ĐIỀU KHIỂN BỘ BIẾN ĐỔI AC/DC DÙNG KỸ THUẬT ĐIỀU KHIỂN PHI TUYẾN

Nguyễn Xuân Trí, Lê Minh Thanh*

Trường Đại học Công Thương Thành phố Hồ Chí Minh

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

Ngày nhận bài 05/01/2023; Ngày chấp nhận đăng: 15/2/2023

TÓM TẮT

Bài báo trình bày kỹ thuật điều khiển phi tuyến cho bộ biến đổi AC/DC ba pha ba bậc dựa vào sự kết hợp giữa lý thuyết điều khiển tuyến tính hóa hồi tiếp và điều khiển trượt. 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 phi tuyến. Dựa vào kỹ thuật điều khiển đề xuất, bộ biến đổi AC/DC ba pha ba bậc cho kết quả vận hành tốt hơn, so với bộ điều khiển PI cổ điển. Việc mô phỏng bộ biến đổi AC/DC ba pha ba bậc dùng PSIM đã được thực hiện để kiểm chứng bộ điều khiển đề xuất.

Từ khóa: Bộ biến đổi AC/DC ba pha ba bậc, điều chế độ rộng xung (PWM), điều khiển phi tuyến, lý thuyết điều khiển tuyến tính hóa hồi tiếp, điều khiển trượt.

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, 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 – độ méo dạng hài tổng) của dòng điện ngõ vào cao.

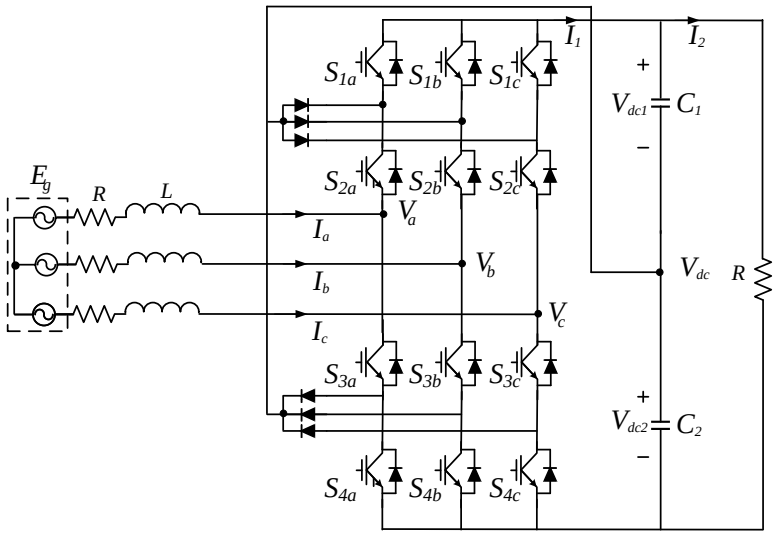
Cùng với sự phát triển mạnh mẽ của khoa học công nghệ và những ứng dụng của nó trong công nghiệp nói chung và trong công nghiệp điện tử nói riêng, những thiết bị điện tử công suất lớn đã ra đời và đang trở nên thông dụng và cần thiết. Sự phát triển của các linh kiện điện tử công suất lớn như diode, thyristor, và đặc biệt là IGBT, đã cách mạng hóa hệ thống điện – điện tử và điều khiển. Việc ứng dụng hiệu quả các linh kiện này trong công nghiệp là chìa khóa cho sự phát triển. Nếu việc xử lý đầu vào không tốt, các thiết bị dễ bị ảnh hưởng và hỏng hóc. Các linh kiện này đóng vai trò quan trọng trong việc thúc đẩy sự phát triển khoa học và công nghiệp.

Một số nghiên cứu tập trung vào việc điều khiển bộ biến đổi AC/DC nhằm điều khiển điện áp ngõ ra không đổi và dòng điện lưới khi điện áp lưới không cân bằng [1-4]. Trong [2], điều khiển công suất tác dụng linh hoạt dựa trên bộ điều khiển dòng điện được đề xuất để khắc phục sự cố lưới điện. Hơn nữa, nghiên cứu cho thấy dòng điện của bộ biến đổi có thể vượt quá giới hạn thiết kế do hoạt động kém của bộ điều khiển dựa trên bộ PI cổ điển, chỉ làm việc ở một thời điểm vận hành nhất định. Trong [3], bộ điều khiển phi tuyến dựa trên lý thuyết tuyến tính hóa hồi tiếp được đề xuất cho hệ thống tua bin gió dùng máy phát đồng bộ. Bộ điều khiển này có thể cải thiện vận hành của bộ điều khiển dòng điện tuyến tính thông thường, giữ giá trị dòng điện trong giới hạn thiết kế cho phép, ngay cả đối với sụt áp lưới lớn. Tuy nhiên, việc thực hiện phương pháp này rất phức tạp do thực tế nó liên quan đến quá nhiều cảm biến và khối lượng tính toán lớn.

