lưới được thiết kế dùng lý thuyết điều khiển phi tuyến (backstepping). Với điều khiển đề xuất, bộ biến đổi AC/DC ba pha hai bậc cho đáp ứng vận hành tốt hơn, so với bộ điều khiển tích phân - tỷ lệ truyền thống.

2. MÔ HÌNH BỘ BIẾN ĐỔI AC/DC BA PHA HAI BẬC



Hình 1. Mô hình bộ biến đổi AC/DC ba pha hai bậc

Mô hình bộ biến đổi AC/DC ba pha ba bậc được thể hiện ở Hình 1, trong đó các thành phần cơ bản của bộ biến đổi bao gồm 6 IGBT và tụ lọc C.

Phương trình điện áp trong hệ trục abc:

$$v_s = Ri + L \frac{di}{dt} + v \quad (1)$$

Trong đó: v_s là điện áp nguồn và i là dòng điện nguồn, v là điện áp đưa vào bộ biến đổi

Phương trình điện áp trong hệ tọa độ quay [10]:

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

$$v_{sqe} = Ri_{qe} + L \frac{di_{qe}}{dt} + \omega_e Li_{de} + v_{qe} \quad (3)$$

Trong đó: L là cảm kháng, R là điện trở, v_{sde} và v_{sqe} lần lượt là điện áp nguồn theo phương d và phương q , v_{de} và v_{qe} lần lượt là điện áp đưa vào bộ biến đổi theo phương d và phương q , i_{de} và i_{qe} lần lượt là dòng điện vào bộ biến đổi theo phương d và phương q .

Điện áp DC link được điều khiển bằng việc cân bằng công suất phía AC và DC, được thể hiện như sau:

$$P = \frac{3}{2} (v_{sde} i_{de} + v_{sqe} i_{qe}) = V_{dc} i_{dc} \quad (4)$$

Phía đầu ra DC, ta có phương trình:

$$i_{dc} = C \frac{dV_{dc}}{dt} + \frac{V_{dc}}{R_L} \quad (5)$$

Từ (4) và (5), ta có:

$$\frac{3}{2} (v_{sde} i_{de} + v_{sqe} i_{qe}) = CV_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} + \frac{V_{dc}^2}{R_L} \quad (6)$$

Từ (2), (3) và (6) một mô hình không gian trạng thái của hệ thống được đưa ra bởi:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{de} \\ \dot{i}_{qe} \\ \dot{V}_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L}i_{de} + \omega i_{qe} \\ -\frac{R}{L}i_{qe} + \omega i_{de} \\ \frac{3}{2CV_{dc}}(v_{sde}i_{de} + v_{sqe}i_{qe}) - \frac{V_{dc}}{R_L C} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sde} - v_{de} \\ v_{sqe} - v_{qe} \end{bmatrix} \quad (7)$$

3. ĐIỀU KHIỂN BỘ BIẾN ĐỔI AC/DC BA PHA HAI BẬC DÙNG BACKSTEPPING

Lý thuyết tuyến tính hóa hồi tiếp cho các hệ thống đa biến được mô tả như sau [11]:

Từ hệ thống (7) suy ra:

$$\dot{x} = f(x) + g_1(x)u_d + g_2(x)u_q \quad (8)$$

$$\text{Đặt: } \beta = \frac{1}{R_L} \text{ và } \beta = \beta_n + \Delta\beta$$

Từ hệ thống (8), ta có thể biến đổi thành:

$$\dot{x} = \bar{f}(x) + \Delta f(x) + g(x)u \quad (9)$$

$$\text{Trong đó: } \bar{f}(x) = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L}i_{de} + \omega i_{qe} \\ -\frac{R}{L}i_{de} - \omega i_{de} \\ \frac{2}{3CV_{dc}}(v_{sde}i_{de} + v_{sqe}i_{qe}) - \frac{\beta_n V_{dc}}{C} \end{bmatrix} \text{ và } \Delta f(x) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{-\Delta\beta V_{dc}}{C} \end{bmatrix}$$

Mục tiêu của điều khiển là làm cho điện áp đầu ra DC bám điện áp đầu ra tham chiếu, ta nên chọn điện áp đầu ra DC là một trong các biến đầu ra. Do đó, chúng ta chọn biến đầu ra của hệ thống truyền động bộ biến đổi PWM dưới dạng:

$$\begin{cases} y_1 = h_1(x) = V_{dc} \\ y_2 = L_f h_1(x) \\ y_3 = i_{de} \end{cases} \quad (10)$$

