

ĐIỀU KHIỂN ĐIỆN ÁP NGỒ RA BỘ NGHỊCH LƯU BA PHA BỐN DÂY CẤP ĐIỆN CHO TẢI PHI TUYẾN KHÔNG CÂN BẰNG

Văn Tấn Lượng*, Hồ Nhật Minh*

* Trường Đại học Công nghiệp Thực phẩm Thành phố Hồ Chí Minh

* Học viện Bưu Chính Viễn Thông, cơ sở Thành phố Hồ Chí Minh

Tóm tắt: Bài báo trình bày chiến lược điều khiển điện áp ngõ ra bộ nghịch lưu áp (VSI) ba pha bốn dây cấp điện cho tải phi tuyến và không cân bằng. Với chiến lược đề xuất, mô hình phi tuyến của hệ thống bao gồm bộ lọc LC được phát triển trong hệ tọa độ quay. Ngoài ra, bộ điều khiển điện áp ngõ ra được thiết kế dùng điều khiển trượt. Các kết quả mô phỏng dùng phần mềm PSIM ở các trường hợp khác nhau được kiểm chứng để chứng minh rằng phương pháp đề xuất cho kết quả vận hành tốt hơn so với trường hợp dùng bộ điều khiển PI thông thường.

Từ khóa: Bộ nghịch lưu áp, tải phi tuyến, điều khiển phi tuyến, tải độc lập.

I. GIỚI THIỆU

Gần đây, nhu cầu sử dụng nguồn AC cung cấp cho các ứng dụng độc lập ngày càng được quan tâm nhiều. Các ứng dụng này có thể được biết đến như: hệ thống quang điện độc lập, trạm vệ tinh mặt đất, hệ thống phát sóng... [1, 2]. Các thành phần chính trong hệ thống cung cấp điện AC độc lập bao gồm: máy phát, bộ biến đổi AC/DC, bộ biến đổi DC/DC, bộ biến đổi DC/AC và tải. Thông thường, phụ tải có thể là tải một pha hoặc tải ba pha, có thể là cân bằng hoặc không cân bằng. Chính vì lẽ đó, tải ba pha có thể không cân bằng. Tải không cân bằng có thể tạo ra dòng điện thứ tự không trên dây trung tính. Do đó, một điểm trung tính phía nguồn cần được tạo kết nối với điểm trung tính phía tải [3].

Có ba cách để tạo điểm trung tính cho nguồn. Trong đó, ngõ ra bộ nghịch lưu áp ba pha có thể kết nối với một biến áp đầu Δ/Y , trong đó điểm trung tính nguồn được lấy từ điểm đầu nối hình sao [3, 4]. Tuy nhiên, việc sử dụng máy biến áp làm cho hệ thống thêm công kênh và tốn chi phí. Ngoài ra, bộ nghịch lưu áp bốn chân bốn dây bao gồm 6 khóa linh kiện công suất để điều khiển điện áp trung tính và dẫn dòng trung tính một chân chứa 2 linh kiện công suất đã được sử dụng. Với việc sử dụng bộ nghịch lưu dạng này, điện áp DC-link cao có thể được áp dụng. Tuy nhiên, chi phí tăng thêm do sử dụng thêm hai IGBT. Do đó, bộ nghịch lưu chia tụ DC bao gồm mạch

chỉnh lưu ba pha kết nối với hai tụ mắc nối tiếp ở phía DC-link. Đây là một sơ đồ mạch đơn giản dễ thực hiện, không cần máy biến áp hay IGBT như trong 2 trường hợp trên.

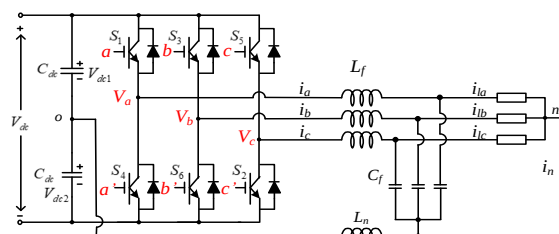
Có rất nhiều nghiên cứu với mục tiêu điều khiển ổn định điện áp ngõ ra của bộ nghịch lưu ba pha chia tụ DC trong trường hợp tải không cân bằng. Việc sử dụng bộ điều khiển PI cho điện áp và dòng điện được áp dụng để điều khiển điện áp ngõ ra của hệ thống cung cấp điện AC độc lập. Tuy nhiên, quá độ và sự mất ổn định của hệ thống có thể bị gia tăng do sự trì hoãn và sai số khi tách các thành phần thứ tự thuận và nghịch [5, 6]. Ngoài ra, phương pháp điều khiển lặp được thực hiện để điều khiển bộ nghịch lưu cho bộ nguồn UPS. Nhưng vấn đề chung với điều khiển lặp lại là đáp ứng chậm và thiếu phương pháp có hệ thống để ổn định sai số động.