Bài báo này đề xuất kỹ thuật điều khiển phi tuyến cho bộ biến đổi AC/DC ba pha ba bậc dùng lý thuyết điều khiển tuyến tính hóa hồi tiếp và điều khiển trượt trong trường hợp tải thay đổi và điện áp lưới không cân bằng. Với điều khiển đề xuất, bộ biến đổi AC/DC ba pha ba bậc cho kết quả vận hành tốt hơn, so với bộ điều khiển PI cổ điển. Kết quả mô phỏng cho thấy tính xác thực của phương pháp điều khiển đề xuất.

2. MÔ HÌNH BỘ BIẾN ĐỔI AC/DC BA PHA BA 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 12 IGBT, 2 tụ lọc (C_1, C_2) và 6 diode đệm.



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

Phương trình điện áp trong hệ tọa độ quay (dq) [1, 5, 6]:

$$E_{gd} = V_d + RI_d + L\frac{dI_d}{dt} + L\omega I_q \tag{1}$$

$$E_{gq} = V_q + RI_q + L\frac{dI_q}{dt} - L\omega I_d \tag{2}$$

Trong đó: L là cảm kháng, R là điện trở, E_{gd} và E_{gq} lần lượt là điện áp lưới theo phương d và phương q, V_d và V_q lần lượt là điện áp vào bộ biến đổi theo phương d và phương q, I_d và I_q 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:

$$V_{dc}I_1 = \frac{3}{2}\left(E_{gd}I_d + E_{gq}I_q\right) \tag{3}$$

Trong hệ tọa độ quay thì thành phần $E_{gd} = 0$, do đó:

$$C\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{3}{2V_{dc}}\left(E_{gq}I_q\right) - I_2 = f\left(V_{dc}, E_{gq}, I_q, I_2\right) \tag{4}$$

Phương trình (4) là một phương trình phi tuyến tính, do đó để điều khiển điện áp DC link thì phải chọn một điểm O để làm điểm tuyến tính hóa phương trình (4) theo công thức:

$$\frac{d}{dt}\Delta V_{dc} = \left.\frac{df}{dV_{dc}}\right|_o \Delta V_{dc} + \left.\frac{df}{dE_{gq}}\right|_o \Delta E_{gq} + \left.\frac{df}{dI_q}\right|_o \Delta I_q + \left.\frac{df}{dI_2}\right|_o \Delta I_2 \tag{5}$$

Từ phương trình (5), ta được:

$$C\frac{d\Delta V_{dc}}{dt} = -\frac{3I_{qo}}{2V_{dco}^2}\Delta V_{dc} + \frac{3I_{qo}}{2V_{dco}}\Delta E_{gq} + \frac{3V_{gqo}}{2V_{dco}}\Delta I_q - \Delta I_{2o} \tag{6}$$

Trong đó: V_{dco}, V_{gqo}, I_{qo} và I_{2o} lần lượt là các giá trị điểm vận hành O.

Từ (1), (2) và (6), ta được ma trận sau:

$$\begin{pmatrix} \frac{d}{dt} I_d \\ \frac{d}{dt} I_q \\ \frac{d}{dt} V_{dc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{E_{gd}}{L} - \frac{R}{L} I_d - \omega I_q \\ \frac{E_{gq}}{L} - \frac{R}{L} I_q + \omega I_d \\ \frac{3}{2CV_{dc}} \left(E_{gq} I_q \right) - \frac{1}{C} I_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ -\frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} V_q + \begin{pmatrix} -\frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} V_d \tag{7}$$

3. ĐIỀU KHIỂN BỘ BIẾN ĐỔI AC/DC BA PHA BA BẬC DÙNG LÝ THUYẾT ĐIỀU KHIỂN TUYẾN TÍNH HÓA HỒI TIẾP KẾT HỢP VỚI ĐIỀU KHIỂN TRƯỢT

Trước khi áp dụng điều khiển phi tuyến để chuyển đổi PWM, lý thuyết tuyến tính hóa hồi tiếp cho các hệ thống đa biến được mô tả như sau:

Xem xét một hệ thống (MIMO) m đầu vào và m đầu ra [7-8]:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + \sum_{i=1}^{m} a_i(x) \cdot u_i \\ y_1 &= b_1(x) \\ &\cdots \\ y_m &= b_m(x) \end{aligned} \tag{8}$$

Trong đó: *x* là vector trạng thái, *u* là điều khiển ngõ vào, *y* là ngõ ra, *f và a* lần lượt là trường vector phẳng, *b* là hàm vô hướng phẳng

Đạo hàm r_i của ngõ vào có dạng:

$$y_i^{(r_i)} = L_f^{ri} b_i + \sum_{j=1}^{m} L_{a_j} L_f^{r_i - 1} b_i u_j \tag{9}$$

Trong đó: $L_{a_j} L_f^{r_i - 1} b_i(x) \neq 0$

Với mỗi y_i ngõ ra, ta có được m phương trình, biểu diễn gọn như sau:

$$\begin{pmatrix} y_1^{(r_1)} \\ \cdots \\ y_m^{(r_m)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_f^{r_1} b_1 \\ \cdots \\ L_f^{r_m} b_m \end{pmatrix} + E \begin{pmatrix} u_1 \\ \cdots \\ u_m \end{pmatrix} \tag{10}$$