Sau đó, mô hình động của bộ chỉnh lưu PWM trong tọa độ mới được đưa ra bởi:

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \\ \dot{y}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{\bar{f}}h_1 + L_{\Delta f}h_1 + L_{g_1}h_1u_{de} + L_{g_2}h_1u_{qe} \\ L_{\bar{f}}^2h_1 + L_{\Delta f}L_{\bar{f}}h_1 + L_{g_1}L_{\bar{f}}h_1u_{de} + L_{g_2}L_{\bar{f}}h_1u_{qe} \\ L_{\bar{f}}h_2 + L_{\Delta f}h_2 + L_{g_1}h_2u_{de} + L_{g_2}h_2u_{qe} \end{bmatrix} \quad (11)$$

Trong đó:

$$L_{\bar{f}}h_1(x) = \frac{2}{3CV_{dc}}(v_{sde}i_{de} + v_{sqe}i_{qe}) - \frac{\beta_n V_{dc}}{C}, L_{\bar{f}}h_2(x) = -\frac{R}{L}i_{de} + \omega i_{qe}$$

$$L_{\Delta f}h_1(x) = -\frac{\Delta\beta V_{dc}}{C}, L_{\Delta f}h_2(x) = 0$$

$$L_{\bar{f}}^2 h_1(x) = \frac{2(v_{sde}f_1(x) + v_{sqe}f_2(x))}{3CV_{dc}} - \left\{ \frac{2(v_{sde}i_{de} + v_{sqe}i_{qe})}{3CV_{dc}} + \frac{\beta_n}{C} \right\} f_3$$

$$L_{\Delta f} L_{\bar{f}} h_1(x) = \left\{ \frac{2(v_{sde}i_{de} + v_{sqe}i_{qe})}{3C^2V_{dc}} + \frac{\beta_n V_{dc}}{C^2} \right\} \Delta\beta$$

$$L_{g1} h_1(x) = L_{g2} h_1(x) = 0, L_{g1} h_2(x) = \frac{1}{L}, L_{g2} h_2(x) = 0$$

$$L_{g1} L_{\bar{f}} h_1(x) = \frac{2v_{sde}}{3LCV_{dc}}, L_{g2} L_{\bar{f}} h_1(x) = \frac{2v_{sqe}}{3LCV_{dc}}$$

Để tách hai đầu vào điều khiển, chúng ta xây dựng các đầu vào điều khiển mới như sau:

$$\begin{bmatrix} \bar{u}_{de} \\ \bar{u}_{qe} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{g1} L_{\bar{f}} h_1 u_{de} + L_{g2} L_{\bar{f}} h_1 u_{qe} \\ L_{g1} h_2 u_{de} + L_{g2} h_2 u_{qe} \end{bmatrix} \quad (12)$$

Khi đó, hệ thống có thể được viết lại như sau:

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \\ \dot{y}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_2 \\ L_{\bar{f}}^2 h_1 \\ L_{\bar{f}} h_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{u}_{de} \\ \bar{u}_{qe} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{\Delta f} h_1 \\ L_{\Delta f} L_{\bar{f}} h_1 \\ L_{\Delta f} h_2 \end{bmatrix} \quad (13)$$

Trong đó:

$$L_{\Delta f} h_1(x) = \Delta\beta \left\{ -\frac{V_{dc}}{C} \right\} = \theta\varphi_1(x)$$

$$L_{\Delta f} L_{\bar{f}} h_1(x) = \Delta\beta \left\{ \frac{2(v_{sde}i_{de} + v_{sqe}i_{qe})}{3C^2V_{dc}} + \frac{\beta_n V_{dc}}{C^2} \right\} = \theta\varphi_2(x)$$

$$L_{\Delta f} h_2(x) = 0$$

Hệ thống (13) chứa 2 hệ thống con riêng biệt.