Bài báo này trình bày phương pháp điều khiển điện áp ngõ ra bộ nghịch lưu áp ba pha bốn dây (chia tụ DC) cung cấp điện cho hệ thống độc lập. Các thành phần dòng điện và điện áp được chuyển đổi sang hệ quy chiếu xoay $dq0$. Chiến lược điều khiển trượt (SC) được áp dụng trong trường hợp tải phi tuyến cân bằng và không cân bằng. Các kết quả mô phỏng dùng phần mềm PSIM ở các trường hợp này đã được kiểm chứng.

II. MÔ HÌNH BỘ CHỈNH LƯU BA PHA BỐN DÂY

A. SƠ ĐỒ MẠCH NGHỊCH LƯU

Sơ đồ mạch nghịch lưu áp ba pha bốn dây chia tụ DC được thể hiện như trong Hình 1, trong đó, điểm giữa của tụ DC liên kết và điểm trung tính của tải được kết nối với nhau thông qua dây trung tính và cuộn cảm L_n . Bộ lọc LC được kết nối ở ngõ ra của bộ nghịch lưu, trong đó điện áp ngõ ra bộ lọc được điều khiển để cung cấp cho tải.



Hình 1. Sơ đồ mạch nghịch lưu áp ba pha bốn dây cấp điện cho tải độc lập

Tác giả liên hệ: Văn Tấn Lượng,

Email: luonghepc@gmail.com

Đến tòa soạn: 11/2021, chỉnh sửa: 12/2021, chấp nhận đăng: 12/2021.

B. PHƯƠNG TRÌNH TOÁN HỌC

Dòng điện và điện áp của bộ nghịch lưu áp ba pha bốn dây trong hệ tọa độ xoay $dq0$ được thể hiện như sau [3, 4]:

$$\dot{i}_d = \frac{1}{L_f} v_d - \frac{1}{L_f} v_{ld} + \omega i_q \quad (1)$$

$$\dot{i}_q = \frac{1}{L_f} v_q - \frac{1}{L_f} v_{lq} - \omega i_d \quad (2)$$

$$\dot{i}_0 = \frac{1}{(L_f + 3L_n)} v_0 - \frac{1}{(L_f + 3L_n)} v_{l0} \quad (3)$$

$$\dot{v}_{ld} = \frac{1}{C_f} i_d - \frac{1}{C_f} i_{ld} + \omega v_{lq} \quad (4)$$

$$\dot{v}_{lq} = \frac{1}{C_f} i_q - \frac{1}{C_f} i_{lq} - \omega v_{ld} \quad (5)$$

$$\dot{v}_{l0} = \frac{1}{C_f} i_0 - \frac{1}{C_f} i_{l0} \quad (6)$$

Trong đó: v_d, v_q và v_0 là điện áp ngõ ra bộ nghịch lưu; v_{ld}, v_{lq} và v_{l0} là điện áp tải ở mỗi pha; i_d, i_q và i_0 dòng điện ngõ ra bộ nghịch lưu; i_{ld}, i_{lq} và i_{l0} dòng điện trên tải; ω là tần số góc của nguồn.

Phương (1) đến (6) có thể viết dưới dạng ma trận như sau:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \\ \dot{i}_0 \\ \dot{v}_{ld} \\ \dot{v}_{lq} \\ \dot{v}_{l0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega & 0 & -\frac{1}{L_f} & 0 & 0 \\ -\omega & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_f + 3L_n} \\ \frac{1}{C_f} & 0 & 0 & 0 & \omega & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & -\omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \\ v_{ld} \\ v_{lq} \\ v_{l0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_f + 3L_n} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -\frac{i_{ld}}{C_f} \\ -\frac{i_{lq}}{C_f} \\ -\frac{i_{l0}}{C_f} \end{bmatrix} \quad (7)$$

III. ĐIỀU KHIỂN ĐIỆN ÁP HỆ THỐNG MẠCH NGHỊCH LƯU CẤP ĐIỆN CHO TẢI ĐỘC LẬP DÙNG ĐIỀU KHIỂN TRƯỢT

Để loại bỏ tính phi tuyến của hệ thống, mô hình tuyến tính hóa được đề xuất, có dạng như sau [3]

$$\dot{x} = f(x) + g \cdot u \quad (8)$$

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

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

Mô hình động của bộ nghịch lưu trong (7) được biểu thị trong (8) và (9) như sau:

$$x = \begin{bmatrix} i_d & i_q & i_0 & v_{ld} & v_{lq} & v_{l0} \end{bmatrix}^T;$$

$$u = \begin{bmatrix} v_d & v_q & v_0 \end{bmatrix}^T; \quad c = \begin{bmatrix} v_d & v_q & v_0 \end{bmatrix}^T$$