Trong đó ma trận E(x) được biểu diễn như sau:

$$E = \begin{pmatrix} L_{a_1} L_f^{r_1 - 1} b_1 & \cdots & L_{a_m} L_f^{r_1 - 1} b_1 \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ L_{a_1} L_f^{r_m - 1} b_m & \cdots & L_{a_m} L_f^{r_m - 1} b_m \end{pmatrix} \tag{11}$$

Ma trận E (x) được gọi là ma trận tách cho hệ thống MIMO. Nếu E (x) là khả nghịch, thì các ngõ vào – ngõ ra được tuyến tính hóa bằng cách:

$$u = E^{-1}\begin{pmatrix} \beta_1 - L_f^{r_1} b_1 \\ \cdots \\ \beta_m - L_f^{r_m} b_m \end{pmatrix} \tag{12}$$

Trong đó: β_i là ngõ vào mới của hệ thống, ngõ vào – ngõ ra được biểu diễn như sau:

$$y_i = \beta_i \tag{13}$$

Mô hình toán học của bộ biến đổi AC/DC ba pha ba bậc trong (7) được biểu thị trong (8), trong đó: $I_d = y_1 = b_1(x)$ và $V_{dc} = y_2 = b_2(x)$

Đạo hàm cấp một của y_1 được thể hiện như sau:

$$\dot{y}_1 = \frac{E_{gd}}{L} - \frac{d}{dt} I_d - \frac{R}{L} I_d - \omega I_q - \frac{1}{L} u_1 \tag{14}$$

Trong đó: $L_{a_2} b_1 = 0$ và $u_1 = V_d$

Đạo hàm cấp một và cấp hai của y_2 được thể hiện như sau:

$$\dot{y}_2 = \dot{V}_{dc} = \frac{3}{2CV_{dc}}\left(E_{gq} I_q\right) - \frac{1}{C} I_2 \tag{15}$$

$$\ddot{y}_2 = \frac{3E_{gq}}{2CV_{dc}}\left(\frac{E_{gq}}{L} - \frac{R}{L} I_q + \omega I_d - \frac{1}{L} u_2\right) - \frac{3I_q E_{gq}}{2CV_{dc}^2}\left(\frac{3\left(I_q E_{gq}\right)}{2CV_{dc}} - \frac{I_2}{C}\right) - \frac{1}{C}\dot{I}_2 \tag{16}$$

Trong đó: $L_{a_1} b_2 = 0$, $L_{a_2} b_1 = 0$, $L_{a_1}\left(L_f b_2\right) = 0$ và $u_2 = V_q$

Đạo hàm cấp một y_1 và đạo hàm cấp hai y_2 được biểu diễn dưới dạng ma trận như sau:

$$\begin{pmatrix} \dot{y}_1 \\ \ddot{y}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_1 \\ A_2 \end{pmatrix} + E\begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} \tag{17}$$

Trong đó:

$$A_1 = \frac{1}{L} E_{gd} - \frac{R}{L} I_d - \omega I_q$$

$$A_2 = \frac{3E_{gq}}{2CV_{dc}}\left(\frac{E_{gq}}{L} - \frac{R}{L} I_q + \omega I_d\right) - \frac{3I_q E_{gq}}{2CV_{dc}^2}\left(\frac{3\left(I_q E_{gq}\right)}{2CV_{dc}} - \frac{I_2}{C}\right) - \frac{1}{C}\dot{I}_2$$

$$E = \begin{pmatrix} -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{3E_{gq}}{2LCV_{dc}} \end{pmatrix}$$

Quy luật điều khiển được biểu diễn:

$$\begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} = E^{-1}\left(-\begin{pmatrix} A_1 \\ A_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \end{pmatrix}\right) \tag{18}$$

Do đó, ngõ vào – ngõ ra được biểu diễn như sau:

$$\begin{pmatrix} \dot{y}_1 \\ \ddot{y}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \end{pmatrix} \tag{19}$$

Đáp ứng động của hệ thống được chọn với giá trị $r_i = (1,2)$ như sau:

$$\begin{aligned}\beta_1 &= \dot{y}_1^* + \lambda_{11}\left(y_1^* - y_1\right)\\ \beta_2 &= \ddot{y}_2^* + \lambda_{22}\left(\dot{y}_2^* - \dot{y}_2\right) + \lambda_{21}\left(y_2^* - y_2\right)\end{aligned} \tag{20}$$

Trong đó: y_1^* và y_2^* lần lượt là các giá trị tham chiếu, $\lambda_{11}, \lambda_{21}$ và λ_{22} lần lượt là hằng số.