Hệ thống con thứ nhất:

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = y_2 \\ \dot{y}_2 = L_{\bar{f}}^2 h_1 + \bar{u}_{de} \end{cases} \quad (14)$$

Hệ thống con thứ hai:

$$\dot{y}_3 = L_{\bar{f}} h_2 + \bar{u}_{qe} \quad (15)$$

Trong đó, u_{de} và u_{qe} lần lượt là điều khiển đầu vào của hệ thống con (7) và (8). Cấu trúc này cho phép chúng ta thuận tiện sử dụng kỹ thuật thiết kế backstepping thích ứng để có bộ điều khiển mong muốn. Sự không chắc chắn của hệ thống bây giờ được phản ánh bởi tham số θ chưa biết.

$$\dot{y} = \bar{A}(x) + \Delta A(x) + B(x)\bar{U} \quad (16)$$

Trong đó:

$$\bar{A}(x) = \begin{bmatrix} e_2 \\ L_{\bar{f}}^2 h_1 \\ L_{\bar{f}} h_2 \end{bmatrix}, \Delta A(x) = \begin{bmatrix} \theta \varphi_1(x) \\ \theta \varphi_2(x) \\ 0 \end{bmatrix}, B(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Để có được hiệu suất nhất thời tốt, mô hình tham chiếu tuyến tính:

$$\dot{y}_m = k_m y_m + B_m u_{ref}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_{m1} \\ \dot{y}_{m2} \\ \dot{y}_{m3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -k_{m1} & k_{m2} & 0 \\ 0 & 0 & k_{m1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_{m1} \\ y_{m2} \\ y_{m3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ k_{m1} & 0 \\ 0 & k_{m3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{dc}^* \\ i_{de}^* \end{bmatrix} \quad (17)$$

Xác định các sai số là:

$$e = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_1 - y_{m1} \\ y_2 - y_{m2} \\ y_3 - y_{m3} \end{bmatrix} \quad (18)$$

Và sử dụng phép biến đổi sau:

$$\tilde{U} = \begin{bmatrix} \tilde{u}_{de} \\ \tilde{u}_{qe} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{u}_{de} + k_{m1} y_{m1} + k_{m2} y_{m2} - k_{m1} V_{dc}^* \\ \bar{u}_{qe} + k_{m3} y_{m3} - k_{m3} i_{de}^* \end{bmatrix} \quad (19)$$

Khi đó, phương trình vi phân các sai số được suy ra như sau:

$$\dot{e} = \bar{A}(x) + \Delta A(x) + B(x) \tilde{U} \quad (20)$$

Sai số tham số không chắc chắn được định nghĩa là: $\tilde{\theta} = \theta - \hat{\theta}$. Đối với phương trình (20), e_2 được coi là đầu vào điều khiển mới của kỹ thuật điều khiển backstepping. Phương trình (20) được đảm bảo bởi hàm $V = \frac{1}{2} e^2$ và bộ điều khiển ảo α' :

$$\alpha'(x) = -k_1 e_1 - \theta \varphi_1 \quad (21)$$

Tuy nhiên, θ thực sự chưa biết và e_2 không phải điều khiển thực sự. Do đó, $\hat{\theta}$ được sử dụng thay thế cho θ trong (23). Xác định điều khiển ảo mới α cho e_2 :

$$\alpha(x) = -k_1 e_1 - \hat{\theta} \varphi_1 \quad (22)$$

- Bước 1: Xác định các biến mới:

$$z_1 = e_1, z_2 = e_2 - \alpha(x), z_3 = e_3 \quad (23)$$

Điều khiển ảo α đối với z_2 ổn định phương trình đầu tiên:

$$\alpha = -k_1 z_1 - \hat{\theta} \varphi_1 \quad (24)$$

Các biến mới được viết lại dưới dạng:

$$\dot{z}_1 = z_2 + \alpha + \theta \varphi_1 = -k_1 z_1 + z_2 + \tilde{\theta} \varphi_1 \quad (25)$$

$$\dot{z}_2 = e_2 + \dot{\alpha} = L_{\bar{f}}^2 h_1(x) + \theta \varphi_2 + \tilde{u}_{de} - k_1 \dot{z}_1 + \dot{\hat{\theta}} \varphi_1 \quad (26)$$

- Bước 2: Hàm điều khiển đầu tiên Lyapunov $V_1(z_1, z_2, \tilde{\theta})$ được viết lại là:

$$V_1(z_1, z_2, \tilde{\theta}) = \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2} z_2^2 + \frac{1}{2\gamma} \tilde{\theta}^2 \quad (27)$$

