

NGHIÊN CỨU NÂNG CAO KHẢ NĂNG TRỤ LƯỚI CỦA HỆ THỐNG PHÁT ĐIỆN CHẠY SỨC GIÓ SỬ DỤNG MÁY PHÁT KHÔNG ĐỒNG BỘ NGUỒN KÉP TRONG ĐIỀU KIỆN ĐIỆN ÁP LƯỚI KHÔNG ĐỐI XỨNG

NGUYỄN THỊ MAI HƯƠNG¹, NGUYỄN PHÙNG QUANG²

¹Trường Đại học Kỹ thuật Công nghiệp Thái nguyên

²Trường Đại học Bách khoa Hà nội

Tóm tắt. Bài báo này trình bày các kết quả nghiên cứu về việc áp dụng phương pháp phân tích các thành phần đối xứng nhằm nâng cao khả năng trụ lưới không đối xứng của các hệ thống phát điện chạy sức gió. Khi xảy ra lỗi lưới thì bộ điều khiển phía lưới phải áp đặt dòng lưới có dạng giống như dạng của thành phần thứ tự thuận cơ bản. Đồng thời đảm bảo các thành phần thứ tự ngược phải bị triệt tiêu hoặc giảm nhỏ càng nhiều càng tốt. Muốn vậy thì bộ điều khiển dòng cần được thực hiện trên cả hai hệ trục tọa độ quay thuận và ngược. Trong khi đó, bộ điều khiển phía rotor được điều khiển ngừng làm việc, các dây quấn rotor được nối tắt qua một hệ thống điện trở tiêu tán để duy trì quá trình vận hành đồng bộ của máy phát với lưới phân phối. Các kết quả mô phỏng được thực hiện trong môi trường Matlab - Simulink - PLECS cho thấy việc áp dụng biện pháp khắc phục lỗi lưới nói trên đã giúp cho dòng điện lưới trở lên cân bằng hơn khi xảy ra lỗi lưới không đối xứng.

Abstract. This paper presents research results on application of symmetrical component analysis method in improving the asymmetrical grid voltage fault ride-through capability of wind generator systems. When the grid voltage undergoes a fault, the grid-side converter needs to force the wave form of the grid currents similar to that of the basis positive sequence component of the grid current, while the negative sequence must be eliminated as much as possible and the current controller should be implemented on both the positive and negative rotational coordinates. Simultaneously, the rotor side current controller stops working and the rotor windings of the generator are shortly circuited by a dissipative resistor bank to maintain the synchronization of the generator with the power supply. The simulation results in the Matlab - Simulink - PLECS environment show method that the grid currents become more balanced under asymmetrical grid voltage fault.

Ký hiệu

Ký hiệu	Đơn vị	Ý nghĩa
T		Ma trận chuyển đổi hệ trục
A, B, C		Ma trận mô hình
H(s)		Hàm truyền đạt
ω_s	rad/s	Vận tốc góc stator

Chữ viết tắt

MPNK	Máy phát không đồng bộ nguồn kép
DKPMP	Điều khiển phía máy phát
DKPL	Điều khiển phía lưới
DKDRT	Điều khiển dòng rotor
DKDL	Điều khiển dòng lưới
BNQDA	Bộ ngắt quá điện áp
THDX	Tổng hợp đối xứng

1. MỞ ĐẦU

Các hệ thống máy phát điện sức gió đang ngày càng được quan tâm phát triển và ngày càng chiếm tỷ trọng đáng kể trong tổng dung lượng điện năng của nhiều quốc gia. Do vậy, khi vận hành các hệ thống phát điện sức gió phải đảm bảo yêu cầu có thể duy trì tình trạng làm việc song song với lưới khi xảy ra sự cố sập lưới và tái lập lại trạng thái làm việc bình thường càng sớm càng tốt sau khi sự cố lỗi lưới được loại bỏ. Không những thế, các hệ thống điều khiển trong các hệ thống máy phát sức gió hiện tại còn yêu cầu phải có khả năng hỗ trợ lưới trong suốt quá trình lỗi lưới, kể cả lỗi lưới đối xứng và lỗi lưới không đối xứng.

Hiện nay, vấn đề khắc phục lỗi lưới không đối xứng trong thực tế vận hành đã và đang nhận được sự quan tâm, nghiên cứu rộng rãi do lỗi lưới không đối xứng có thể xảy ra thường xuyên hơn cả lỗi lưới đối xứng. Điện áp không đối xứng còn xuất hiện trong các lưới điện yếu ngay cả trong trạng thái làm việc bình thường. Trong một số trường hợp, các nhiễu loạn trên lưới hoặc tải không đối xứng cũng làm cho điện áp lưới không còn đối xứng nữa [12]. Điều này có thể dẫn tới mất ổn định của hệ thống, ảnh hưởng đến chức năng làm việc của một số thiết bị điện và có thể làm cho hệ thống bảo vệ mất cân bằng dòng điện tác động [19].

Các phương pháp điều khiển bộ biến đổi phía lưới khi sập lưới cũng như khi làm việc với tải không cân bằng đã được đề cập trong nhiều công trình nghiên cứu. Trong tài liệu [14], bộ điều khiển dòng của bộ biến đổi phía lưới được thực hiện trên trục tọa độ ứng với thành phần thứ tự thuận. Trong khi đó, thành phần thứ tự ngược của điện áp lưới được đưa thêm vào trong thành phần điện áp đầu ra của bộ điều khiển dòng. Cách thức thực hiện bộ điều khiển như đã trình bày còn được gọi là phương pháp sử dụng bộ điều khiển feedforward thành phần điện áp thứ tự ngược. Đồng thời, nghiên cứu này còn đưa ra phương pháp sử dụng hai bộ điều khiển dòng được thực hiện trên cả hai hệ trục tọa độ tương ứng với các thành phần thứ tự thuận và ngược và được gọi là bộ điều khiển vector dòng đối ngẫu. Phương pháp này cũng được đề cập đến trong nhiều tài liệu nghiên cứu khác, chẳng hạn như trong [10, 16, 18]. Các biện pháp khắc phục lỗi lưới không đối xứng sử dụng bộ biến đổi với 4 nhánh van trong hệ thống ba pha 4 dây cũng được đề cập trong các tài liệu [17, 31]. Bộ điều khiển dòng loại này cho phép điều khiển riêng rẽ các thành phần dòng điện thứ tự thuận, ngược và zero dẫn đến việc có thể loại bỏ được các nhiễu loạn của điện áp do tải không cân bằng gây ra. Tuy nhiên, phương pháp này không áp dụng được cho các hệ thống ba pha không có dây trung tính. Một phương pháp khác được cho là có khả năng bù dòng tải phi tuyến và không cân bằng sử dụng bộ lọc tích cực cho điều khiển dòng sin được trình bày trong tài liệu [28].

