

# XÁC ĐỊNH THAM SỐ ĐIỀU KHIỂN CHO BỘ BIẾN ĐỔI CỦA MÁY ĐIỆN KHÔNG ĐỒNG BỘ NGUỒN KÉP TRONG ĐIỀU KIỆN VẬN TỐC GIÓ BIẾN THIÊN

DETERMINATION OF CONTROL PARAMETERS FOR THE CONVERTER OF DOUBLY FED INDUCTION GENERATION IN VARIABLE SPEED WIND

Nguyễn Công Cường<sup>1,\*</sup>, Nguyễn Bá Nghiê<sup>2</sup>,  
Phạm Thị Bích Huệ<sup>3</sup>, Trịnh Trọng Chương<sup>1</sup>

## TÓM TẮT

Bài báo này trình bày phương pháp xác định tham số điều khiển trong bộ biến đổi của máy phát điện gió sử dụng máy điện không đồng bộ nguồn kép (DFIG), nhằm mục tiêu đảm bảo máy điện luôn làm việc ổn định để nâng cao hiệu quả làm việc. Dựa trên mô hình toán học của máy điện DFIG trong hệ tọa độ dq, bài báo tiến hành xây dựng cấu trúc điều khiển và ứng dụng phương pháp tối ưu phản ứng hóa học (CRO) để xác định các tham số điều khiển PI tối ưu. Các kết quả mô phỏng trong trường hợp khi vận tốc gió biến thiên đã cho thấy, tham số tối ưu được lựa chọn đã cho chất lượng điều khiển tốt, tín hiệu đầu ra luôn bám sát tín hiệu đặt, đặc tính vận hành của máy điện có mức dao động ít hơn và thời gian quá độ giảm.

**Từ khóa:** DFIG, RSC, GSC, PI, tối ưu các phản ứng hóa học (CRO).

## ABSTRACT

This paper presents a method to determine the control parameters in the converter of a wind generator using doubly fed induction generator (DFIG), the goal is to ensure that the electric machine always works stably to improve working efficiency. Based on the mathematical model of the DFIG in the dq reference frame. The paper proceeds to build the control structure and to apply chemical reaction optimization algorithm (CRO) to search optimal parameters for PI controller. The simulation results shown that the wind turbine can operate at its optimum energy for a wide range of wind speed, the output signal always follows the set signal, the operating characteristics of DFIG to improve the transient operation.

**Keywords:** DFIG, RSC, GSC, Proportional Integral Controller, Chemical Reaction Optimization (CRO).

<sup>1</sup>Khoa Điện, Trường Đại học Công nghiệp Hà Nội

<sup>2</sup>Khoa Công nghệ Thông tin, Trường Đại học Công nghiệp Hà Nội

<sup>3</sup>Trường Cao đẳng nghề Sông Đà

\*Email: nguyencongcuong@hau.edu.vn

Ngày nhận bài: 22/12/2021

Ngày nhận bài sửa sau phản biện: 28/02/2022

Ngày chấp nhận đăng: 25/4/2022

## 1. GIỚI THIỆU

Nguồn điện gió được đánh giá là một trong những nguồn có tiềm năng lớn ở nước ta, với sự gia tăng ngày