Đạo hàm của (27) là:

$$\dot{V}_1(z_1, z_2, \tilde{\theta}) = z_1 \dot{z}_1 + z_2 \dot{z}_2 + \frac{1}{\gamma} \tilde{\theta} \dot{\tilde{\theta}} \quad (28)$$

$$\dot{V}_1(z_1, z_2, \tilde{\theta}) = -k_1 z_1^2 + \tilde{\theta} \left\{ z_2 \varphi_2 + z_1 \varphi_1 + k_1 z_2 \varphi_1 + \frac{1}{\gamma} \dot{\tilde{\theta}} \right\} + z_2 \left\{ z_1 + L_f^2 h_1 + \hat{\theta} \varphi_2 + \bar{u}_{de} + k_1 (z_2 - k_1 z_1) + \dot{\tilde{\theta}} \varphi_1 \right\}$$

- Bước 3: Viết lại phương trình thứ ba của (17):

$$\dot{z}_3 = L_{\bar{f}} h_2(x) + \tilde{u}_{qe} \quad (29)$$

Xác định hàm Lyapunov $V_2(z_3)$ cho phương trình thứ ba của (17):

$$V_2(z_3) = \frac{1}{2} z_3^2 \quad (30)$$

Đạo hàm của (30):

$$\dot{V}_1(z_3) = z_3 \dot{z}_3 = z_3 \left\{ L_{\bar{f}} h_2(x) + \tilde{u}_{de} \right\} \quad (31)$$

- Bước 4: Để thiết kế điều khiển phi tuyến backstepping để thích ứng cuối cùng cho hệ thống, ta xác định hàm Lyapunov $V(z_1, z_2, z_3, \tilde{\theta})$:

$$V(z_1, z_2, z_3, \tilde{\theta}) = V_1(z_1, z_2, \tilde{\theta}) + V_2(z_3) \quad (32)$$

Đạo hàm của (32):

$$\begin{aligned} \dot{V}(z_1, z_2, z_3, \tilde{\theta}) = & -k_1 z_1^2 + \tilde{\theta} \left\{ z_2 \varphi_2 + z_1 \varphi_1 + k_1 z_2 \varphi_1 + \frac{1}{\gamma} \dot{\tilde{\theta}} \right\} \\ & + z_2 \left\{ z_1 + L_f^2 h_1 + \hat{\theta} \varphi_2 + \bar{u}_{de} + k_1 (z_2 - k_1 z_1) + \dot{\tilde{\theta}} \varphi_1 \right\} + z_3 \left(L_{\bar{f}} h_2 + \tilde{u}_{qe} \right) \end{aligned} \quad (33)$$

Để làm cho $\dot{V}(z_1, z_2, z_3, \tilde{\theta}) \leq 0$, cách đơn giản nhất làm các hạng mục trong ngoặc ở vị trí thứ hai, thứ ba và thứ tư bằng 0 để loại bỏ sự không chắc chắn và làm cho hạng mục thứ năm bằng $-k_2 z_2^2$, hạng mục thứ sáu bằng $-k_3 z_3^2$, $\dot{V} = 0$ khi và chỉ nếu $z = 0$.

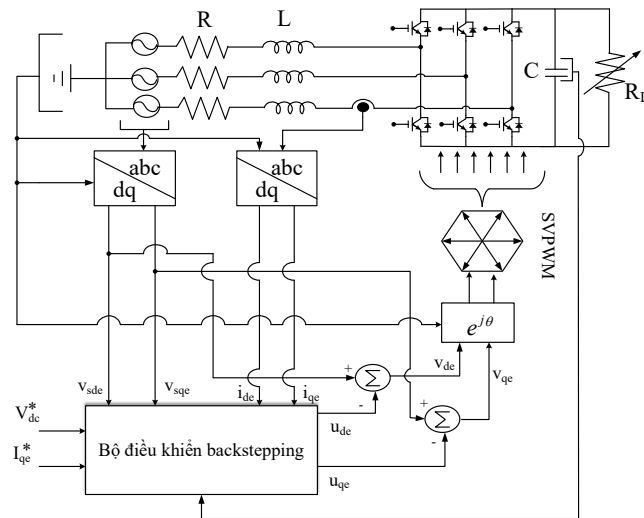
Điều khiển đầu ra:

$$\tilde{u}_{de} = e_1 - k_2 e_2 - L_f^2 h_1 - \hat{\theta} \varphi_2 + k_1 (k_1 z_1 - z_2) - \dot{\tilde{\theta}} \varphi_1 \quad (34)$$