Đặt $e_1 = y_1^* - y_1$ và $e_2 = y_2^* - y_2$, thế vào (20) ta được:

$$\begin{aligned}\dot{e}_1 + \lambda_{11} e_1 &= 0\\ \ddot{e}_2 + \lambda_{22}\dot{e}_2 + \lambda_{21} e_2 &= 0\end{aligned} \tag{21}$$

Ngõ ra của phương trình (18), được biểu diễn như sau:

$$u_1 = E_{gd} - RI_d - L\omega I_q - L\beta_1$$

$$u_2 = E_{gq} - RI_q + L\omega I_d - \frac{3LI_q^2 E_{gq}}{2CV_{dc}^2} + \frac{LI_q I_2}{CV_{dc}} - \frac{2LV_{dc}\dot{I}_2}{3E_{gq}} - \frac{2LCV_{dc}}{3E_{gq}}\beta_2 \tag{22}$$

Các bề mặt trượt đối với sai số của điện áp DC-link và dòng điện được thể hiện như sau:

$$s_1 = e_1 + \lambda_{11}\int e_1 dt \tag{23}$$

$$s_2 = \dot{e}_2 + \lambda_{22} e_2 + \lambda_{21}\int e_2 dt \tag{24}$$

Nếu trạng thái của hệ thống hoạt động trên bề mặt trượt, thì $s_1 = s_2 = 0$ và $\dot{s}_1 = \dot{s}_2 = 0$, phương trình (23) và (24) có dạng:

$$\dot{e}_1 = -\lambda_{11} e_1 \tag{25}$$

$$\ddot{e}_2 = -\lambda_{22}\dot{e}_2 - \lambda_{21} e_2 \tag{26}$$

Khi các giá trị tham chiếu được giữ trên bề mặt trượt $s = 0$, theo khái niệm điều khiển mặt trượt ta có $s = \dot{s} = 0$, do đó (23) và (24) được biểu diễn:

$$\dot{s}_1 = \dot{e}_1 + \lambda_{11} e_1 = \frac{1}{L}E_{gd} - \frac{R}{L}I_d - \omega I_q + \beta_1 - \frac{u_1}{L} \tag{27}$$

$$\begin{aligned}\dot{s}_2 &= \ddot{e}_2 + \lambda_{22}\dot{e}_2 + \lambda_{21} e_2\\ &= \frac{3E_{gq}}{2CV_{dc}}\left(\frac{E_{gq}}{L} - \frac{R}{L}I_q + \omega I_d - \frac{1}{L}u_2\right) - \frac{3I_q E_{gq}}{2CV_{dc}^2}\left(\frac{3\left(I_q E_{gq}\right)}{2CV_{dc}} - \frac{I_2}{C}\right) - \frac{\dot{i}_2}{C} - \beta_2\end{aligned} \tag{28}$$

Do điều khiển tương đương đạt được bằng cách tạo $\dot{s}_1 = \dot{s}_2 = 0$, vì vậy:

$$\begin{aligned}u_{1eq} &= E_{gd} - RI_d - L\omega I_q - L\beta_1\\ u_{2eq} &= E_{gq} - RI_q + L\omega I_d - \frac{3LI_q^2 E_{gq}}{2CV_{dc}^2} + \frac{LI_q I_2}{CV_{dc}} - \frac{2LV_{dc}\dot{I}_2}{3E_{gq}} - \frac{2LCV_{dc}}{3E_{gq}}\beta_2\end{aligned} \tag{29}$$

Ta thấy phương trình của điều khiển tương đương trên hoàn toàn giống với (22). Để các biến tiến đến mặt trượt $s_1 = s_2 = 0$, thì:

$$\begin{aligned}u_1 &= u_{1eq} + k_1 sign\left(s_1\right)\\ u_2 &= u_{2eq} + k_2 sign\left(s_2\right)\end{aligned} \tag{30}$$

Với: $k_1 > 0$ và $k_2 > 0$

Luật tiếp cận có thể được suy ra bằng cách thay lần lượt (30) vào (27) và (28), ta có:

$$\dot{s}_1 = -k_1 sign\left(s_1\right) \tag{31}$$

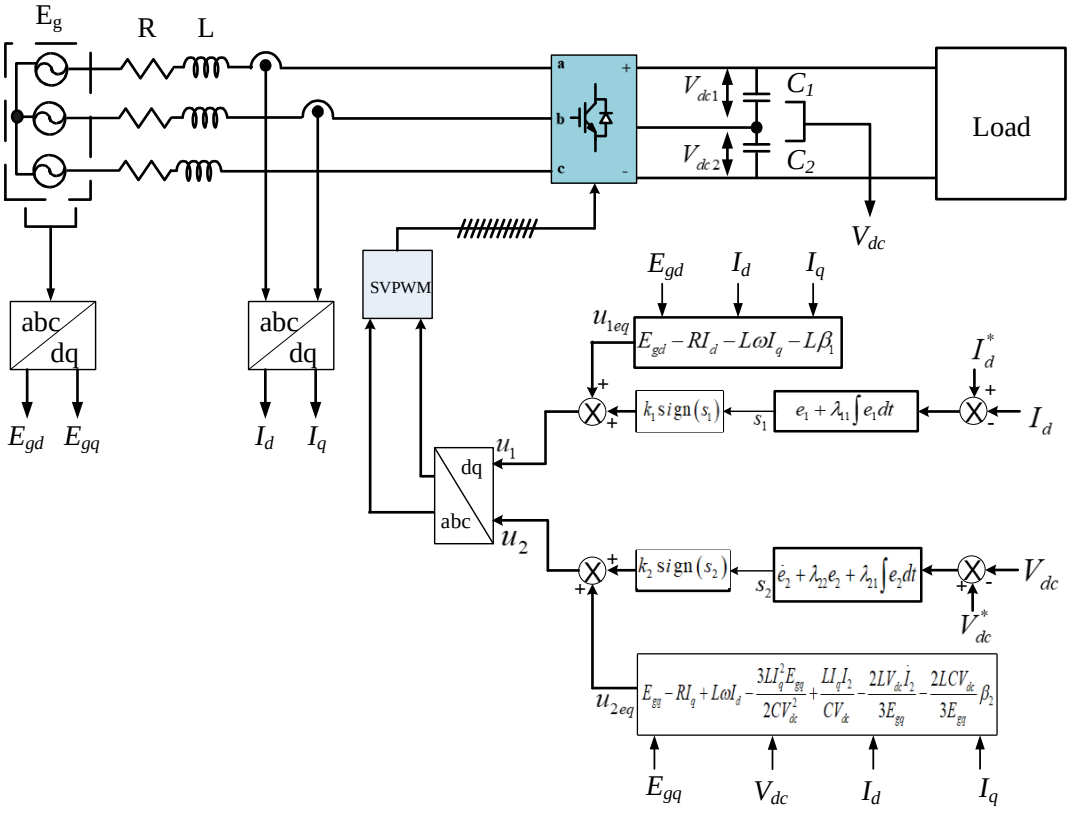
$$\dot{s}_2 = -k_2 sign\left(s_2\right) \tag{32}$$

Áp dụng hàm Lyapunov, để kiểm tra tính ổn định của điều khiển chế độ trượt:

$$V = \frac{1}{2} s^T s \tag{33}$$

Đạo hàm (33), được biểu diễn:

$$\dot{V} = s^T \dot{s} = -k_1 |s_1| - k_2 |s_2| \tag{34}$$



Hình 2. Sơ đồ khối điều khiển hệ thống

Hình 2 thể hiện sơ đồ khối của bộ điều khiển đề xuất, sử dụng lý thuyết điều khiển tuyến tính hóa hồi tiếp và điều khiển trượt. Ngõ ra của bộ điều khiển (u_1, u_2) được dùng để điều chế độ rộng xung vector không gian (SVPWM) [9, 11].

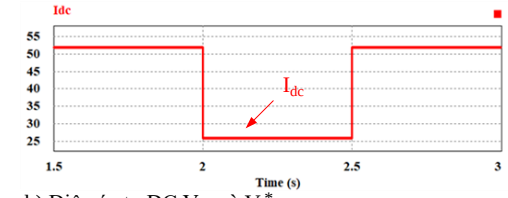
4. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG

Việc mô phỏng bộ biến đổi AC/DC ba pha ba bậc 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 ba bậc được thể hiện trong Bảng 1.

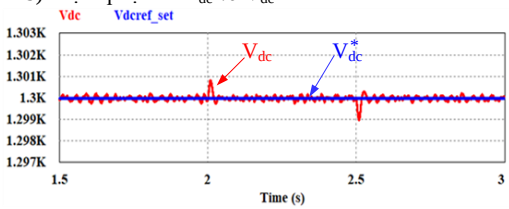
Bảng 1. Thông số mô phỏng

Thông số	Giá trị
Điện áp lưới	690 (Vrms)
Điện trở	0,001 (Ω)
Cảm kháng	0,0003 (H)
Tụ DC-link (C1 = C2)	0,05 (F)
Tải R	50 (Ω)/25 (Ω)

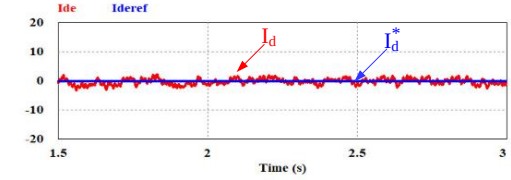
a) Dòng điện tải I_{dc}



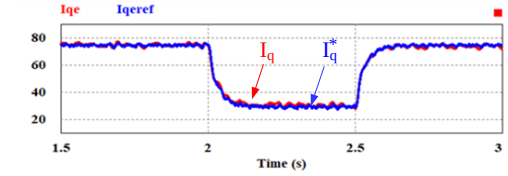
b) Điện áp tụ DC V_{dc} và V_{dc}^*



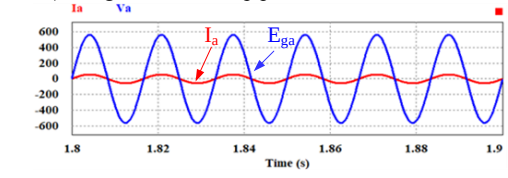
c) Dòng điện theo phương d (I_d và I_d^*)



d) Dòng điện theo phương q (I_q và I_q^*)