Trong bài báo này các tác giả trình bày một phương pháp nâng cao khả năng trụ lưới không đối xứng bằng cách điều khiển riêng rẽ các thành phần thứ tự thuận và ngược với các tiêu chí khác nhau cho từng thành phần. Với phương pháp này thì các tín hiệu đặt của bộ điều khiển dòng phía lưới được tổng hợp từ các thành phần thứ tự thuận và ngược của dòng

lưới trên các trục tọa độ quay tương ứng. Một bộ điều khiển dòng như vậy còn được gọi là bộ điều khiển tổng hợp đối xứng (THDX) và sẽ được trình bày trong phần sau của bài báo.

2. HỆ THỐNG BA PHA KHÔNG ĐỐI XỨNG

2.1. Biến đổi Park của hệ thống ba pha không đối xứng

Một hệ thống ba pha không đối xứng có thể được biểu diễn bởi các phương trình điện áp sau:

$$\begin{aligned} u_a(t) &= \sqrt{2}\hat{U}_a \sin(\omega t + \varphi_a) \\ u_b(t) &= \sqrt{2}\hat{U}_b \sin(\omega t + \varphi_a - \frac{2\pi}{3}) \\ u_c(t) &= \sqrt{2}\hat{U}_c \sin(\omega t + \varphi_a + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (2.1)$$

Các điện áp trên được biến đổi sang hệ trục tọa độ cố định $\alpha\beta$ như sau:

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta} = \mathbf{T}_{\alpha\beta} \mathbf{u}_{abc} \quad (2.2)$$

trong đó

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u}_{abc} = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}$$

và [27]

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Tiếp theo, các đại lượng trên hệ trục tọa độ $\alpha\beta$ có thể được biến đổi sang hệ trục tọa độ quay dq như sau:

$$\begin{bmatrix} u_d(t) \\ u_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha(t) \\ u_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Các phương trình (2.2) và (2.4) ta có thể viết được như sau:

$$\begin{bmatrix} u_d(t) \\ u_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a(t) \\ u_b(t) \\ u_c(t) \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Biến đổi phương trình (2.5) ta được

$$\begin{bmatrix} u_d(t) \\ u_q(t) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a(t) \\ u_b(t) \\ u_c(t) \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Thay phương trình (2.1) vào phương trình (2.6) ta có

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} u_d(t) \\ u_q(t) \end{bmatrix} &= \frac{2}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \hat{U}_a \cos \theta \sin(\omega t + \varphi_a) \\ -\hat{U}_a \sin \theta \sin(\omega t + \varphi_a) \end{bmatrix} \\ &+ \frac{2}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \hat{U}_b \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \sin(\omega t + \varphi_a - \frac{2\pi}{3}) \\ -\hat{U}_b \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \sin(\omega t + \varphi_a - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \\ &+ \frac{2}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \hat{U}_c \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \sin(\omega t + \varphi_a + \frac{2\pi}{3}) \\ -\hat{U}_c \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \sin(\omega t + \varphi_a + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Nếu trục tọa độ d được chọn nằm trùng với trục của pha A thì $\theta = \omega t$ và khi đó phương trình trên có dạng đơn giản hơn như sau [29]:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} u_d(t) \\ u_q(t) \end{bmatrix} &= \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} (\hat{U}_a + \hat{U}_b + \hat{U}_c) \sin(\varphi_a) \\ -(\hat{U}_a + \hat{U}_b + \hat{U}_c) \cos(\varphi_a) \end{bmatrix} \\ &+ \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \hat{U}_a \sin \vartheta_a + \hat{U}_b \sin \vartheta_b + \hat{U}_c \sin \vartheta_c \\ -\hat{U}_a \cos \vartheta_a - \hat{U}_b \cos \vartheta_b - \hat{U}_c \cos \vartheta_c \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.7)$$

Trong đó, $\vartheta_a = 2\omega t + \varphi_a$, $\vartheta_b = 2\omega t + \varphi_a - \frac{4\pi}{3}$, $\vartheta_c = 2\omega t + \varphi_a + \frac{4\pi}{3}$.

Có thể nhận thấy rằng khi hệ thống cân bằng $\hat{U}_a = \hat{U}_b = \hat{U}_c$ thì thành phần thứ hai của phương trình (2.7) bằng 0. Khi hệ thống mất cân bằng thì trong thành phần của u_d và u_q có cả các thành phần một chiều không đổi và thành phần thứ hai với tần số biến đổi là 2ω .

2.2. Xác định các thành phần thứ tự thuận và ngược

Việc xác định các thành phần thứ tự thuận và thứ tự ngược của điện áp và dòng đã được đề cập trong nhiều tài liệu nghiên cứu. Trong thực tế có nhiều phương pháp khác nhau để có thể tách riêng các thành phần đối xứng trong các điện áp và dòng điện, cụ thể như phương pháp dựa trên phương pháp công suất tức thời [28], phương pháp sử dụng các bộ lọc [12, 13], phương pháp tích phân bậc hai [9], phương pháp khử trễ tín hiệu [23, 15, 11]...

Các tài liệu nghiên cứu đã chỉ ra rằng thành phần thứ tự ngược đóng vai trò như là hài bậc hai trong tọa độ quay dq đối với thành phần thứ tự thuận. Ngược lại, thành phần thứ tự thuận đóng vai trò như là hài bậc hai trong tọa độ quay dq đối với thành phần thứ tự ngược. Vì vậy, có thể dùng các bộ lọc thông thấp để lấy ra các thành phần một chiều và loại bớt những thành phần dao động tần số cao, từ đó tách ra được các thành phần thứ tự thuận và ngược [12]. Theo nguyên lý này, một khâu xác định các thành phần đối xứng với quá trình quá độ nhanh và có độ ổn định cao được gọi là khâu lọc đa biến sẽ được trình bày chi tiết hơn trong phần tiếp theo của bài báo này.