Để tạo mối quan hệ rõ giữa ngõ vào $u_{i=1,2,3}$ và ngõ ra $c_{i=1,2,3}$, mỗi ngõ ra $c_{i=1,2,3}$ được lấy vi phân cho đến khi xuất hiện ngõ vào điều khiển

$$\begin{bmatrix} \ddot{c}_1 \\ \ddot{c}_2 \\ \ddot{c}_3 \end{bmatrix} = F(x) + G(x) \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} \quad (10)$$

Luật điều khiển:

$$\begin{bmatrix} v_d^* \\ v_q^* \\ v_0^* \end{bmatrix} = G^{-1}(x) \left[-F(x) + \begin{bmatrix} \gamma_1 \\ \gamma_2 \\ \gamma_3 \end{bmatrix} \right] \quad (11)$$

Trong đó:

$$F(x) = \begin{bmatrix} \frac{2}{C_f} \omega i_q - \left(\frac{1}{L_f C_f} + \omega^2 \right) v_{ld} - \frac{1}{C_f} \dot{i}_{ld} - \frac{1}{C_f} \omega i_q \\ -\frac{2}{C_f} \omega i_d - \left(\frac{1}{L_f C_f} + \omega^2 \right) v_{lq} - \frac{1}{C_f} \dot{i}_{lq} + \frac{1}{C_f} \omega i_d \\ -\frac{1}{(L_f + 3L_n) C_f} v_{l0} - \frac{1}{C_f} \dot{i}_{l0} \end{bmatrix};$$

$$G(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f C_f} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f C_f} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{(L_f + 3L_n) C_f} \end{bmatrix}$$

Các bề mặt trượt đối với sai số của điện áp thành phần điện áp được thể hiện như sau:

$$\begin{aligned} s_1 &= \dot{e}_1 + k_{11} e_1 + k_{12} \int e_1 dt \\ s_2 &= \dot{e}_2 + k_{21} e_2 + k_{22} \int e_2 dt \\ s_3 &= \dot{e}_3 + k_{31} e_3 + k_{32} \int e_3 dt \end{aligned} \quad (12)$$

Trong đó: $e_1 = c_1^* - c_1$, $e_2 = c_2^* - c_2$ và $e_3 = c_3^* - c_3$,

$k_{11}, k_{12}, k_{21}, k_{22}, k_{31}, k_{32}$ là thông số bộ điều khiển,

được thiết kế dựa vào việc chọn các cực nằm bên trái mặt phẳng phức.

Nếu trạng thái của hệ thống hoạt động trên mặt trượt, thì $s_1 = s_2 = s_3 = 0$ và $\dot{s}_1 = \dot{s}_2 = \dot{s}_3 = 0$.

Điều khiển tương đương đạt được tương tự như điều khiển đạt được như trong (13), như sau:

$$\begin{aligned} u_{1e} &= L_f C_f \left[v_1 - \frac{2}{C_f} \omega i_q + \left(\frac{1}{L_f C_f} + \omega^2 \right) v_{ld} + \frac{1}{C_f} \dot{i}_{ld} + \frac{1}{C_f} \omega i_q \right] \\ u_{2e} &= L_f C_f \left[v_2 + \frac{2}{C_f} \omega i_d + \left(\frac{1}{L_f C_f} + \omega^2 \right) v_{lq} + \frac{1}{C_f} \dot{i}_{lq} - \frac{1}{C_f} \omega i_d \right] \\ u_{3e} &= L_f C_f \left[v_3 + \frac{1}{(L_f + 3L_n) C_f} v_{l0} + \frac{1}{C_f} \dot{i}_{l0} \right] \end{aligned} \quad (13)$$

Để điều khiển các biến trạng thái theo mặt trượt $s_1 = s_2 = s_3 = 0$, trong trường hợp $s_1, s_2, s_3 \neq 0$, luật điều khiển được định nghĩa là.

$$\begin{aligned} u_1 &= u_{1e} + \lambda_1 \operatorname{sign}(s_1) \\ u_2 &= u_{2e} + \lambda_2 \operatorname{sign}(s_2) \\ u_3 &= u_{3e} + \lambda_3 \operatorname{sign}(s_3) \end{aligned} \quad (14)$$

Với: $\lambda_1 > 0, \lambda_2 > 0, \lambda_3 > 0$.