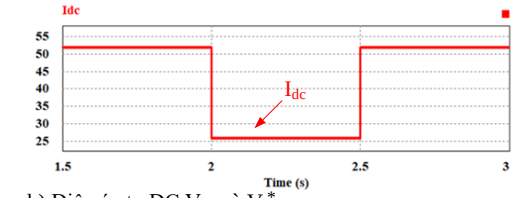


e) Dòng điện và điện áp pha A

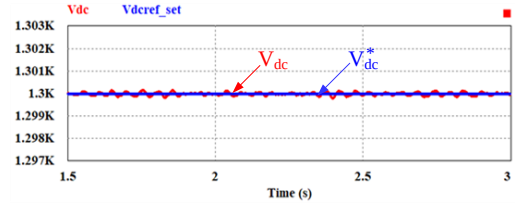


Hình 3. Kết quả mô phỏng dùng bộ điều khiển PI trong trường hợp tăng tải và giảm tải.
(a) Dòng điện tải. (b) Điện áp tụ DC.
(c) Dòng điện theo phương d.
(d) Dòng điện theo phương q.
(e) Dòng điện và điện áp pha A.

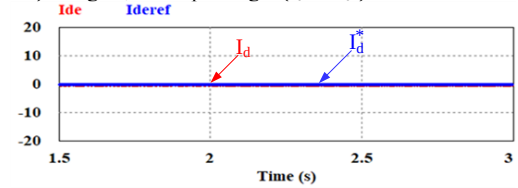
a) Dòng điện tải I_{dc}



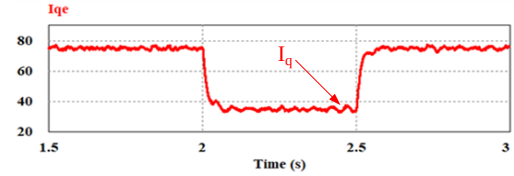
b) Điện áp tụ DC V_{dc} và V_{dc}^*



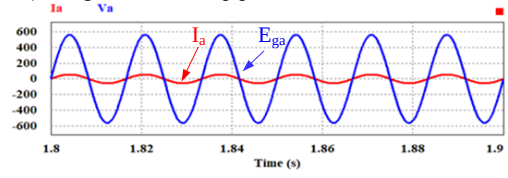
c) Dòng điện theo phương d (I_d và I_d^*)



d) Dòng điện theo phương q



e) Dòng điện và điện áp pha A

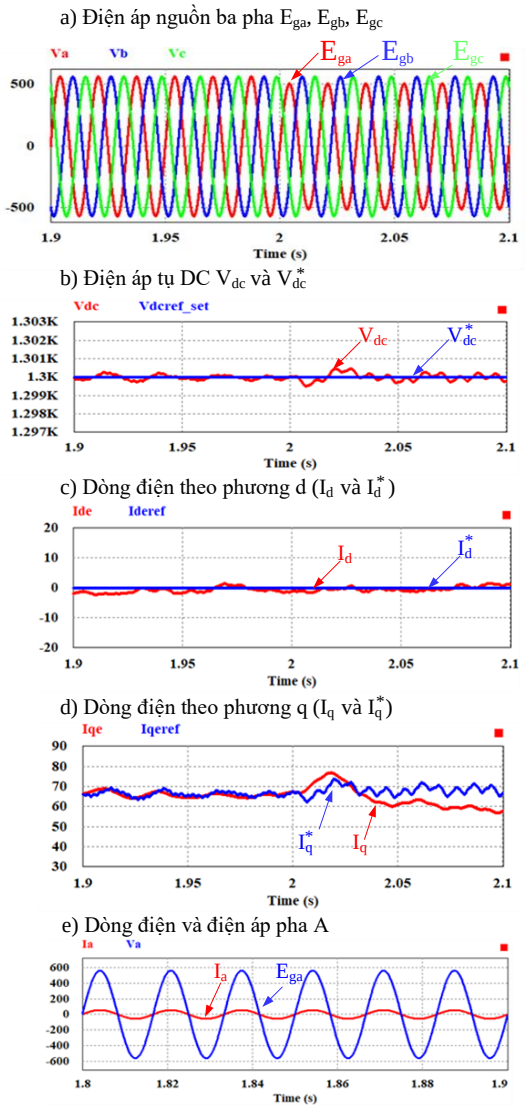


Hình 4. Kết quả mô phỏng dùng bộ điều khiển đề xuất trong trường hợp tăng tải và giảm tải.
(a) Dòng điện tải. (b) Điện áp tụ DC.
(c) Dòng điện theo phương d.
(d) Dòng điện theo phương q.
(e) Dòng điện và điện áp pha A.