Với một hệ thống không sin và không cân bằng, các thành phần thứ tự thuận và ngược trên tọa độ cố định $\alpha\beta$ được biểu diễn bởi

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta}(t) = u_{\alpha}(t) + j u_{\beta}(t)$$

Gọi H_p là một bộ lọc mà thông qua nó ta nhận được các thành phần thứ tự thuận cơ bản $u_{\alpha\beta p}$, nghĩa là

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta p}(t) = \mathbf{u}_{\alpha\beta}(t) * H_p(t) \quad (2.8)$$

Lưu ý dấu "*" trong công thức (2.8) là chỉ tích chập.

Khi đó, theo tài liệu [17], bộ lọc H_p tìm được sẽ có hàm truyền như sau:

$$H_p(s) = \frac{\omega_b}{s - j\omega_1 + \omega_b} \quad (2.9)$$

Trong đó, ω_1 là tần số góc cơ bản, ω_b là tần số điểm gãy.

Từ các phương trình (2.8) và (2.9) ta có thể viết được

$$u_{\alpha p}(s) + ju_{\beta p}(s) = \frac{\omega_b}{s - j\omega_1 + \omega_b} [u_{\alpha}(s) + ju_{\beta}(s)].$$

Từ đó ta có

$$u_{\alpha p}(s) = \frac{1}{s} [\omega_b(s) - u_{\alpha p}(s) - \omega_1 u_{\beta p}(s)] \quad (2.10)$$

$$u_{\beta p}(s) = \frac{1}{s} [\omega_b(s) - u_{\beta p}(s) + \omega_1 u_{\alpha p}(s)] \quad (2.11)$$

Tương tự, gọi H_n là một bộ lọc mà thông qua nó ta nhận được các thành phần thứ tự ngược cơ bản $u_{\alpha\beta n}$, nghĩa là

$$u_{\alpha\beta n}(t) = u_{\alpha\beta}(t) * H_n(t), \quad (2.12)$$

thì theo tài liệu [17], bộ lọc H_n tìm được sẽ có hàm truyền như sau:

$$H_n(s) = \frac{\omega_b}{s + j\omega_1 + \omega_b}. \quad (2.13)$$

Từ các phương trình (2.12) và (2.13) ta có

$$u_{\alpha n}(s) + ju_{\beta n}(s) = \frac{\omega_b}{s + j\omega_1 + \omega_b} [u_{\alpha}(s) + ju_{\beta}(s)]$$

Cuối cùng ta được các phương trình sau

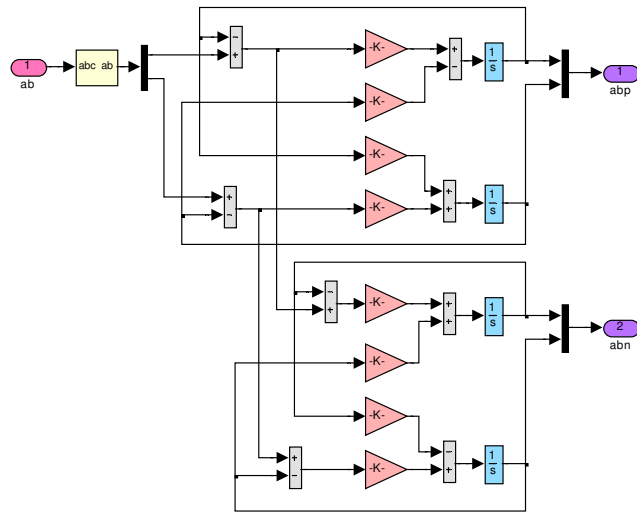
$$u_{\alpha n}(s) = \frac{1}{s} [\omega_b(s) - u_{\alpha n}(s) + \omega_1 u_{\beta n}(s)] \quad (2.14)$$

$$u_{\beta n}(s) = \frac{1}{s} [\omega_b(s) - u_{\beta n}(s) - \omega_1 u_{\alpha n}(s)] \quad (2.15)$$

Từ các phương trình (2.10), (2.11), (2.14) và (2.15) ta có thể xây dựng được mô hình khâu phân ly các thành phần thứ tự thuận ngược như trên hình 2.1.

Các kết quả mô phỏng được thể hiện trên hình 2.2. Trong mô phỏng này, biên độ của của điện áp pha A bị giảm xuống còn khoảng 75% biên độ điện áp của các pha còn lại trong khoảng thời gian từ 1s đến 1.5s do sự có mặt của tải không cân bằng.

Các đồ thị bên phải của hình 2.2 cho thấy rõ hơn các đáp ứng của điện áp lưới, dòng điện tải, thành phần thứ tự thuận và ngược trong khoảng thời gian từ 0,95s đến 1,2s. Khi



Hình 2.1. Phân ly thành phần thứ tự thuận và ngược sử dụng bộ lọc đa biến

biên độ của các pha điện áp lưới mất cân bằng thì biên độ của thành phần thứ tự thuận bắt đầu bị giảm và biên độ của thành phần thứ tự ngược tăng lên. Có thể nhận thấy rằng, với bộ phát hiện các thành phần thứ tự thuận và ngược sử dụng bộ lọc đa biến thì thời gian quá trình quá độ kể từ khi điện áp lưới bị mất cân bằng cho đến khi biên độ của thành phần thứ tự thuận ổn định là khoảng xấp xỉ 100ms. Trong khi đó, quá trình quá độ của quá trình phát hiện thành phần thứ tự ngược là khoảng 150ms.