Luật tiếp cận có thể được suy ra bằng cách thay thế (14) vào (12), ta có

$$\dot{s}_1 = -\lambda_1 \operatorname{sign}(s_1); \dot{s}_2 = -\lambda_2 \operatorname{sign}(s_2); \dot{s}_3 = -\lambda_3 \operatorname{sign}(s_3) \quad (15)$$

Để xét tính ổn định thì hàm Lyapunov được áp dụng như sau:

$$\begin{cases} V_1 = \frac{1}{2} s_1^2 \\ V_2 = \frac{1}{2} s_2^2 \\ V_3 = \frac{1}{2} s_3^2 \end{cases} \quad (16)$$

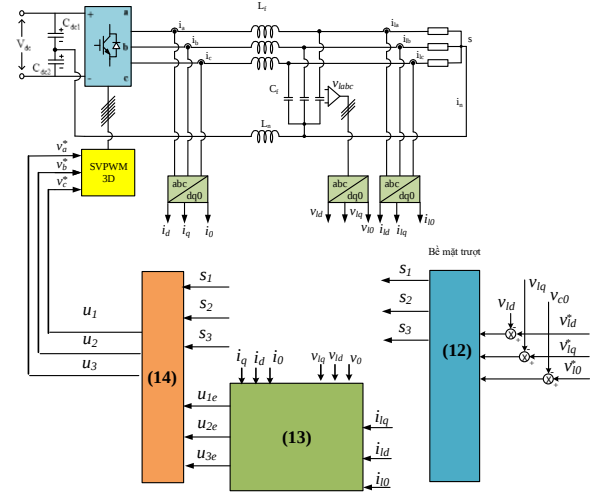
Lấy đạo hàm của V_1, V_2 và V_3 , ta được:

$$\begin{cases} \dot{V}_1 = s_1 \dot{s}_1 < 0 \\ \dot{V}_2 = s_2 \dot{s}_2 < 0 \\ \dot{V}_3 = s_3 \dot{s}_3 < 0 \end{cases} \quad (17)$$

Thay (15) vào (17), ta được:

$$\begin{cases} \dot{V}_1 = s_1 [-\lambda_1 \operatorname{sign}(s_1)] = -\lambda_1 |s_1| < 0 \\ \dot{V}_2 = s_2 [-\lambda_2 \operatorname{sign}(s_2)] = -\lambda_2 |s_2| < 0 \\ \dot{V}_3 = s_3 [-\lambda_3 \operatorname{sign}(s_3)] = -\lambda_3 |s_3| < 0 \end{cases} \quad (18)$$

Vậy hệ thống sẽ ổn định theo Lyapunov.



Hình 2. Sơ đồ khối điều khiển toàn bộ hệ thống

Sơ đồ khối điều khiển toàn bộ hệ thống dùng điều khiển trượt được thể hiện như Hình 2. Ngõ ra của bộ điều khiển (u_1, u_2, u_3) được sử dụng để điều chế độ rộng xung vector không gian ba chiều (3D-SVPWM)

IV. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG

Để xác minh tính khả thi của phương pháp đề xuất, nhóm tác giả thực hiện một số mô phỏng thông qua phần mềm PSIM đối với tải phi tuyến cân bằng và phi tuyến không cân bằng. Điện áp DC-Link tại ngõ vào của bộ nghịch lưu V_{DC} là 500 [V], tụ DC-Link C_{dc1} và C_{dc2} là 3,3 [mF], tần số đóng cắt f_s của bộ nghịch lưu là 10 [kHz]. Bộ lọc sóng hài ngõ ra có cuộn cảm L_f là 3 [mH] và tụ lọc C_f là 100 [μF] tương ứng với tần số cắt ở 450 [Hz]. Các thông số ngõ ra bộ nghịch lưu và tải và thông số bộ điều khiển lần lượt được thể hiện trong Bảng 1 và 2.

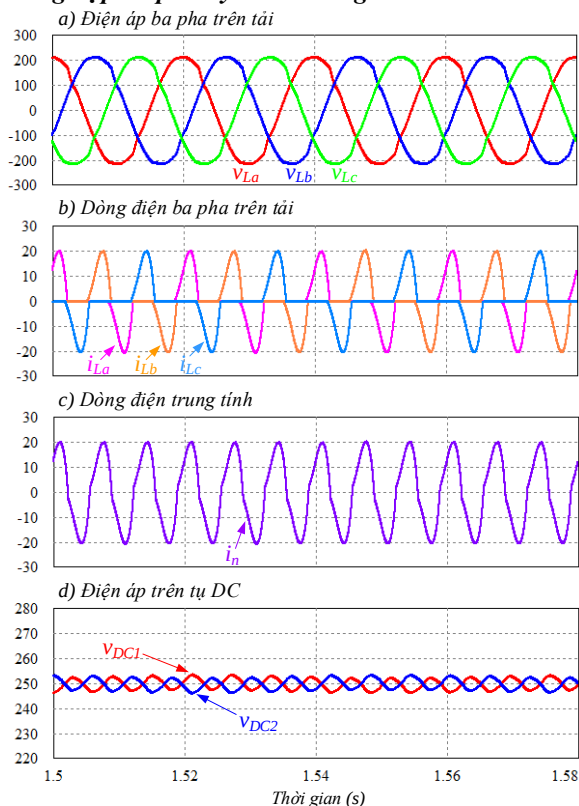
Bảng 1. Thông số hệ thống trong mô phỏng