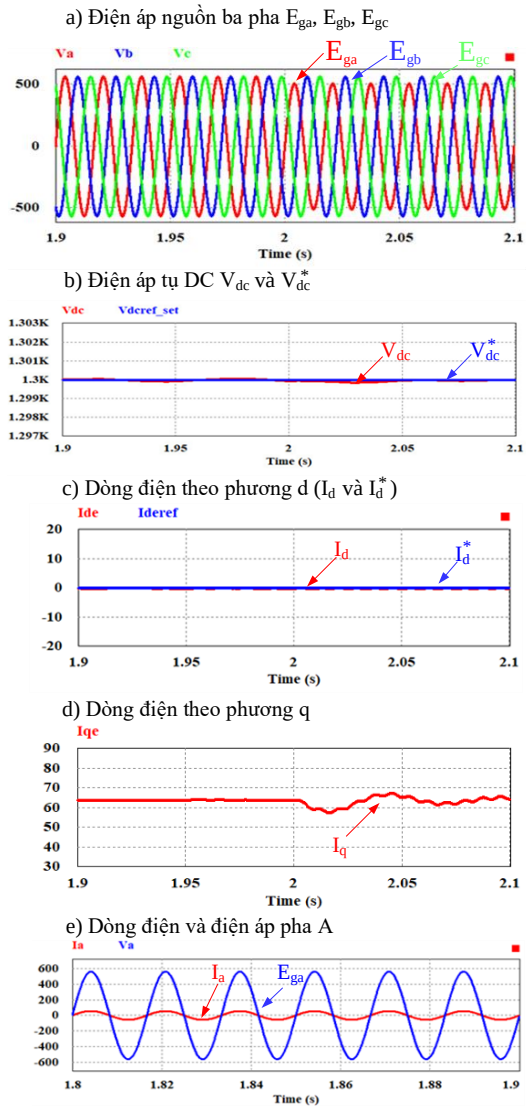
Kết quả mô phỏng bộ biến đổi AC/DC ba pha ba bậc dùng bộ điều khiển PI và bộ điều khiển đề xuất (điều khiển tuyến tính hóa hồi tiếp và điều khiển trượt) trong trường hợp tăng tải và giảm tải lần lượt được thể hiện trong Hình 3 và Hình 4. Mỗi kết quả thể hiện dòng điện tải (I_{dc}), điện áp tụ DC $(V_{dc}$ và $V_{dc}^*)$, dòng điện theo phương d, dòng điện theo phương q, dòng điện và điện áp tức thời lưới pha A $(I_a$ và $E_{ga})$.

Khi tải tăng từ $25\,\Omega$ lên $50\,\Omega$ và giảm từ $50\,\Omega$ xuống $25\,\Omega$, điện áp V_{dc} trong hai phương pháp đều bám sát giá trị điện áp tham chiếu, như được thể hiện trong Hình 3 (b) và Hình 4 (b). Tuy nhiên, điện áp V_{dc} dùng kỹ thuật 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 0,15%, trong khi đó độ vọt

lố của điện áp V_{dc} dùng bộ điều khiển PI là 7,69%. Tương tự, dòng điện theo phương d đo được (I_d) dùng hai phương pháp cũng bám sát giá trị tham chiếu $(I_d^* = 0\,A)$ (Hình 3 (c) và Hình 4 (c)). 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.



Hình 5. Kết quả mô phỏng dùng bộ điều khiển PI trong trường hợp điện áp nguồn không cân bằng (điện áp pha A giảm 10%).
(a) Điện áp nguồn ba pha. (b) Điện áp tụ DC.
(c) Dòng điện theo phương d.
(d) Dòng điện theo phương q.
(e) Dòng điện và điện áp pha A.



Hình 6. Kết quả mô phỏng dùng bộ điều khiển đề xuất trong trường hợp điện áp nguồn không cân bằng (điện áp pha A giảm 10%).
(a) Điện áp nguồn ba pha. (b) Điện áp tụ DC.
(c) Dòng điện theo phương d.
(d) Dòng điện theo phương q.
(e) Dòng điện và điện áp pha A.

Dòng điện theo phương q đo được, dạng sóng dòng điện và điện áp tức thời pha A của hai phương pháp lần lượt được thể hiện trong Hình 3 ((d) và (e)) và Hình 4 ((d) và (e)). Do dòng điện theo phương d đo được điều khiển bằng 0 nên dạng sóng dòng điện và điện áp tức thời pha A đồng pha với nhau. Tương tự, dạng sóng dòng điện và điện áp tức thời pha B và pha C cũng đồng pha với nhau.

Kết quả mô phỏng bộ biến đổi AC/DC ba pha ba bậc dùng bộ điều khiển PI và bộ điều khiển đề xuất (điều khiển tuyến tính hóa hồi tiếp và điều khiển trượt) trong trường hợp điện áp lưới không cân

bằng (pha A giảm 10% từ 2 s) lần lượt được thể hiện trong Hình 5 và Hình 6. Mỗi kết quả thể hiện điện áp nguồn $\left(E_{ga}, E_{gb}, E_{gc}\right)$, điện áp tụ DC $\left(V_{dc}$ và $V_{dc}^{*}\right)$, dòng điện theo phương d, dòng điện theo phương q, dòng điện và điện áp pha A $\left(I_a$ và $E_{ga}\right)$.

Khi điện áp nguồn mất cân bằng (pha A giảm 10% từ 2 s) (Hình 5 (a) và Hình 6 (a)) thì điện áp tụ DC đo được (V_{dc}) trong hai phương pháp đều bám sát giá trị điện áp tham chiếu $\left(V_{dc}^{*}=1300V\right)$ (Hình 5 (b) và Hình 6 (b)). 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 0,3077%, trong khi đó độ vọt lố của nó dùng bộ điều khiển PI là 3,846%. Tương tự, dòng điện theo phương d đo được $\left(I_d\right)$ dùng hai phương pháp cũng bám sát giá trị tham chiếu $\left(I_d^{*}=0\,A\right)$ (Hình 5 (c) và Hình 6 (c)). 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.