3. SÁCH LƯỢC TRỤ LƯỚI KHÔNG ĐỐI XỨNG

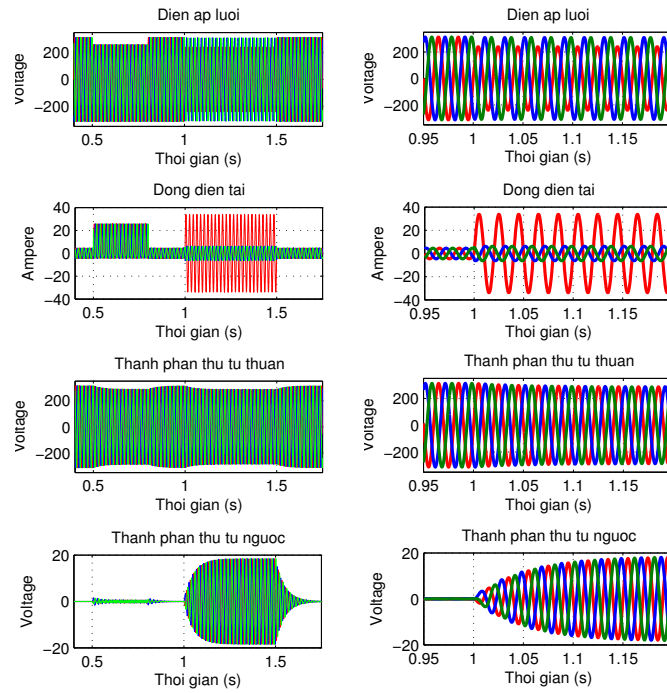
Sách lược cơ bản để khắc phục lỗi lưới là bộ biến đổi phía rotor sẽ phải ngừng làm việc và các dây quấn rotor của máy phát được nối kín mạch qua một bộ ngắt quá điện áp (BNQĐA) được tạo bởi một hệ thống các điện trở tiêu tán có điều khiển. Trong khi đó bộ biến đổi phía lưới được đưa vào làm việc để hỗ trợ lưới trong suốt thời gian lưới bị sự cố. Điều này cho phép giữ cho máy phát không bị ngắt ra khỏi lưới khi có sự cố và sau đó có thể cung cấp năng lượng trở lại cho lưới khi lỗi lưới kết thúc. Do máy phát và bộ biến đổi phía rotor vẫn được nối với lưới nên việc vận hành đồng bộ vẫn được duy trì trong suốt quá trình lỗi lưới. Các kết quả nghiên cứu về vấn đề này đã được trình bày chi tiết trong bài báo [20]. Trong các phần tiếp theo của bài báo này chỉ trình bày về cấu trúc điều khiển phía lưới để nâng cao khả năng khắc phục lỗi lưới sử dụng bộ điều khiển tổng hợp đối xứng.

3.1. Mô hình không gian trạng thái của lưới

Mô hình không gian trạng thái của lưới có thể được biểu diễn như sau [24]:

$$\dot{\mathbf{x}}_n = \mathbf{A}_n \mathbf{x}_n + \mathbf{B}_c \mathbf{u}_c + \mathbf{B}_n \mathbf{u}_n \tag{3.16}$$

$$\mathbf{y}_n = \mathbf{C}_n \mathbf{x}_n \tag{3.17}$$



Hình 2.2. Các thành phần thứ tự thuận và ngược của điện áp lưới

với $\mathbf{x}_n = [i_{nd} \ i_{nq}]^T$, i_{nd} , i_{nq} là các thành phần của dòng điện lưới, $\mathbf{u}_c = [u_{cd} \ u_{cq}]^T$, $\mathbf{u}_n = [u_{nd} \ u_{nq}]^T$

$$\mathbf{A}_n = \begin{bmatrix} -\frac{R_c}{L_c} & \omega_s \\ -\omega_s & \frac{R_c}{L_c} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_n = \begin{bmatrix} -\zeta_{nd} & \zeta_{nq} \\ -\zeta_{nq} & -\zeta_{nd} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B}_c = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_c} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_c} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_n = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$\zeta_{nd} = \frac{1}{L_c} \left(\frac{1 + \omega_s^2 R_f^2 C_f^2 + \omega_s^2 R_c R_f C_f^2 + \omega_s^2 L_c C_f}{\omega_s^2 R_f^2 C_f^2 + 1} \right)$$

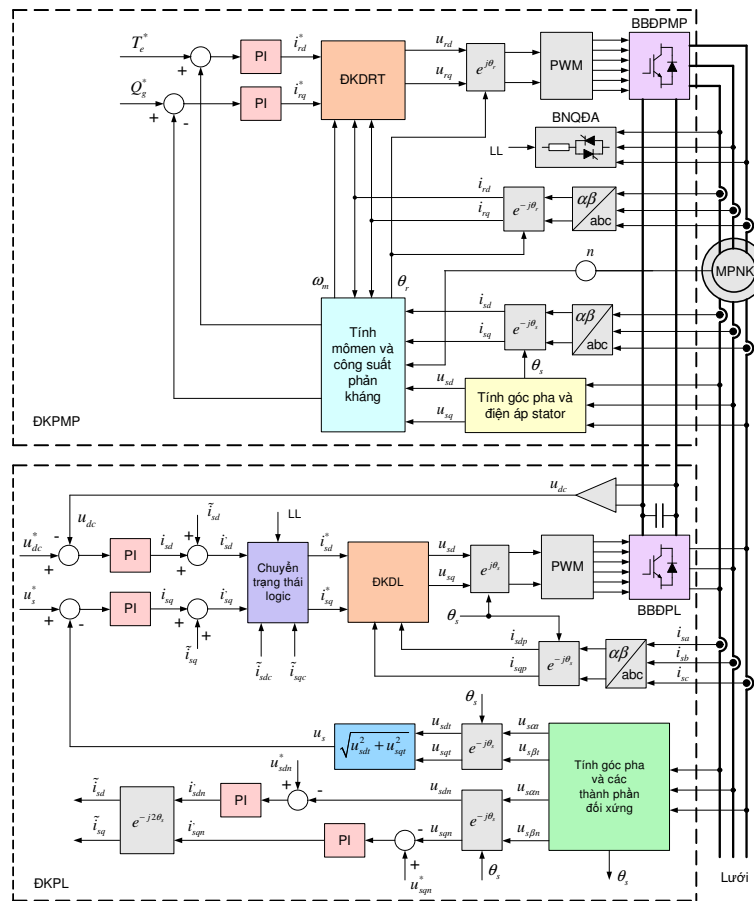
$$\zeta_{nq} = \frac{1}{L_c} \left(\frac{\omega_s^3 L_c R_f C_f^2 - \omega_s R_c C_f}{\omega_s^2 R_f^2 C_f^2 + 1} \right)$$

L_c , C_f và R_f là điện kháng, tụ điện và điện trở của mạch lọc, R_c là điện trở của cuộn kháng, L_c và i_f là dòng chảy qua nhánh song song của bộ lọc.