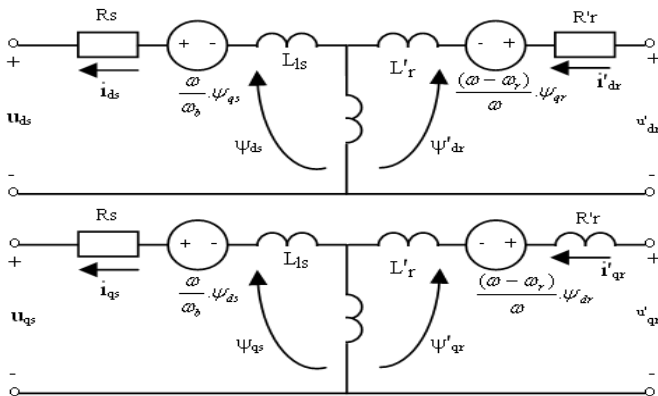
càng lớn về số lượng và quy mô công suất. Hiện có nhiều loại công nghệ máy phát điện gió khác nhau, tuy nhiên máy phát điện gió không đồng bộ nguồn kép (DFIG) đang được sử dụng phổ biến [1]. Loại tuabin gió sử dụng máy phát điện gió nguồn kép có đặc điểm: stato nối trực tiếp với lưới điện, còn roto nối lưới qua bộ biến đổi “back-to-back” điều khiển được. Do bộ điều khiển nằm ở phía roto nên công suất thiết kế chỉ bằng 1/3 công suất stato. Tuy nhiên, bộ biến đổi này là một trong những thiết bị gây ra những khó khăn và phức tạp trong quá trình điều khiển nhằm đảm bảo DFIG luôn vận hành ở trạng thái ổn định trước sự thay đổi của tốc độ gió. Hệ thống điều khiển của DFIG gồm: bộ điều khiển phía máy phát điện (RSC) và phía lưới điện (GSC). Thông thường, phương pháp điều khiển vectơ từ thông được áp dụng cho cả hai bộ biến đổi phía máy phát và phía lưới để điều khiển độc lập tốc độ, dòng điện, điện áp, công suất tác dụng và phản kháng đồng thời giữ cho điện áp một chiều DC-link bằng hằng số [2]. Đã có nhiều nghiên cứu tập trung vào việc xác định các tham số điều khiển tối ưu cho bộ biến đổi, nhằm nâng cao chất lượng điều khiển và giảm thời gian quá độ cho hệ thống. Cho đến nay, các kỹ thuật điều khiển sử dụng bộ điều khiển tích phân tỷ lệ (PI) hay bộ điều khiển đạo hàm - tích phân tỷ lệ (PID) vẫn là cấu trúc điều khiển được sử dụng phổ biến nhất [3]. Bộ điều khiển PI hiện là bộ điều khiển sử dụng nhiều trong công nghiệp, nó không hẳn là bộ điều khiển tốt nhất, nhưng là bộ điều khiển phổ biến nhất. Tuy nhiên, các tham số của nó không phải lúc nào cũng điều chỉnh được khi đối tượng có tính phi tuyến cao với các tham số bất định.

Có nhiều phương pháp đã được nghiên cứu ứng dụng, từ các phương pháp kinh điển [4] đến hiện đại để xác định tham số điều khiển tối ưu của bộ điều khiển PI. Những phương pháp kinh điển được sử dụng rộng rãi vì cấu trúc và tính toán đơn giản [5, 8]. Tuy nhiên, lại rất khó có thể xác định tham số hợp lý khi cấu trúc điều khiển có tính phi tuyến cao, thời gian trễ lớn và sự không ổn định về cấu trúc. Các những yếu tố này có thể làm giảm hiệu quả của bộ điều khiển [4]. Tuy nhiên, với sự phát triển mạnh mẽ của

kỹ thuật máy tính, các hạn chế này có thể được khắc phục bằng cách sử dụng các giải thuật thông minh như: logic mờ, mạng nơron nhân tạo, giải thuật di truyền, các giải thuật mô phỏng hiện tượng năng lượng tự nhiên, quy luật bầy đàn,...[4, 5, 6]. Các phương pháp này có khả năng tìm kiếm tốt khi điểm hoạt động của hệ thống thay đổi, thực hiện được các luật điều khiển phi tuyến phức tạp với các thông số được thiết lập tự động từ đầu vào - ra của hệ thống tuabin gió. Bài báo này đề xuất giải thuật tối ưu dựa trên ý tưởng nêu trên, bằng cách dựa trên quy luật phản ứng tự nhiên của các phản ứng hóa học CRO, nhằm xác định tham số  $K_p, K_i$  tối ưu cho các bộ điều khiển PI trong hệ thống điều khiển của máy phát điện gió DFIG.

**2. MÔ HÌNH TOÁN HỌC CỦA DFIG**

Xuất phát điểm để xây dựng mô hình DFIG là các phương trình điện áp và dòng điện trong hệ tọa độ quay dq - hình 1 [7].