Thông số	Giá trị
Biên độ điện áp ngõ ra bộ nghịch lưu	220 (V)
Tần số	50 (Hz)
Tải phi tuyến cân bằng (bộ chỉnh lưu)	$L = 1$ (mH), $C = 4,7$ (mF), $R_{dca} = R_{dcb} = R_{dcc} = 47$ (Ω)
Tải phi tuyến không cân bằng (bộ chỉnh lưu)	$L = 1$ (mH), $C = 4,7$ (mF), $R_{dcc} = 1$ ($k\Omega$) $R_{dcb} = R_{dca} = 47$ (Ω)
Tải phi tuyến cân bằng thay đổi R	Từ 1.5 – 1.53s $R_{dca} = R_{dcb} = R_{dcc} = 470$ (Ω)
	Từ 1.53 – 1.58s $R_{dca} = R_{dcb} = R_{dcc} = 47$ (Ω)

Bảng 2. Thông số bộ điều khiển

Bộ điều khiển		Thông số
		Tải phi tuyến
Điều khiển PI	Bộ điều khiển dòng điện	$k_p = 16,8$ $k_i = 12200$
	Bộ điều khiển điện áp	$k_{pv} = 0,28$ $k_{iv} = 798$
Điều khiển đề xuất		$k_{11} = k_{21} = k_{31} = 5 \times 10^3$ $k_{21} = k_{22} = k_{32} = 8,45 \times 10^6$

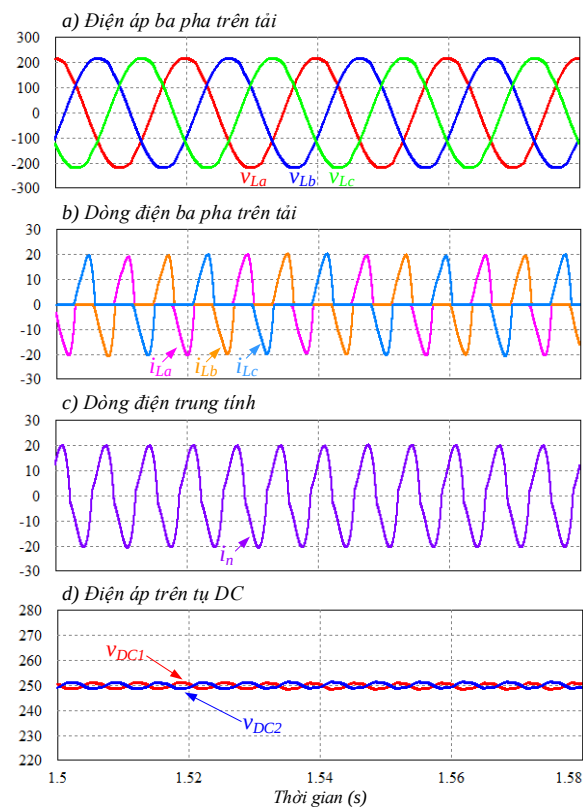
Trường hợp tải phi tuyến cân bằng



Hình 3. Kết quả mô phỏng trong trường hợp tải phi tuyến cân bằng sử dụng bộ điều khiển PI.

Bảng 3. THD của điện áp tải trong mô phỏng

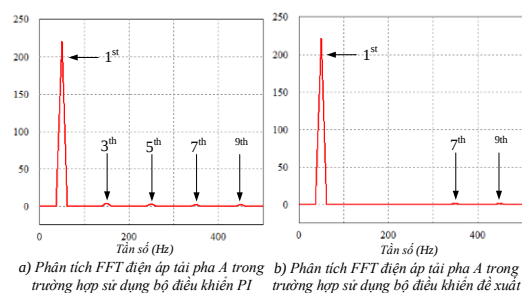
Loại tải	Bộ điều khiển	THD [%]		
		Điện áp tải pha A	Điện áp tải pha B	Điện áp tải pha C
Tải phi tuyến cân bằng	PI	3,26	3,24	3,23
	Điều khiển đề xuất	1,29	1,27	1,28
Tải phi tuyến không cân bằng	PI	3,33	3,17	0,85
	Điều khiển đề xuất	1,26	1,25	0,67



Hình 4. Kết quả mô phỏng trong trường hợp tải phi tuyến cân bằng sử dụng bộ điều khiển đề xuất

Các kết quả mô phỏng của hệ thống khi sử dụng phương pháp điều khiển PI và điều khiển đề xuất trong trường hợp tải phi tuyến cân bằng được thể hiện trong Hình 3 và Hình 4. Trong đó, các kết quả được thể hiện bao gồm điện áp đầu ra ba pha từ dây sang trung tính, dòng tải ba pha, dòng trung tính và điện áp trên tụ DC.