3.2. Sách lược trụ lưới theo phương pháp các thành phần đối xứng

Để hỗ trợ lưới và nâng cao khả năng trụ lưới không đối xứng thì có thể điều khiển riêng rẽ các thành phần thứ tự thuận và ngược với các tiêu chí khác nhau cho từng thành phần. Mục tiêu điều khiển phải đảm bảo các thành phần thứ tự ngược phải bị triệt tiêu hoặc giảm

nhỏ càng nhiều càng tốt làm cho dòng điện lưới có dạng giống như dạng của thành phần thứ tự thuận cơ bản.



Hình 3.3. Cấu trúc điều khiển với bộ điều khiển THDX

Cấu trúc điều khiển phía lưới với bộ điều khiển THDX được xây dựng như trên hình 3.3 với hai phần chính: phần điều khiển phía máy phát (ĐKPMP) và phần điều khiển phía lưới (ĐKPL).

Mạch vòng điều khiển phía trong của phần ĐKPMP là bộ điều khiển dòng rotor (ĐKDRT) được thiết kế bám theo tín hiệu đặt của dòng điện rotor i_{rd}^* , i_{rq}^* . Mạch vòng ngoài gồm các bộ điều khiển mô men và công suất phản kháng được thiết kế để bám theo các giá trị tối ưu của mô men điện từ T_e^* và công suất phản kháng Q_g^* . Các khối còn lại của phần ĐKPMP gồm BNQDA và các khối biến đổi các hệ trục tọa độ của các biến, tính toán các góc pha tương ứng được chú thích chi tiết ngay trên hình 3.3.

Phần ĐKPL cũng bao gồm hai mạch vòng. Phía trong cùng là mạch vòng điều khiển dòng với bộ điều khiển dòng lưới (ĐKDL). Các mạch vòng điều khiển phía ngoài có nhiệm vụ đảm bảo ổn định giá trị điện áp của mạch một chiều trung gian, đồng thời hỗ trợ lưới trong quá trình lỗi lưới.

Từ kết quả đo lường các điện áp lưới u_{sa} , u_{sb} và u_{sc} ta có thể có được góc pha θ_s , các

thành phần đối xứng thuận $u_{s\alpha t}$, $u_{s\beta t}$ và ngược $u_{s\alpha n}$, $u_{s\beta n}$ ở đầu ra của khâu tính góc pha và các thành phần đối xứng. Thông qua các khâu biến đổi hệ trục tọa độ, các thành phần điện áp trên các hệ trục tọa độ $\alpha\beta$ thuận và ngược được chuyển sang các hệ trục tọa độ dq thuận và ngược như sau:

$$\begin{bmatrix} u_{sdt}(t) \\ u_{sqt}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{s\alpha t}(t) \\ u_{s\beta t}(t) \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

$$\begin{bmatrix} u_{sdn}(t) \\ u_{sqn}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{s\alpha n}(t) \\ u_{s\beta n}(t) \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Chú ý rằng các thành phần này chính là các phản hồi điện áp cho các mạch vòng điều khiển phía lưới.

Các điện áp phản hồi của thành phần thứ tự ngược u_{sdn} , u_{sqn} được so sánh với các điện áp đặt $u_{sdn}^* = 0$ và $u_{sqn}^* = 0$. Các sai lệch của các thành phần điện áp thứ tự ngược sau đó được đưa đến các bộ điều khiển kiểu PI. Các tín hiệu ở đầu ra của các bộ điều khiển này là i'_{sdn} , i'_{sqn} trên hệ trục tọa độ dq ngược sẽ được chuyển đổi sang hệ trục tọa độ dq thuận với các giá trị đầu ra là \tilde{i}_{sdn} và \tilde{i}_{sqn} như sau:

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_{sdt}(t) \\ \tilde{i}_{sqt}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos 2\theta & \sin 2\theta \\ -\sin 2\theta & \cos 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{sdn}(t) \\ i'_{sqn}(t) \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Trong khi đó, biên độ của thành phần thứ tự thuận của điện áp lưới được tính như sau:

$$u_s = \sqrt{u_{sdt}^2 + u_{sqt}^2} \quad (3.21)$$

Tín hiệu sai lệch giữa u_s và điện áp đặt u_s^* cũng được đưa đến một bộ điều khiển kiểu PI. Đầu ra của bộ điều khiển này là dòng điện đặt i_{sq} cho mạch vòng điều khiển dòng bên trong.

Mặt khác, điện áp một chiều u_{dc} được giữ ổn định ở giá trị đặt u_{dc}^* nhờ một bộ điều khiển PI khác ở mạch vòng điện áp một chiều trung gian. Đầu ra của bộ điều khiển này dòng điện đặt i_{sd} cho mạch vòng điều khiển dòng bên trong.

Các giá trị đặt cho các mạch vòng điều khiển dòng điện bên trong i_{sd}^* , i_{sq}^* được suy ra bằng cách cộng các tín hiệu đầu ra của các bộ điều khiển kiểu PI vòng ngoài theo từng trục tọa độ d và q tương ứng, nghĩa là:

$$\begin{aligned} i_{sd}^* &= i_{sd} + \tilde{i}_{sd} \\ i_{sq}^* &= i_{sq} + \tilde{i}_{sq} \end{aligned} \quad (3.22)$$

3.3. Bộ điều khiển dòng điện phía lưới

Bộ điều khiển cho mạch vòng điều khiển dòng bên trong được thiết kế theo kiểu deadbeat [26, 30, 22, 3, 4, 5, 6, 7, 8]. Đây là một bộ điều khiển phản hồi kinh điển có khả năng đưa các biến trạng thái của một hệ điều khiển rời rạc tuyến tính với n trạng thái về gốc tọa độ trong không gian trạng thái với số bước không lớn hơn n [1, 2]. Trong trường hợp số bước tính lớn hơn thì các bộ điều khiển được thiết kế với kỹ thuật tương tự như trên còn được gọi là các bộ điều khiển có đáp ứng hữu hạn [22, 25].