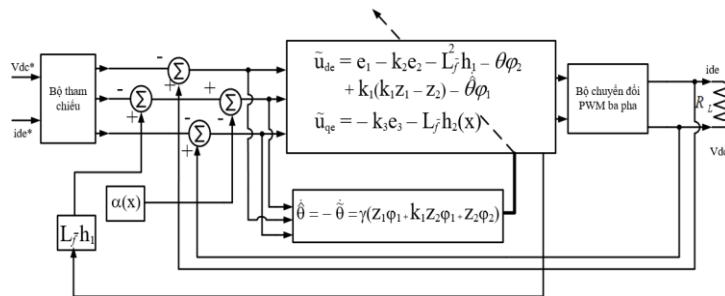
$$\tilde{u}_{qe} = -k_3 e_3 - L_{\bar{f}} h_2(x) \quad (35)$$

Tham số:

$$\dot{\tilde{\theta}} = -\dot{\tilde{\theta}} = \gamma (z_1 \varphi_1 + k_1 z_2 \varphi_1 + z_2 \varphi_2) \quad (36)$$



Hình 2. Sơ đồ khối điều khiển bộ AC/ DC PWM dùng backstepping



Hình 3. Sơ đồ khối bộ điều khiển backstepping

4. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG

Việc mô phỏng bộ biến đổi AC/DC ba pha được thực hiện bằng phần mềm PSIM để xác minh tính khả thi của phương pháp đề xuất. Thông số của bộ biến đổi AC/DC ba pha được thể hiện trong Bảng 1.

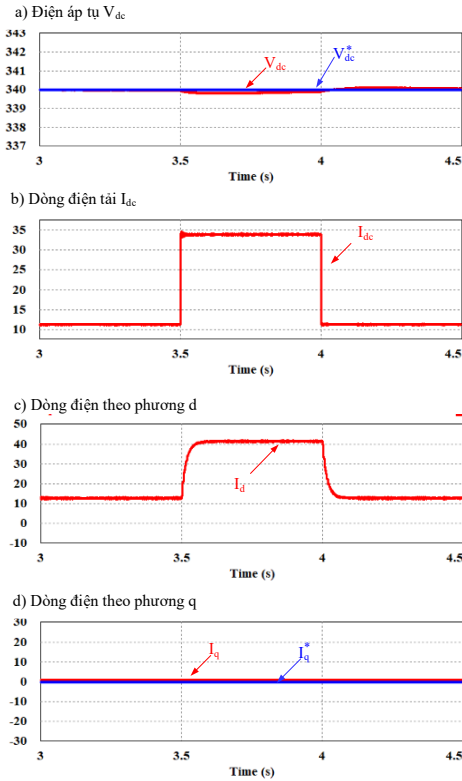
Bảng 1. Thông số mô phỏng

Thông số	Giá trị
Công suất	1,5 kW
Điện áp lưới	220 V _{rms}
Tần số	50 Hz
Điện áp DC ra	600 V
Tần số đóng cắt	5 kHz
Điện cảm L	2 mH
Tụ DC	0,0024 F

Kết quả mô phỏng bộ biến đổi AC/DC ba pha hai bậc dùng bộ điều khiển đề xuất (điều khiển backstepping) và bộ điều khiển PI, trong trường hợp tăng tải và giảm tải lần lượt được thể hiện trong Hình 4 và Hình 5. Mỗi kết quả thể hiện điện áp tụ DC (V_{dc} và V_{dc}^*), dòng điện tải (I_{dc}), dòng điện theo phương d và dòng điện theo phương q.

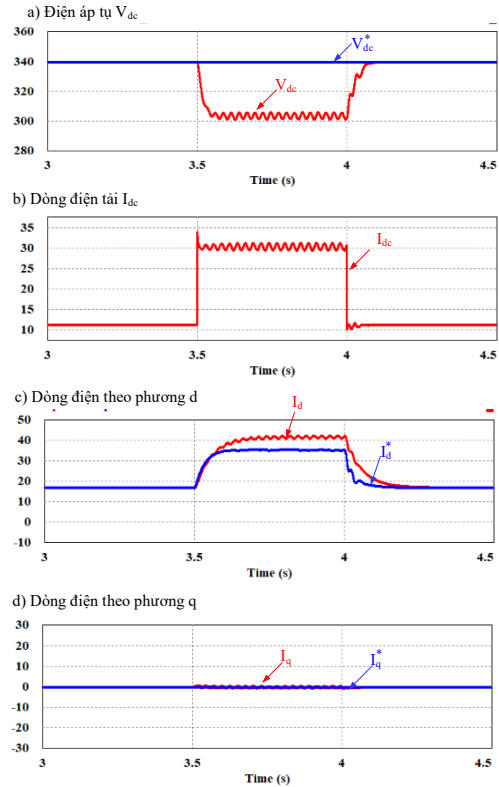
Khi điện trở tải giảm từ 30Ω xuống 10Ω tại 3,5 s và tăng từ 10Ω lên 30Ω tại 4 s, điện áp V_{dc} dùng bộ điều khiển đề xuất bám sát giá trị điện áp tham chiếu của nó ($V_{dc}^* = 340V$), như được thể hiện trong Hình 4 (a). Tuy nhiên, điện áp V_{dc} dùng bộ điều khiển PI không bám sát giá trị tham chiếu khi điện