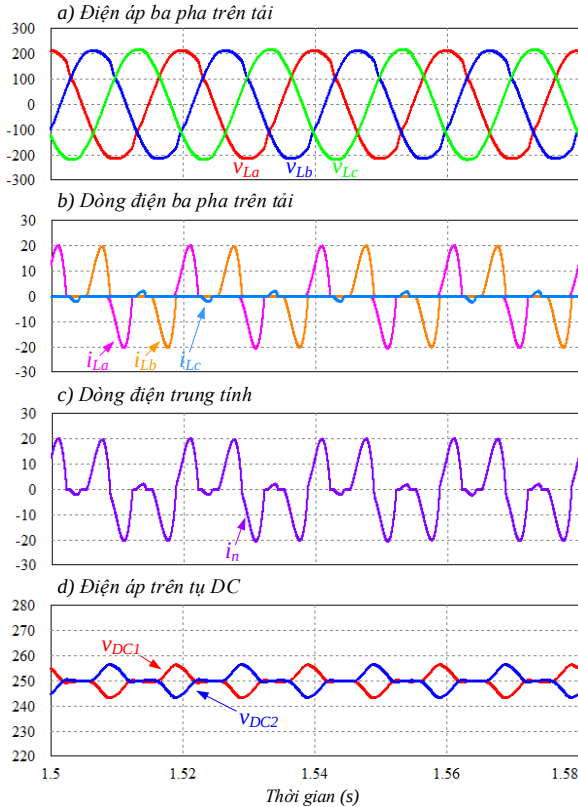
Dưới sự ảnh hưởng của tải phi tuyến nên dòng điện tải bị méo dạng, điện áp tải vẫn giữ được dạng hình sin. Tuy nhiên, điện áp ngõ ra vẫn còn một số méo dạng (Hình 3a) trong trường hợp hệ thống sử dụng phương pháp điều khiển PI, trong khi hệ thống sử dụng phương pháp điều khiển đề xuất (Hình 4) thì dạng sóng điện áp ra được điều khiển tốt hơn, gần như hoàn toàn hình sin. Điều này được minh chứng trong phân tích FFT cho điện áp tải pha A, điện áp ngõ ra được điều khiển bằng PI (Hình 5) còn tồn tại các sóng hài bậc 3, 5, 7, 9... trong khi sử dụng sử dụng bộ điều khiển đề xuất các sóng hài gần như bị triệt tiêu. Đối với cấp điện áp dưới 1 kV, độ méo hài tổng (THD)



Hình 5. Phân tích FFT cho điện áp tải pha A trong trường hợp tải phi tuyến cân bằng

được quy định nhỏ hơn 8% theo tiêu chuẩn hạn chế hóa tần IEEE-519 [8]. Thông qua Bảng 2, ta có thể thấy được méo hài tổng (THD) khi sử dụng bộ điều khiển PI (3.26%) cao hơn khi dùng bộ điều khiển đề xuất (1.29%).

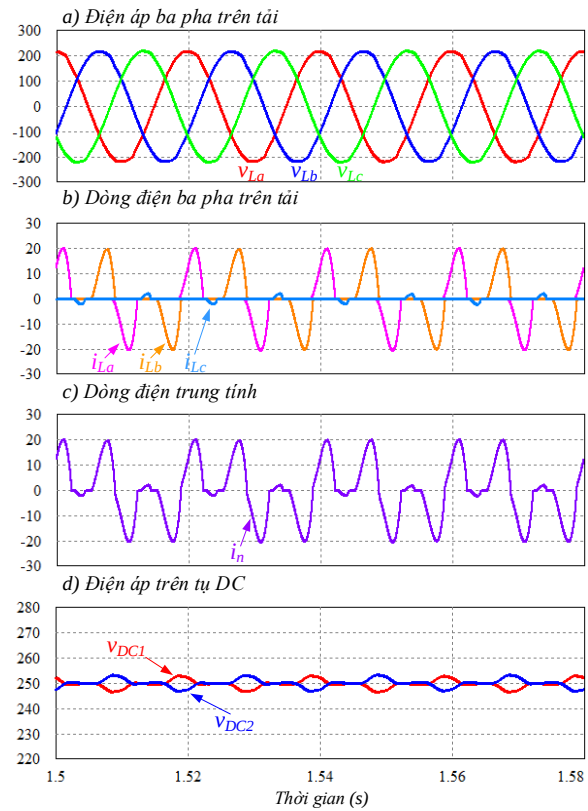
Trường hợp tải phi tuyến không cân bằng



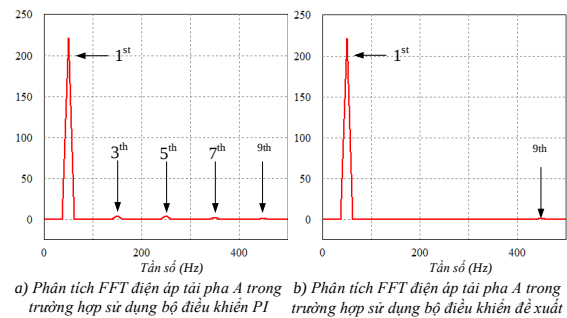
Hình 6. Kết quả mô phỏng trong trường hợp tải phi tuyến không cân bằng sử dụng bộ điều khiển PI