4. CÁC KẾT QUẢ NGHIÊN CỨU

Để kiểm tra và đánh giá chất lượng của phương pháp khắc phục lỗi lưới cũng như của toàn bộ hệ thống điều khiển ta sử dụng phần mềm mô phỏng Matlab - Simulink - Plecs. Đối tượng điều khiển là máy phát điện không đồng bộ nguồn kép với các thông số cho trong phần phụ lục. Bộ điều khiển phía lưới được thiết kế theo phương pháp kinh điển với các bộ điều khiển kiểu PI, còn bộ điều khiển phía máy phát được thiết kế theo phương pháp Passivity-based. Chi tiết của phương pháp này được đề cập trong [21].

Các mô phỏng sập lưới trong phần tiếp theo được tiến hành trong cả hai trường hợp sau đây:

- Khi MPNK đang làm việc trong chế độ bình thường và không áp dụng biện pháp điều khiển trụ lưới. Dựa trên các kết quả mô phỏng này ta có thể đánh giá được mức độ ảnh hưởng của việc lỗi lưới đối với các thành phần khác nhau trong hệ thống điều khiển khi không có bất kỳ một biện pháp nào được áp dụng để bảo vệ bộ biến đổi.
- Áp dụng sách lược trụ lưới trong quá trình xảy ra lỗi lưới. Dựa trên các kết quả mô phỏng này ta có thể đánh giá được hiệu quả của sách lược điều khiển trụ lưới bằng cách so sánh với các kết quả mô phỏng trong trường hợp không có các biện pháp xử lý lỗi lưới.

Các đáp ứng mô phỏng được thực hiện khi xảy ra lỗi lưới đối xứng tại thời điểm 1,5s và kéo dài trong khoảng 200ms với chiều sâu lỗi khoảng 70%. Sau đó, điện áp pha A của lưới lại bị giảm đột ngột tới khoảng 25% tại thời điểm 2,25s (lỗi lưới không đối xứng) và kéo dài trong 500ms.

4.1. Các đáp ứng sập lưới khi không áp dụng chiến lược trụ lưới

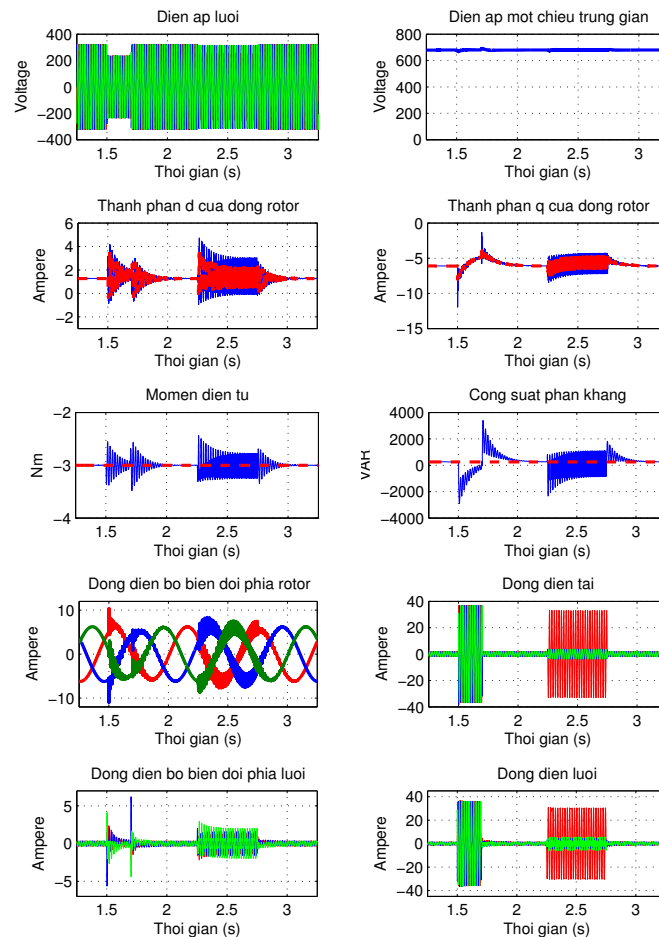
Trong mô phỏng này bộ biến đổi phía lưới được cài đặt ở chế độ làm việc bình thường. Thành phần d của dòng lưới có vai trò ổn định điện áp một chiều trung gian thông qua một bộ điều khiển PI ở vòng ngoài. Trong khi đó thành phần q của dòng lưới được đặt bằng 0. Các giá trị của mômen điện từ và công suất phản kháng đặt cố định tại $-3Nm$ và $300VAr$ (hình 4.4).

4.2. Điều khiển tổng hợp đối xứng

Phần mô phỏng tiếp theo được thực hiện để khảo sát các đáp ứng của hệ thống khi bộ điều khiển THDX được đưa vào sử dụng trong trường hợp xuất hiện tín hiệu lỗi lưới.

Bộ điều khiển THDX sử dụng giá trị đặt của dòng điện lưới được tính toán từ cả thành phần thứ tự thuận và ngược của điện áp lưới. Trong đó, thành phần thứ tự ngược được cộng thêm vào trong thành phần thứ tự thuận của dòng đặt lần lượt theo từng trục tọa độ d và q .

Các kết quả mô phỏng trên hình 4.5 cho thấy rất rõ khả năng bảo vệ bộ biến đổi phía rotor khi lưới xảy ra sự cố. Dòng điện qua bộ biến đổi được giảm về 0 trong quá trình lỗi lưới và được phục hồi lại giá trị làm việc bình thường khi lỗi lưới kết thúc sau một quá trình quá độ. Dòng điện chạy qua bộ biến đổi phía rotor trong quá trình hồi phục cũng không