trở tải bằng $10\ \Omega$. Do đó, điện áp V_{dc} dùng bộ điều khiển đề xuất cho kết quả vận hành tốt hơn điện áp V_{dc} dùng bộ điều khiển PI. Độ vọt lố của điện áp V_{dc} dùng bộ điều khiển đề xuất là 0,59%, trong khi đó độ vọt lố của điện áp V_{dc} dùng bộ điều khiển PI là 10,69%. Tương tự, dòng điện theo phương d và q đo được của hai phương pháp lần lượt được thể hiện trong Hình 4 và Hình 5 ((c) và (d)). Như được thể hiện trong Hình 4 (c) và Hình 5 (c), dòng điện theo phương d đo được (I_d) dùng bộ điều khiển đề xuất tiến tới trạng thái xác lập nhanh hơn so với dòng điện theo phương d đo được (I_d) dùng bộ điều khiển PI (3,55 s so với 3,6 s). Ngoài ra, như được thể hiện trong Hình 4 (d) và Hình 5 (d), dòng điện theo phương q đo được (I_q) bám sát giá trị tham chiếu ($I_q^* = 0\ A$), khi điện trở tải giảm từ $30\ \Omega$ xuống $10\ \Omega$ và tăng từ $10\ \Omega$ lên $30\ \Omega$. Tuy nhiên, dòng điện theo phương q đo được (Hình 4 (d)) dùng bộ điều khiển đề xuất cho kết quả vận hành tốt hơn dòng điện theo phương q (Hình 5 (d)) đo được khi dùng bộ điều khiển PI.



Hình 4. Kết quả mô phỏng dùng bộ điều khiển đề xuất trong trường hợp tăng tải và giảm tải.

- (a) Điện áp tụ DC. (b) Dòng điện tải.
(c) Dòng điện theo phương d.
(d) Dòng điện theo phương q.



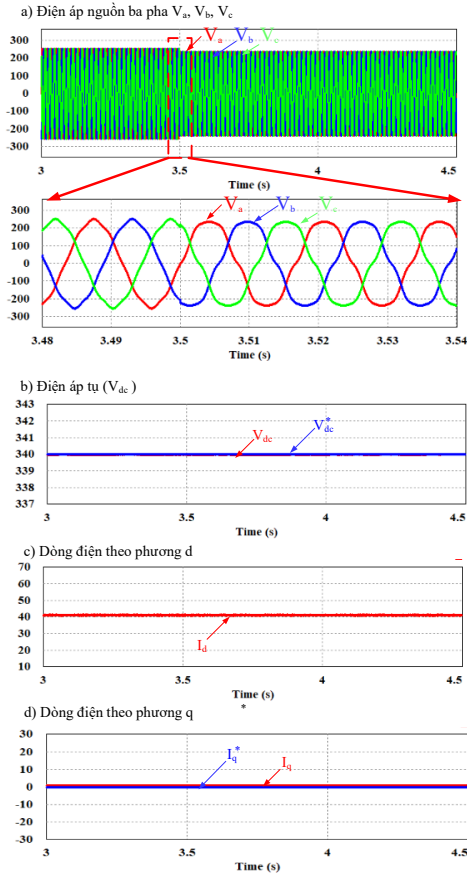
Hình 5. Kết quả mô phỏng dùng bộ điều khiển PI trong trường hợp tăng tải và giảm tải.

- (a) Điện áp tụ DC. (b) Dòng điện tải.
(c) Dòng điện theo phương d.
(d) Dòng điện theo phương q.