Hình 1. Mạch điện tương đương của máy điện không đồng bộ biểu diễn trên hai trục d, trục q

Phương trình mô tả điện áp stato:

$$\begin{cases} v_{ds} = \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \omega_s \psi_{qs} - R_s i_{ds} \\ v_{qs} = \frac{d\psi_{qs}}{dt} + \omega_s \psi_{ds} - R_s i_{qs} \end{cases} \quad (1)$$

Phương trình mô tả điện áp roto:

$$\begin{cases} v_{dr} = \frac{d\psi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \psi_{qr} + R_r i_{dr} \\ v_{qr} = \frac{d\psi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \psi_{dr} + R_r i_{qr} \end{cases} \quad (2)$$

Phương trình mô tả từ thông stator, roto:

$$\begin{cases} \psi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \\ \psi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \psi_{qr} = L_m i_{qs} + L_r i_{qr} \\ \psi_{dr} = L_m i_{ds} + L_r i_{dr} \end{cases} \quad (3)$$

với  $\psi_{ds}, \psi_{qs}, \psi_{qr}, \psi_{dr}$  là từ thông của stato và roto trên hai trục d và q;  $i_{ds}, i_{dr}$  là dòng điện trên stato và roto;  $R_s, R_r$  là điện trở mạch stato và roto;  $\omega_s, \omega_r$  là tần số góc của stato và roto.

Phương trình công suất và mômen điện từ:

$$\begin{cases} P_s = \frac{3}{2} (v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs}) \\ Q_s = \frac{3}{2} (v_{qs} i_{ds} - v_{ds} i_{qs}) \\ P_r = \frac{3}{2} (v_{dr} i_{dr} + v_{qr} i_{qr}) \\ Q_r = \frac{3}{2} (v_{qs} i_{dr} - v_{dr} i_{qr}) \end{cases} \quad (4)$$

Tổng công suất tác dụng và phản kháng của DFIG sẽ là tổng công suất phía roto và stato xác định từ phương trình (4). Phương trình tốc độ roto máy điện DFIG được biểu diễn bởi phương trình (5):

$$\frac{d}{dt} \omega_r = \frac{P}{2J} (T_m - T_e - C_f \omega_r) \quad (5)$$

Mômen điện từ của máy điện DFIG có xét đến ảnh hưởng của từ thông và dòng điện được viết như sau:

$$T_e = \frac{3}{2} (\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}) \quad (6)$$

Nếu  $T_e > 0$  thì DFIG làm việc như một máy phát và ngược lại như một động cơ [7].

**3. THIẾT KẾ BỘ ĐIỀU KHIỂN PHÍA MÁY PHÁT**

Bộ điều khiển phía máy phát được xây dựng nhằm điều khiển công suất đầu ra của tuabin gió, đồng thời duy trì điện áp cho khâu cài đặt điều khiển. Cấu trúc điều khiển bao gồm hai vòng lặp: vòng lặp bên trong và vòng lặp bên ngoài, trong đó vòng lặp bên trong điều khiển các thành phần dòng điện của roto trên trục d và trục q. Biến  $i_{dr}$  và  $i_{qr}$  điều khiển độc lập tựa theo điện áp stato (SVO) đối với DFIG ( $v_{ds} = 0$  và  $v_{qs} = V_s$ ). Trong nghiên cứu này, từ thông trục q được điều chỉnh bằng 0 ( $\psi_{qs} = 0$  và  $\psi_{ds} = \psi_s$ ), để điều khiển công suất tác dụng và công suất phản kháng, được mô tả ở phương trình (7) (với  $a = d/dt$  là toán tử Laplace).

$$\begin{cases} a \cdot \psi_{qs} + \frac{R_s}{\sigma L_s} \psi_{qs} = -\omega_e \psi_{ds} + \frac{R_s L_m}{\sigma L_s L_r} \psi_{qr} + v_{qs} \\ \sigma \psi_{qs} = -\omega_e \psi_{qs} + \frac{R_s L_m}{\sigma L_s L_r} \psi_{qr} + v_{qs} \\ \psi_{ds}^* = \frac{1}{\omega_e} \left( \frac{R_s L_m}{\sigma L_s L_r} \psi_{qr} + v_{qs} - \sigma \psi_{qs} \right) \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} a \cdot \psi_{ds} + \frac{R_s}{\sigma L_s} \psi_{ds} = \omega_e \psi_{qs} + \frac{R_s L_m}{\sigma L_s L_r} \psi_{dr} + v_{ds} \\ \sigma \psi_{ds} = \omega_e \psi_{qs} + \frac{R_s L_m}{\sigma L_s L_r} \psi_{dr} + v_{ds} \\ \psi_{qs}^* = \frac{1}{\omega_e} \left( \sigma \psi_{ds} - \frac{R_s L_m}{\sigma L_s L_r} \psi_{dr} - v_{ds} \right) \end{cases} \quad (8)$$