Trường hợp bộ nghịch lưu cấp cho tải phi tuyến không cân bằng nên dòng điện tải bị méo dạng và mất cân bằng. Trong trường hợp hệ thống sử dụng phương pháp điều khiển PI thì điện áp ngõ ra vẫn còn một số méo dạng (Hình 6a), trong khi dạng sóng điện áp ra được điều khiển tốt hơn, gần như hoàn toàn hình sin với hệ thống sử dụng phương pháp điều khiển đề xuất (Hình 7).

Trong phân tích FFT cho điện áp tải pha a, điện áp ngõ ra được điều khiển bằng PI (Hình 8) còn tồn tại các sóng hài bậc 3, 5, 7, 9... trong khi sử dụng sử dụng bộ điều khiển đề xuất các sóng hài gần như bị triệt tiêu. Thông qua Bảng 3, ta có thể thấy được méo hài tổng (THD) khi sử dụng bộ điều khiển PI (3.33%) cao hơn khi dùng bộ điều khiển đề xuất (1.26%).



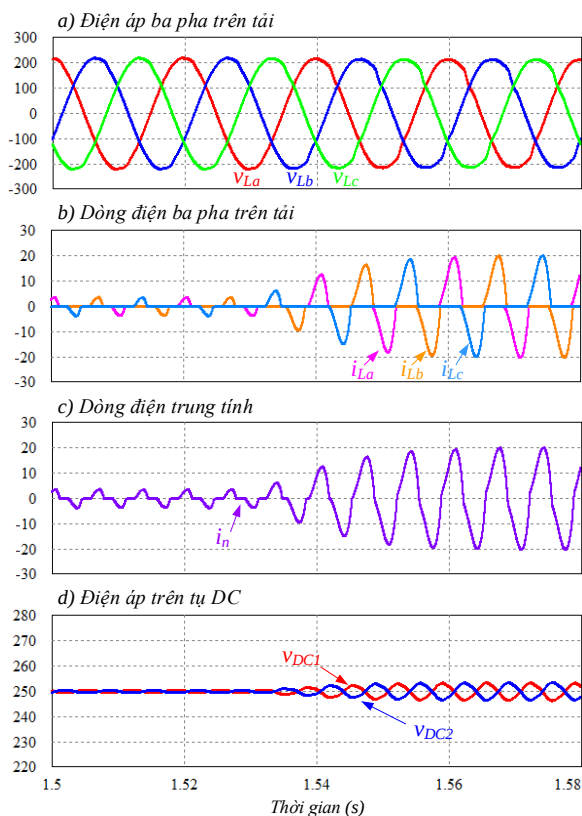
Hình 7. Kết quả mô phỏng trong trường hợp tải phi tuyến không cân bằng sử dụng bộ điều khiển đề xuất



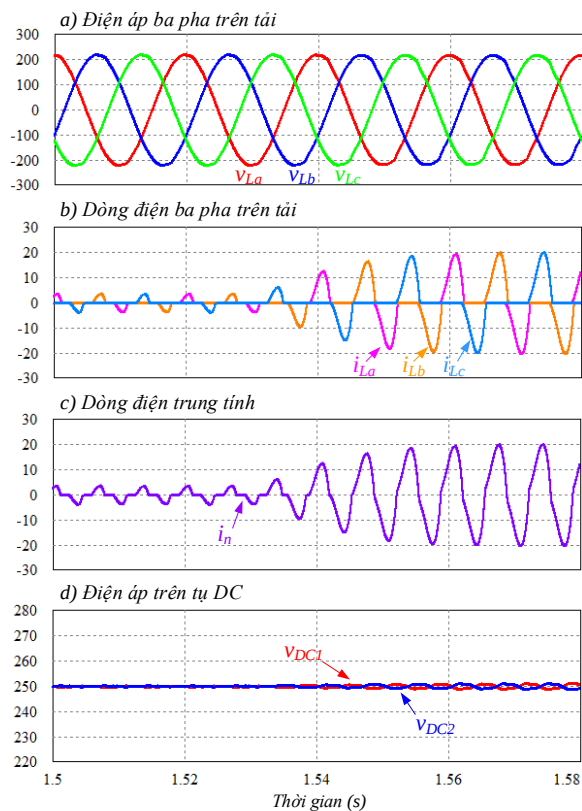
Hình 8. Phân tích FFT cho điện áp tải pha A trong trường hợp tải phi tuyến cân bằng