Kết quả mô phỏng bộ biến đổi AC/DC ba pha hai bậc dùng bộ điều khiển đề xuất (điều khiển backstepping) và bộ điều khiển PI, trong trường hợp điện áp nguồn/lưới méo dạng và không cân bằng (giảm 10% từ 3,5 s) lần lượt được thể hiện trong Hình 6 và Hình 7. Mỗi kết quả thể hiện điện áp nguồn (v_a, v_b, v_c), điện áp tụ DC (V_{dc} và V_{dc}^*), dòng điện theo phương d và dòng điện theo phương q.

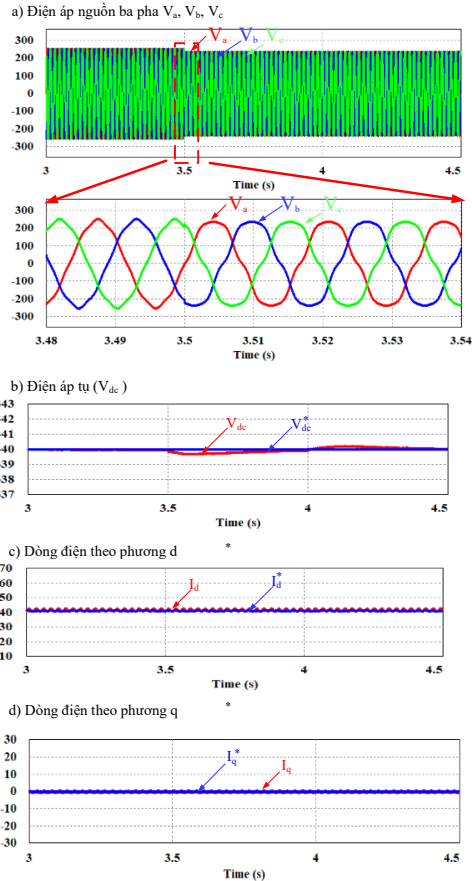
Khi điện áp nguồn/lưới méo dạng và không cân bằng (giảm 10% từ 3,5 s) (Hình 6 (a) và Hình 7 (a)) thì điện áp tụ DC đo được (V_{dc}) trong hai phương pháp đều bám sát giá trị điện áp tham chiếu ($V_{dc}^* = 340\ V$) (Hình 6 (c) và Hình 7 (c)). Tuy nhiên, điện áp tụ DC đo được (V_{dc}) dùng bộ điều khiển đề xuất cho kết quả

vận hành tốt hơn điện áp V_{dc} đo được dùng bộ điều khiển PI. Độ vọt lố của điện áp V_{dc} so với điện áp tham chiếu dùng bộ điều khiển đề xuất là 0,29%, trong khi đó độ vọt lố của nó dùng bộ điều khiển PI là 5,89%. Tương tự, dòng điện theo phương d đo được của hai phương pháp lần lượt được thể hiện trong Hình 6 (d) và Hình 7 (d). Tuy nhiên, dòng điện theo phương d đo được dùng bộ điều khiển đề xuất cho kết quả vận hành tốt hơn dòng điện theo phương d đo được dùng bộ điều khiển PI. Ngoài ra, dòng điện theo phương q đo được (I_q) dùng hai phương pháp cũng bám sát giá trị tham chiếu ($I_q^* = 0 A$) (Hình 6 (e) và Hình 7 (e)). Tuy nhiên, bộ điều khiển đề xuất cho kết quả vận hành tốt hơn bộ điều khiển PI.



Hình 6. Kết quả mô phỏng dùng bộ điều khiển đề xuất trong trường hợp điện áp lưới méo dạng và không cân bằng

- (a) Điện áp nguồn. (b) Điện áp tụ DC.
(c) Dòng điện theo phương d.
(d) Dòng điện theo phương q.



Hình 7. Kết quả mô phỏng dùng bộ điều khiển PI trong trường hợp điện áp lưới méo dạng và không cân bằng

- (a) Điện áp nguồn. (b) Điện áp tụ DC.
(c) Dòng điện theo phương d.
(d) Dòng điện theo phương q.