Phương trình (7) và (8) được viết lại như phương trình (9) và (10):

$$\begin{cases} a\psi_{qs} + c_1\psi_{qs} = -\omega_e\psi_{ds} + c_2\psi_{qr} + v_{qs} \\ \sigma_{\psi_{qs}} = -\omega_e\psi_{qs} + c_2\psi_{qr} + v_{qs} \\ \psi_{ds}^* = \frac{1}{\omega_e}(c_2\psi_{qr} + v_{qs} - \sigma_{\psi_{qs}}) \end{cases} \quad (9)$$

$$\begin{cases} a\psi_{ds} + c_1\psi_{ds} = \omega_e\psi_{qs} + c_2\psi_{dr} + v_{ds} \\ \sigma_{\psi_{ds}} = \omega_e\psi_{qs} + c_2\psi_{dr} + v_{ds} \\ \psi_{qs}^* = \frac{1}{\omega_e}(-c_2\psi_{dr} - v_{ds} + \sigma_{\psi_{ds}}) \end{cases} \quad (10)$$

Trong đó: 
$$\begin{cases} \sigma_{\psi_{qs}} = a\psi_{qs} + c_1\psi_{qs} = K_{p\psi_s} + \frac{K_{l\psi_s}}{a}(\psi_{qs}^* - \psi_{qs}) \\ \sigma_{\psi_{ds}} = a\psi_{ds} + c_1\psi_{ds} = K_{p\psi_s} + \frac{K_{l\psi_s}}{a}(\psi_{ds}^* - \psi_{ds}) \end{cases} \quad (11)$$

Trở lại phương trình (5), với  $T_m$  là mômen cơ được xác định bởi  $T_m = K_{opt} \cdot V_w^2$ ; với:  $K_{opt} = \frac{R}{2\lambda_{opt}} \rho A C_{p-max}$  là hằng số nếu tốc độ gió bằng tốc độ định mức của tuabin. Khi đó  $T_m$  được xác định bởi phương trình:  $T_m = \frac{P_{dat}}{\omega_{dat}}$  (12)

Từ phương trình (5) và (12) suy ra:

$$\frac{2J}{p} a\omega_r = (T_m - T_e) = \sigma_{\omega_r} = K_{\omega_r} (\omega_r^* - \omega_r) \quad (13)$$

Với  $K_{\omega_r}$  là tham số điều khiển tốc độ roto của bộ điều khiển:  $K_{\omega_r} = \left( K_{p\omega_r} + \frac{K_{l\omega_r}}{k} \right)$  (14)

Từ phương trình (13) suy ra:

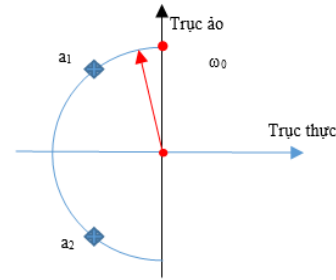
$$\begin{cases} \frac{2J}{p} a\omega_r = \left( K_{p\omega_r} + \frac{K_{l\omega_r}}{a} \right) \omega_r^* - \left( K_{p\omega_r} + \frac{K_{l\omega_r}}{a} \right) \omega_r \\ \omega_r = \frac{P}{2J} \left( a K_{p\omega_r} + K_{l\omega_r} \right) \\ \omega_r^* = \frac{a^2 + a \frac{a K_{p\omega_r}}{2J} + \frac{P K_{l\omega_r}}{2J}}{a^2 + a \frac{a K_{p\omega_r}}{2J} + \frac{P K_{l\omega_r}}{2J}} \end{cases} \quad (15)$$

Nhận thấy rằng: hàm truyền vòng kín có mẫu số là đa thức bậc 2. Để xác định bộ tham số điều khiển, có thể sử dụng kỹ thuật Butterworth [9]. Kỹ thuật Butterworth cho phép theo dõi các giá trị riêng một cách đồng nhất trong nửa mặt phẳng a bên trái đường tròn có bán kính  $\omega_0$ , với tâm của nó tại gốc như hình 2. Hàm truyền của một đa thức Butterworth có mẫu số bậc hai đưa ra bởi phương trình:

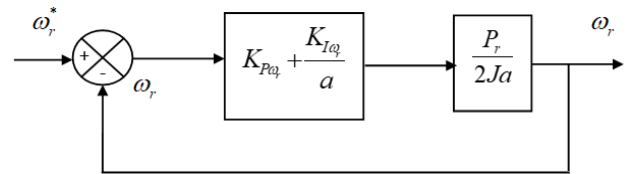
$$a^2 + \sqrt{2}\omega_0 a + \omega_0^2 = 0 \quad (16)$$

Các tham số bộ điều khiển PI được xác định bằng phép so sánh các hệ số đa thức trong phương trình (16) với mẫu

số của hàm truyền tương ứng và sau đó lựa chọn  $\omega_0$  thích hợp. Ở đó  $\omega_0$  là bằng thông của bộ điều khiển phụ thuộc vào giá trị thiết kế.