Trường hợp tải phi tuyến thay đổi

Trong trường hợp này, giá trị điện trở của bộ chỉnh lưu ở tải được thay đổi từ 470 Ω đến 47 Ω tại thời điểm 1.53 (s). Hình 9 thể hiện các kết quả của trường hợp tải phi tuyến thay đổi, thông qua đó ta có thể thấy từ 1.50 (s) đến 1.53 (s) do giá trị điện trở tải lớn dẫn đến dòng điện nhỏ nên điện áp trên tải trong khoảng thời gian đó không bị ảnh hưởng nhiều và giữ được dạng sin. Tuy nhiên, khi giá trị điện trở tải thay đổi đến giá trị thấp hơn làm cho dòng điện trên tải tăng, kể từ thời điểm 1.53 (s) điện áp trên tải xuất hiện những méo dạng. Trong trường hợp bộ điều khiển đề xuất (hình 10), tuy có sự thay đổi dòng điện trên tải nhưng điện áp trên tải vẫn được điều khiển dạng tốt và giữ được dạng sin so với trường hợp sử dụng bộ điều khiển PI (hình 9).



Hình 9. Kết quả mô phỏng trong trường hợp tải phi tuyến thay đổi sử dụng bộ điều khiển PI



Hình 10. Kết quả mô phỏng trong trường hợp tải phi tuyến thay đổi sử dụng bộ điều khiển đề xuất

V. KẾT LUẬN

Bài báo đã trình bày mạch nghịch lưu ba pha bốn dây và đề xuất phương pháp điều khiển để giữ cho điện áp trên tải không bị ảnh hưởng bởi sóng hài bậc cao từ tải phi tuyến không cân bằng. Hiệu quả của chiến lược điều khiển đề xuất đã được xác minh thông qua các trường hợp mô phỏng khác nhau, trong đó điện áp tải được điều khiển gần như hình sin ngay cả trong điều kiện tải tuyến tính hoặc phi tuyến không cân bằng. Tính khả thi của điều khiển đề xuất được xác minh bằng kết quả mô phỏng, cho thấy hiệu suất tốt hơn so với phương pháp PI thông thường.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Jeung Y. C., Lee D. C. (2012), AC power supply system using vehicle engine-generator set with Battery, Proc. of IPEMC (ECCE-Asia) 1724-1728.
- [2] El-Barbari S., Hofmann W., (2000), Digital control of a four leg inverter for standalone photovoltaic systems with unbalanced load, in Proc. of IEEE IECON 729-734.
- [3] Tan Luong Van, L. M. T. Huynh, T. T. Trang, D. C. Nguyen - Improved control strategy of three-phase four-wire inverters using sliding mode input-output feedback linearization under unbalanced and nonlinear load conditions, Lecture Notes in Electrical Engineering **371** (2015) 261-272.
- [4] Marwali M. N., Dai M. and Keyhani A., (2006) Robust stability analysis of voltage and current control for distributed generation systems, IEEE Trans. On Energy Convers **21** (2) 516-526.
- [5] Jang J. I., Lee D. C., (2006) - High Performance Control of Three-Phase PWM Converters under Nonideal Source Voltage, IEEE International Conference on Industrial Technology.
- [6] Mohd A., Ortjohann E., Hamsic N., Sinsukthavorn W., Lingemann M., Schmelter A., Morton D., (2010), Control strategy and space vector modulation for three-leg four-wire voltage source inverters under unbalanced load conditions, IET Power Electronics **3** (3) 323-333.
- [7] Villalva M. G., E. Ruppert E. F., (2004), 3-D space vector PWM for three-leg four-wire voltage source inverters, Power Electronics Specialists Conference 5.
- [8] 519-2014 – IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems, IEEE Standard 519-1992, (2014). <https://ieeexplore.ieee.org/servlet/opac?punumber=6826457>.

VOLTAGE CONTROL OF THREE-PHASE FOUR-WIRE POWER SUPPLY FOR UNBALANCED NONLINEAR LOADS

Abstract: This paper presents a strategy to control the output voltage of a three-phase four-wire voltage inverter (VSI) for unbalanced and nonlinear loads. With the proposed strategy, the nonlinear model of the system including the LC filter is developed in the rotating reference frame. In addition, the output voltage controller is designed, using sliding control. Simulation results using PSIM software in the different cases of loads are verified to prove that the proposed method gives better

performance results than the case of using conventional PI controller.

Keywords - Inverter, nonlinear load, sliding mode control, standalone.



Văn Tấn Lượng tốt nghiệp Đại học và Thạc sĩ tại Trường Đại học Bách Khoa TP.HCM, và Tiến sĩ ngành Kỹ thuật điện tại trường Đại học Yeungnam, Hàn Quốc. Lĩnh vực nghiên cứu: Điện tử công suất, năng lượng tái tạo, chất lượng điện năng.



Hồ Nhật Minh tốt nghiệp thạc sĩ tại Học viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông. Lĩnh vực nghiên cứu: trí tuệ nhân tạo, IoT (Internet of Things).