5. KẾT LUẬN

Bài báo trình bày kỹ thuật điều khiển backstepping cho bộ biến đổi AC/DC ba pha hai bậc. Kết quả mô phỏng dùng PSIM trong trường hợp tăng tải, giảm tải và trường hợp điện áp nguồn vừa méo dạng và không cân bằng cho thấy rằng cả hai phương pháp đều có giá trị điện áp tụ DC và dòng điện vào bộ biến đổi bám sát giá trị tham chiếu của chúng. Tuy nhiên, điện áp tụ DC và dòng điện vào bộ biến đổi đo được dùng bộ điều khiển đề xuất cho kết quả vận hành tốt hơn điện áp tụ DC và dòng điện vào bộ biến đổi dùng bộ điều khiển PI. Trong trường hợp tăng tải và giảm tải, độ vọt lố của điện áp tụ DC dùng bộ điều khiển đề xuất là 0,59%, trong khi độ vọt lố của điện áp tụ DC dùng bộ điều khiển PI là 10,69%. Trong trường hợp trường hợp điện áp nguồn vừa méo dạng và không cân bằng, độ vọt lố của điện áp V_{dc} dùng bộ điều khiển đề xuất là 0,29 %, nhỏ hơn rất nhiều so với độ vọt lố của điện áp tụ DC dùng bộ điều khiển PI là 5,89 %.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

1. Lee D. C. and Lee G. M. - A novel overmodulation technique for space-vector PWM inverters, IEEE Transactions Power Electronics **13** (6) (1998) 1144-1151. <https://doi.org/10.1109/PESC.1997.616858>
2. Holtz J., Lotzkat W., and Khambadkon A. - On continuous control of PWM inverters in the overmodulation range including the six-step mode, IEEE Transactions on Power Electronics **8** (4) (1993) 546-553. <https://doi.org/10.1109/63.261026>
3. Bolognani S. and Zigliotto M. - Novel digital continuous control of SVM inverters in the overmodulation range, IEEE Transactions on Industry Applications **33** (2) (1997) 525-530. <https://doi.org/10.1109/28.568019>
4. Khambadkone A. M., Holtz J. -Compensated synchronous PI current controller in overmodulation range and six-step operation of space-vector modulation-based vector controlled drives, IEEE Transactions on Industrial Electronics **49** (3) (2002) 574-579. <https://doi.org/10.1109/TIE.2002.1005382>
5. Venugopal S. and Narayanan G. - An overmodulation scheme for vector controlled induction motor drives, 2006 International Conference on Power Electronic, Drives and Energy System (2006) 1-6. <https://doi.org/10.1109/PEDES.2006.344382>
6. Escobar G., Stankovic A.M., Carroscio J.M., Galvan E. , Ortega R., -Analysis and design direct power control (DPC) for a three phase synchronous rectifier via a output regulation subspaces, IEEE Transactions on Power Electronics, **14** (5) (1999) 966-972. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2003.810862>
7. Malinowski M., Jasinski M., Kazmierkowski M.P.,-Simple direct power control of three phase PWM rectifier using space vector modulation (DPC-SVM), IEEE Transactions on Industrial Electronics, **51**(2) (2004) 447-454. <https://doi.org/10.1109/TIE.2004.825278>
8. Suhara E.M., Nandakumar M., -Voltage oriented control of three phase PWM rectifier, International Conference on Power, Instrumentation, Control and Computing, 2015. <https://doi.org/10.1109/PICC.2015.7455788>
9. Mazhar-UI-Haq S.M., Ram S.S.T., Subramanyam J.B.V., -Voltage oriented control (VOC) of the PWM rectifier using active filtering function, International Journal of Engineering and Technology, **7** (2.19) (2018) 90-93. <https://doi.org/10.14419/ijet.v7i2.19.15056>
10. Sul S.K. - Control of electric machine drive systems, New Jersey: Wiley (chapter 4, 2011)
11. Slotine J.-J. E. and Li W. - Applied nonlinear control, Englewood Cliffs, NJ: PrenticeHall (1991) 207-271.

ABSTRACT

CONTROL OF THREE-PHASE TWO-LEVEL AC/DC CONVERTER USING BACKSTEPPING CONTROL TECHNIQUE

Nguyen Thi Thanh Truc, Nguyen Thi Bich Hau*

Ho Chi Minh City University of Industry and Trade

*Email: hauntb@hufi.edu.vn

This paper presents a nonlinear control technique for a three-phase three-level AC/DC converter based on backstepping control. First, a non-linear model was applied in a rotating reference frame (dq). Then, the controllers for DC-link capacitor voltage and source current are designed, based on backstepping control theory. Based on the proposed control technique, the three-phase two-level AC/DC converter shows good performance, compared to the traditional PI controller. Simulation for three-phase two-level AC/DC converter using PSIM was performed to verify the proposed controller.

Keywords: Three-phase two-level AC/DC converter, pulse-width modulation (PWM), backstepping control.