Hình 2. Vị trí cực mẫu số bậc hai của đa thức Butterworth



Hình 3. Bộ điều khiển PI cho tốc độ của roto

Như vậy, hệ thống vòng kín với bộ điều khiển PI cho tốc độ roto như thể hiện trong hình 3. Nếu thay  $\psi_{qs} = 0$  vào phương trình (3) và (7) cho kết quả như phương trình (16):

$$\begin{cases} T_e = \frac{3}{2} \psi_{ds} i_{qs} \\ i_{qs} = -\frac{L_m}{L_s} i_{qr} \end{cases} \quad (17)$$

Thay (15) vào (14) và kết hợp với (17) có được:

$$T_e = \frac{3}{2} \psi_{ds} \left( -\frac{L_m}{L_s} \right) i_{qr} \quad (18)$$

$$i_{qr} = (\sigma_{\omega_r} - T_m) \frac{2}{3} \frac{L_s}{L_m \psi_{ds}} \quad (19)$$

Như vậy, công suất tác dụng và phản kháng của stato được tính toán:

$$P_s = \frac{3}{2} (v_{qs} i_{qs} + v_{ds} i_{ds}) = -\frac{3}{2} \frac{L_m}{L_s} v_{qs} i_{qr} \quad (20)$$

$$Q_s = \frac{3}{2} (v_{qs} i_{ds} - v_{ds} i_{qs}) = \frac{3}{2} v_{qs} i_{ds} \quad (21)$$

Thay  $v_{qs}$  vào (21) sẽ có:

$$Q_s = \frac{3}{2} (R_s i_{qs} + \omega_e \psi_{ds} + a \psi_{qs}) i_{ds} \quad (22)$$

Giả thiết từ thông stato không đổi, bỏ qua điện trở của stato và thay  $i_{ds}$  từ (3) suy ra:

$$Q_s = \frac{3}{2} \frac{\omega_e}{\sigma L_s} \left( \psi_{ds}^2 - \frac{L_m}{L_r} \psi_{ds} \psi_{dr} \right) \quad (23)$$

Hay:  $a Q_s = -\frac{3}{2} \frac{\omega_e}{\sigma L_s} \frac{L_m}{L_r} \psi_{qs} a \psi_{dr}$  (24)

Giải các phương trình (2) và (23) để tìm  $\psi_{qr}$  theo  $i_{qr}$  cho kết quả như sau:

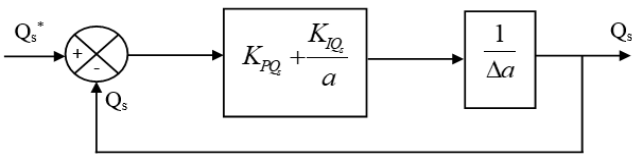
$$\begin{cases} aQ_s = -\frac{3\omega_e L_m}{2\sigma L_s L_r} \psi_{ds} [v_{dr} - R_r i_{dr} + (\omega_e - \omega_r) \psi_{dr}] \\ aQ_s = -\frac{3\omega_e L_m}{2\sigma L_s L_r} \psi_{ds} [v_{dr} - R_r i_{dr} + (\omega_e - \omega_r) \sigma L_s i_{qr}] \\ \nabla aQ_s = K_{Qs} (Q_s^* - Q_s) = \sigma_{Qs} \end{cases} \quad (25)$$

Ở đây:  $\nabla = \frac{2\sigma L_s L_r}{3\omega_e L_m}$  và  $K_{Qs}$  là tham số ước lượng của tín hiệu điều khiển công suất phản kháng phía stato của bộ điều khiển PI:  $K_{Qs} = \left( K_{PQs} + \frac{K_{IQs}}{a} \right)$ . Vì vậy, từ (25) xác định được:

$$\nabla aQ_s = \left( K_{PQs} + \frac{K_{IQs}}{a} \right) Q_s^* - \left( K_{PQs} + \frac{K_{IQs}}{a} \right) Q_s \quad (26)$$

$$\frac{Q_s}{Q_s^*} = \frac{\frac{1}{\nabla} (aK_{PQs} + K_{IQs})}{a^2 + a \frac{K_{PQs}}{\nabla} + \frac{K_{IQs}}{\nabla}} \quad (27)$$

Hệ thống vòng kín với bộ điều khiển PI cho công suất phản kháng phía stato được biểu diễn ở (hình 4).