Dòng điện theo phương q đo được và dạng sóng dòng điện và điện áp pha A của hai phương pháp lần lượt được thể hiện trong Hình 5 ((d) và (e)) và Hình 6 ((d) và (e)). Do dòng điện theo phương d đo được điều khiển bằng 0 nên dạng sóng dòng điện và điện áp tức thời pha A đồng pha với nhau. Điều này cũng tương tự như dạng sóng dòng điện và điện áp tức thời của pha B và pha C.

5. KẾT LUẬN

Bài báo trình bày kỹ thuật điều khiển phi tuyến cho bộ biến đổi AC/DC ba pha ba bậc dựa vào sự kết hợp giữa lý thuyết điều khiển tuyến tính hóa hồi tiếp và điều khiển trượt. Kết quả mô phỏng dùng PSIM trong trường hợp tăng tải, giảm tải và sự cố điện áp không cân bằng cho thấy rằng 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 0,15%, trong khi đó độ vọt lố của điện áp tụ DC dùng bộ điều khiển PI là 7,69%. Trong trường hợp điện áp nguồn không cân bằng, độ vọt lố của điện áp V_{dc} dùng bộ điều khiển đề xuất là 0,3077%, nhỏ hơn rất nhiều so với độ vọt lố của điện áp tụ DC dùng bộ điều khiển PI là 3,846%. Trong tương lai, kỹ thuật điều khiển phi tuyến đề xuất này có thể phát triển để áp dụng cho bất kỳ các hệ thống phi tuyến nào có dùng các bộ biến đổi AC/DC hay DC/AC PWM đa bậc trong cả trường hợp điện áp nguồn cân bằng, không cân bằng hoặc méo dạng.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

1. Song H. S. and Nam K. - Dual current control scheme for PWM converter under unbalanced input voltage conditions, IEEE Trans. on Ind. Electron **46** (5) (1999) 953–959.
2. Rodriguez P., Timbus A. V. Teodorescu R., Liserre M., and Blaabjerg F. - Flexible active power control of distributed power generation systems during grid faults, IEEE Transactions on Power Electronics **54** (5) (2007) 2583–2592. http://dx.doi.org/10.1109/TIE.2007.899914
3. Mullane A., Lightbody G., and Yacamini R. - Wind-turbine fault ridethrough enhancement, IEEE Transactions on Power Systems **20** (4) (2005) 1929–1937.
4. Gomis-Bellmunt O., Junyent-Ferre A., Sumper A., Bergas-Jan J. - Ride-through control of a doubly fed induction generator under unbalanced voltage sags, IEEE Transactions on Energy Conversion **23** (4) (2008) 1036–1045. https://doi.org/10.1109/TEC.2008.2001440
5. Van T. L. and Ho V. C.- Enhanced fault ride-through capability of DFIG wind turbine systems considering grid-side converter as STATCOM, Lecture Notes in Electrical engineering **371** (2015) 185–196. https://doi.org/10.1007/978-3-319-27247-4_17
6. Novotny D. W. and Lipo T. A. - Vector Control and Dynamics of AC Drives. Oxford, U.K.: Clarendon (1996).

7. Kim D-E, Lee D-C.- Feedback linearization control of three-phase UPS inverter system, IEEE Transactions on Industrial Electronics **57** (3) (2010) 963–968.
8. Slotine J.-J. E. and Li W. - Applied nonlinear control, Englewood Cliffs, NJ: PrenticeHall (1991) 207–271.
9. Tan Luong Van and Dong-Choon Lee - Developing function models of back-to-back PWM converters for simplified simulation, Journal of Power Electronics **11** (1) (2011) 51–58. https://doi.org/10.6113/JPE.2011.11.1.051
10. Rodrıguez J., Lai J. S., and Peng Fang Zheng - Multilevel inverters: A survey of topologies, controls, and applications, IEEE Trans. Ind. Electron **49** (4) (2002) 724–738. https://doi.org/10.1109/TIE.2002.801052
11. Wu B. - High-Power Converters and AC Drives, IEEE Press, Canada, (2006).

ABSTRACT

NONLINEAR CONTROL OF THREE-PHASE THREE-LEVEL AC/DC CONVERTER

Nguyen Xuan Tri, Le Minh Thanh*

Ho Chi Minh City University of Industry and Trade

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

This paper presents a nonlinear control technique for a three-phase three-level AC/DC converter based on the combination of feedback linearization control theory and sliding mode control. First, a non-linear model was applied in a rotating reference frame (dq). Then, the controllers for DC-link capacitor voltage and mains current are designed, based on nonlinear control theory. Based on the proposed control technique, the three-phase three-level AC/DC converter gives better performance, compared to the classical PI controller. Simulation for three-phase three-level AC/DC converter using PSIM was performed to verify the proposed controller.

Keywords: Three-phase three-level AC/DC converter, pulse-width modulation (PWM), nonlinear control, feedback linearization control theory, sliding mode control.