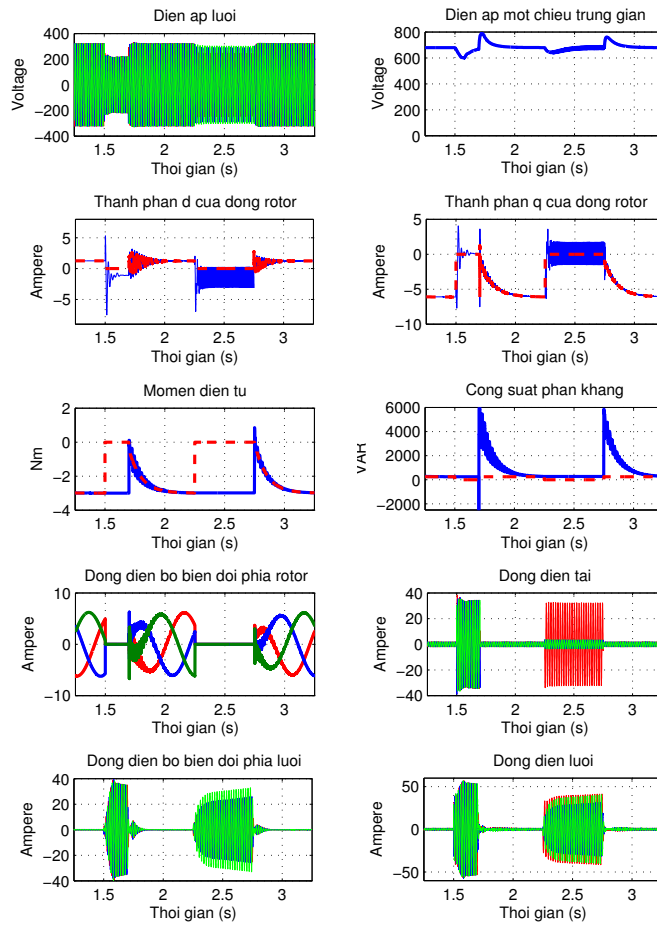
Hình 4.4. Các đáp ứng khi sập lưới khi không có bảo vệ

vượt quá giá trị dòng điện làm việc lúc chưa có sự cố. Dòng điện lưới cũng có dạng cân bằng hơn khi xuất hiện lỗi lưới không đối xứng.

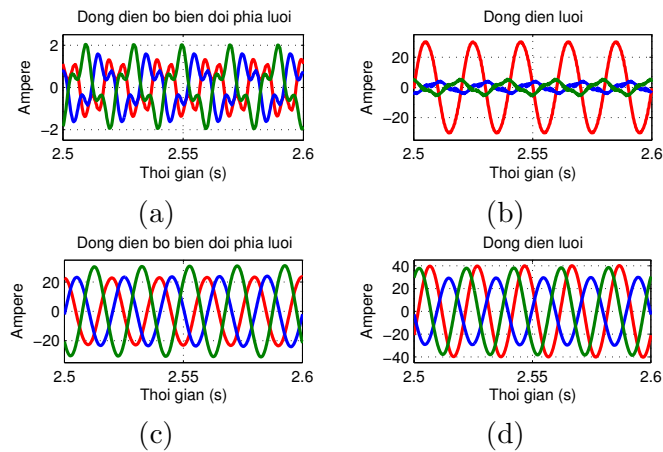
4.3. So sánh các khả năng cân bằng dòng lưới khi lỗi lưới không đối xứng

Hình 4.6 cho thấy rõ hơn các đáp ứng dòng của bộ biến đổi phía lưới và dòng điện lưới khi xảy ra lỗi lưới không đối xứng. Hình 4.6a và 4.6b là các đáp ứng dòng của bộ biến đổi phía lưới và dòng điện lưới khi không áp dụng sách lược trụ lưới trong khoảng thời gian 100ms (từ 2,5s đến 2,6s). Bộ biến đổi phía lưới chủ yếu làm nhiệm vụ ổn định điện áp một chiều trung gian. Hình 4.6c và 4.6d là các đáp ứng dòng của bộ biến đổi phía lưới và dòng điện lưới khi sử dụng bộ điều khiển THDX.

Lỗi lưới không đối xứng xảy ra khi biên độ dòng điện pha A là 30A, trong khi biên độ của các pha còn lại chỉ là 4A. Do biên độ của dòng điện pha A lớn gấp 7,5 lần so với biên độ dòng điện của các pha còn lại đã làm cho biên độ của điện áp pha A giảm 25% so với biên độ của các pha còn lại. Khi áp dụng sách lược trụ lưới với bộ điều khiển THDX thì biên độ



Hình 4.5. Các đáp ứng khi sập lưới với bộ điều khiển THDX.



Hình 4.6. Các đáp ứng khi sập lưới.

của dòng điện pha A là 40,21A, trong khi biên độ dòng điện nhỏ nhất của các pha còn lại là 30,12A. Vì vậy, độ chênh lệch đối xứng dòng trong trường hợp này chỉ là $\frac{40,21}{30,12} = 1,335$ lần. Điều này có nghĩa là dòng điện lưới trong các pha đã được cân bằng thêm một cách đáng kể.

5. KẾT LUẬN

Thông qua việc nghiên cứu các sách lược điều khiển trụ lưới được áp dụng cho hệ thống điều khiển phía rotor và phía lưới có thể rút ra được những kết luận cơ bản sau:

- Để xây dựng các sách lược trụ lưới hiệu quả khi lỗi lưới không đối xứng thì cần phải phân tích các điện áp lưới ra thành các thành phần thứ tự thuận và ngược. Bộ phát hiện các thành phần đối xứng theo phương pháp sử dụng bộ lọc đa biến đã cho kết quả tốt và đã được áp dụng trong điều khiển trụ lưới không đối xứng.
- Sách lược nâng cao khả năng khắc phục lỗi lưới được đề xuất trong bài báo này cho phép giữ cho máy phát không bị ngắt ra khỏi lưới nên việc vận hành đồng bộ vẫn được duy trì trong suốt quá trình lỗi lưới. Đồng thời bộ điều khiển tổng hợp đối xứng phía lưới sẽ được đưa vào làm việc để hỗ trợ điện áp lưới và làm cân bằng dòng điện trong các pha.