Hình 4. Bộ điều khiển PI cho công suất phản kháng của stato  
Từ (24) và (25) suy ra:

$$i_{dr}^* = \frac{1}{R_r} \left[ v_{dr} + (\omega_e - \omega_r) \sigma L_r i_{qr} + \frac{\sigma_{Qs}}{\psi_{ds}} \right] \quad (28)$$

Từ (18) và (28) thấy rằng:  $P_s$  và  $Q_s$  tỷ lệ với  $i_{qr}$  và  $i_{dr}$  tương ứng. Giá trị  $(\omega_e - \omega_r) \sigma L_r i_{qr}$  trong phương trình (28) rất nhỏ nên ảnh hưởng của nó không đáng kể. Khi đó, dòng điện roto có thể được điều chỉnh thông qua điện áp roto. Mối quan hệ giữa dòng điện roto và điện áp roto nhận được bằng cách thay thế các giá trị của  $\psi_{dr}$  và  $\psi_{qr}$  và đơn giản hóa các phương trình sẽ được:

$$\begin{cases} v_{qr} = R_r i_{qr} + \sigma L_r a i_{qr} + \omega_{sl} \left( \frac{L_m}{L_s} \psi_{ds} + \sigma L_r i_{dr} \right) \\ v_{dr} = R_r i_{dr} + \sigma L_r a i_{dr} - \omega_{sl} \sigma L_r i_{qr} \end{cases} \quad (29)$$

Trong đó:  $\omega_{sl} = (\omega_e - \omega_r)$ ;  $\sigma = 1 - [L_m^2 / (L_s L_r)]$ . Phương trình (28) bao gồm thành phần  $i_{dr}$  theo trục d và thành phần  $i_{qr}$  theo trục q. Thông qua phương pháp tuyến tính hóa quanh điểm làm việc, các phương trình này có thể được tuyến tính hóa bằng cách đặt các tham số khác với tham số điều khiển dòng điện. Theo đó, có thể sử dụng bộ điều khiển tuyến tính bao gồm các thành phần tích phân để tính toán các số

hạng đạo hàm, các số hạng phi tuyến được chuyển sang bên phải, và điện áp trục q và trục d được tính như sau.

$$\begin{cases} v_{qr}^* = \sigma_{qr} + \omega_{sl} \left( \frac{L_m}{L_s} \psi_{ds} + \sigma L_r i_{dr} \right) \\ v_{dr}^* = \sigma_{dr} - \omega_{sl} (\sigma L_r i_{qr}) \end{cases} \quad (30)$$

trong đó: 
$$\begin{cases} \sigma_{qr} = R_r i_{qr} + \sigma L_r a i_{qr} \\ \sigma_{dr} = R_r i_{dr} + \sigma L_r a i_{dr} \end{cases} \quad (31)$$

Sử dụng vòng điều khiển dòng điện có nhiều lợi thế cho việc bảo vệ DFIG khỏi quá dòng, vì các bộ hạn chế dòng dễ dàng được bổ sung vào sơ đồ điều khiển [3]. Từ phương trình (30) sẽ có:

$$\begin{cases} v_{qr}' = R_r i_{qr} + \sigma L_r a i_{qr} = (R_r + \sigma L_r a) i_{qr} \\ v_{qr}' = \left( K_{Pq} + \frac{K_{Iq}}{a} \right) (i_{qr}^* - i_{qr}) \\ (R_r + \sigma L_r a) i_{qr} = \left( K_{Pq} + \frac{K_{Iq}}{a} \right) i_{qr}^* - \left( K_{Pq} + \frac{K_{Iq}}{a} \right) i_{qr} \end{cases} \quad (32)$$