Cấu trúc điều khiển của một hệ thống máy phát điện sức gió sử dụng máy phát điện nguồn kép với bộ điều khiển tổng hợp đối xứng khi lỗi lưới rất phù hợp cho các lưới yếu hoặc các hệ thống máy phát sức gió ở các vùng sâu, vùng xa khu vực điện lưới quốc gia. Nói cách khác, cấu trúc điều khiển được đề nghị trong bài báo này có khả năng thích nghi tốt với các điều kiện làm việc khó khăn, có khả năng bám lưới tốt kể cả khi lỗi lưới không đối xứng.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] M. M. Fahmy and J. O'Reilly, Dead-beat control of linear discrete-time systems, *International Journal of Control* **37** (1983) 685–705.
- [2] A. Emami-Naeini and G. Franklin, Deadbeat control and tracking of discrete-time systems, *IEEE Transactions on Automatic Control* **27** (1982) 176–181.
- [3] Rolf Ottersten, "On Control of Back-to-Back Converters and Sensorless Induction Machine Drives", Ph.D Thesis *Chalmers University of Technology* (2003).
- [4] Barbara H. Kenny, and Robert D. Lorenz, Stator- and rotor-flux-based deadbeat direct torque control of induction machines, *IEEE Transactions on Industry Applications* **39** (2002) 1093–1101.
- [5] T. G. Habetler, and F. Profumo, and M. Pastorelli, and L. M. Tolbert, Direct torque control of induction machines using space vector modulation, *IEEE Transactions on Industry Applications* **28** (1992) 1045–1053.
- [6] J. Maes, and J. Melkebeek, Discrete time direct torque control of induction motors using back-EMF measurement, *The IEEE Industry Applications Conference* **1** (1998) 407–414.

- [7] G. Buja, and M. Candela, and R. Menis, A novel direct control scheme for SVM inverter-fed induction motor drives, *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics* **3** 1999 (1267–1272).
- [8] D. Casadei, and G. Serra, and A. Tani, Analytical investigation of torque and flux ripple in DTC schemes for induction motors, *International Conference on Industrial Electronics* **2** 1997 (552–556).
- [9] P. Rodriguez, and A. V. Timbus, R. Teodorescu, and M. Liserre, and F. Blaabjerg, Flexible active power control of distributed power generation systems during grid faults, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **54** (2007) 2583–2592.
- [10] C.H. Ng, and L. Ran, and J. Bumby, Unbalanced-Grid-Fault Ride-Through Control for a Wind Turbine Inverter, *IEEE Transactions on Industry Applications* **44** (2008) 845–856.
- [11] I. Vechiu, and H. Camblong, and G. Tapia, and B. Dakyo, and O. Curea, Control of four leg inverter for hybrid power system applications with unbalanced load, *Energy Conversion and Management* **48** (2007) 2119–2128.
- [12] Yi Zhou, and Paul Bauer, and Jan A. Ferreira, and Jan Pierik. Operation of Grid-Connected DFIG Under Unbalanced Grid Voltage Condition, *IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION* **24** (2009).
- [13] Van-Tung Phan, and Tae-Won Chun, An Improved Control Strategy Using a PI-Resonant Controller for an Unbalanced Stand-Alone Doubly-Fed Induction Generator, *Journal of Power Electronics* **10** (2010).
- [14] S. Alepuz, and S. Busquets-Monge, and J. Bordonau, and J.A. Martinez-Velasco, and C.A. Silva, and J. Pontt, and J. Rodriguez, Control Strategies Based on Symmetrical Components for Grid-Connected Converters Under Voltage Dips, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **56** (2009) 2162–2173.
- [15] Fei Wang, and M.C. Benhabib, and J.L. Duarte, and M. Hendrix, Sequence-Decoupled Resonant Controller for Three-phase Grid-connected Inverters, *Applied Power Electronics Conference and Exposition* (2009) 121–127.
- [16] M. Bobrowska-Rafal, K. Rafal, G. Abad, and M. Jasinski, Control of PWM rectifier under grid voltage dips, *Bulletin of the Polish Academy of Science* **57** (2009).
- [17] Fei Wang, and J.L. Duarte, and M. Hendrix, Control of grid-interfacing inverters with integrated voltage unbalance correction, *IEEE Power Electronics Specialists Conference* (2008) 310–316.
- [18] M. Bongiorno, and J. Svensson, and A. Sannino, Dynamic Performance of Current Controllers for Grid-connected Voltage Source Converters under Unbalanced Voltage Conditions, *IEEE Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics*, (2004).
- [19] F.A. Magueed, and J. Svensson, Control of VSC connected to the grid through LCL-filter to achieve balanced currents. *Industry Applications Conference* **1** (2005) 572–578.

- [20] Nguyễn Thị Mai Hương, and Đinh Văn Nghiệp, Trần Thị Thanh Hải, Nghiên cứu khả năng trụ lưới không đối xứng của hệ thống phát điện chạy bằng sức gió, *Tạp chí Khoa học và Công nghệ Đại học Thái Nguyên* **65** (3) (2010).
- [21] Nguyễn Thị Mai Hương, and Đặng Danh Hoàng, and Nguyễn Phùng Quang, Nâng cao khả năng khắc phục lỗi lưới không đối xứng của hệ thống phát điện chạy bằng sức gió, *Hội nghị toàn quốc lần thứ 5 về cơ điện tử, TP Hồ Chí Minh* (2010).
- [22] N. P. Quang , and A. Dittrich, and A.Thieme, Doubly-fed induction machine as generator: control algorithms with decoupling of torque and power factor, *Electrical Engineering (Archiv fur Elektrotechnik)* **80** (1997) 325–325.
- [23] A. Montenegro Leon, "Advanced power electronic for wind-power generation buffering", Ph.D thesis, University of Florida (2005).
- [24] H. Nguyen Tien, Control of the doubly-fed induction machine for wind turbine applications, *Delft University of Technology* (PrePrint 2009).
- [25] N. P. Lan, "Linear and nonlinear control approach to doubly-fed induction generators in wind power generation", Ph.D thesis, TU Dresden (2006).
- [26] N. P. Quang, *Điều khiển tự động truyền động điện xoay chiều 3 pha*, NXB Khoa học kỹ thuật Hà nội, 1996.
- [27] H. A. Toliyat, and S. Campbell, *DSP-Based electromechanical motion control*, CRC Press, 2004.
- [28] H. Akagi, and E.H. Watanabe, and M. Aredes, Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning, *Wiley-IEEE Press* (2007).
- [29] J.T.G. Pierik, and Y. Zhou, and P. Bauer, *Windfarm as Power Plant - Dynamic Modelling Studies*, Delft University Press, 2007.
- [30] N.P. Quang, and A. Dittrich, *Truyền động điện thông minh*, NXB Khoa học kỹ thuật Hà nội, 2002.
- [31] A. Abellan, and J.M. Benavent, and G. Garcera, and D. Cerver, Fixed frequency current controller applied to shunt active filters with UPF control in four-wire power systems, *IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society*, **1** 2002 (780–785).

Nhận bài ngày 30 - 1 - 2012