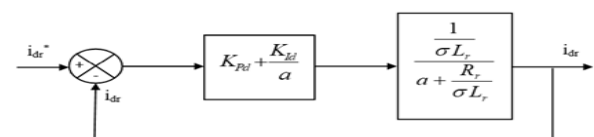
Tương tự, đối với vòng điều khiển dòng điện  $i_{dr}$ :

$$\begin{cases} v_{dr}' = R_r i_{dr} + \sigma L_r a i_{dr} = (R_r + \sigma L_r a) i_{dr} \\ v_{dr}' = \left( K_{Pq} + \frac{K_{Id}}{a} \right) (i_{dr}^* - i_{dr}) \\ (R_r + \sigma L_r a) i_{dr} = \left( K_{Pq} + \frac{K_{Id}}{a} \right) i_{dr}^* - \left( K_{Pq} + \frac{K_{Id}}{a} \right) i_{dr} \end{cases} \quad (33)$$

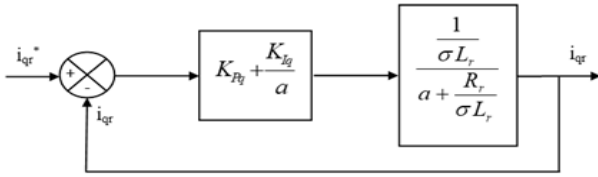
Hàm truyền giữa dòng điện tham chiếu và dòng điện thực trên hai trục d và q được xác định như công thức (31) và (32) với sơ đồ điều khiển bộ biến đổi phía máy phát RSC được thành lập và thể hiện ở hình 7.

$$\begin{aligned} \frac{i_{qr}}{i_{qr}^*} &= \frac{aK_{Pq} + K_{Iq}}{a^2 \sigma L_r + a(R_r + K_{Pq}) + K_{Iq}} \\ &= \frac{\frac{1}{\sigma L_r} (aK_{Pq} + K_{Iq})}{a^2 + a \frac{1}{\sigma L_r} (R_r + K_{Pq}) + \frac{1}{\sigma L_r} K_{Iq}} \end{aligned} \quad (34)$$

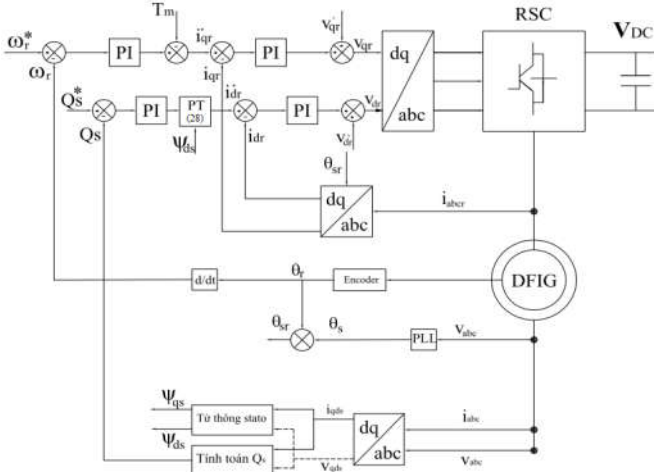
$$\begin{aligned} \frac{i_{dr}}{i_{dr}^*} &= \frac{aK_{Pd} + K_{Id}}{a^2 \sigma L_r + a(R_r + K_{Pd}) + K_{Id}} \\ &= \frac{\frac{1}{\sigma L_r} (aK_{Pd} + K_{Id})}{a^2 + a \frac{1}{\sigma L_r} (R_r + K_{Pd}) + \frac{1}{\sigma L_r} K_{Id}} \end{aligned} \quad (35)$$



Hình 5. Bộ điều khiển PI cho dòng điện trên trục d của dòng điện roto



Hình 6. Bộ điều khiển PI cho dòng điện trên trục q của dòng điện roto



Hình 7. Cấu trúc điều khiển phía máy phát RSC

**4. THIẾT KẾ BỘ ĐIỀU KHIỂN PHÍA LƯỚI ĐIỆN**

Bộ điều khiển phía lưới điện nhằm duy trì điện áp một chiều trung gian  $V_{DC}$  và công suất phản kháng  $Q$  đạt giá trị mong muốn [10]. Cấu trúc điều khiển phía lưới với hai mạch vòng, mạch vòng trong là mạch vòng điều khiển dòng lưới, mạch vòng ngoài là mạch vòng điều khiển dòng công suất. Để làm được điều này ta cần thiết kế mạch vòng điều khiển điện áp để được dòng điện trục d ( $i_d^*$ ). Dòng điện  $i_d^*$  trở thành giá trị đầu vào của bộ điều khiển dòng điện để điều khiển công suất tác dụng  $P$ . Bộ điều khiển này cũng có thể được sử dụng để điều khiển công suất phản kháng  $Q$ , bằng cách sử dụng mạch vòng điều khiển dòng điện trên trục q ( $i_q$ ). Điện áp một chiều trong bộ DC-link được xác định bởi phương trình:

$$a.CV_{DC} = \frac{3}{4}(M_{qr}i_{qr} + M_{dr}i_{dr}) + \frac{3}{4}(M_{df}i_{df} + M_{qf}i_{qf}) \quad (36)$$

Với  $C$  là giá trị điện dung;  $M_{dr}$  và  $M_{qr}$  là hệ số điều chế trên trục d, q của bộ điều khiển phía máy phát;  $M_{df}$ ,  $M_{qf}$  là chỉ số điều chế trục d, trục q của bộ điều khiển phía lưới điện.

$$M_{dr} = 2V_{dr.ref}/V_{DC}; M_{qr} = 2V_{qr.ref}/V_{DC};$$

$$M_{df} = 2V_{df.ref}/V_{DC}; M_{qf} = 2V_{qf.ref}/V_{DC}$$

Do đó, phương trình (36) có thể được viết lại để tìm  $i_{qf}$  như sau:

$$a.CV_{DC} = \frac{3}{4}(M_{qr}i_{qr} + M_{dr}i_{dr}) + \frac{3}{4}(M_{df}i_{df} + M_{qf}i_{qf}) \quad (37)$$

$$= \sigma_{DC} = K_{DC}(V_{DC}^* - V_{DC})$$

với  $K_{DC}$  là tham số điều khiển PI trong bộ DC-link, được tính như sau:

$$K_{DC} = K_{P-DC} + \frac{K_{I-DC}}{a}$$

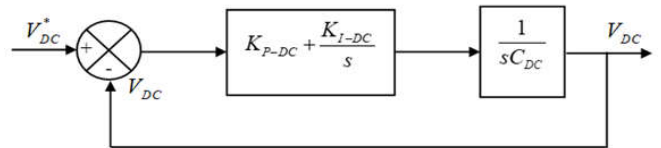
Viết lại phương trình (37), thu được:

$$a.CV_{DC} = \left(K_{P-DC} + \frac{K_{I-DC}}{a}\right)V_{DC}^* - \left(K_{P-DC} + \frac{K_{I-DC}}{a}\right)V_{DC} \quad (38)$$

Hay:

$$\frac{V_{DC}}{V_{DC}^*} = \frac{1}{a^2 + a} \frac{K_{P-DC} + \frac{K_{I-DC}}{C_{DC}}}{C_{DC}} \quad (39)$$

Hệ thống vòng kín với bộ điều khiển PI cho điện áp một chiều của phía lưới như thể hiện trong hình 8.



Hình 8. Bộ điều khiển PI cho điện áp một chiều của bộ biến đổi phía lưới

Cũng từ (36) ta có:

$$i_{qf}^* = \frac{4}{3} \frac{1}{M_{qf}} \left( \sigma_{DC} - \frac{3}{4}(M_{qr}i_{qr} + M_{dr}i_{dr}) \right) - \frac{M_{df}}{M_{qf}} i_{df} \quad (40)$$

Khi chuyển các phương trình điện áp sang hệ quy chiếu dq ta được:

$$\begin{cases} v_{qf} = R_f i_{qf} + L_f a i_{qf} + \omega_e L_f i_{df} + \frac{v_{qs}}{N} = M_{qf} \frac{V_{DC}}{2} \\ v_{df} = R_f i_{df} + L_f a i_{df} - \omega_e L_f i_{df} = M_{df} \frac{V_{DC}}{2} \end{cases} \quad (41)$$

Trục q của hệ quy chiếu tựa theo điện áp stato tức là  $v_{ds} = 0$  và  $v_{qs} = V_s$ . Do đó, công suất phản kháng do GSC cấp cho lưới điện được điều khiển bởi dòng điện trục d là:

$$Q_f = \frac{3}{2N} V_s i_{df} \quad (42)$$

Trong đó,  $N$  là tỷ số vòng dây của máy biến áp kết nối giữa GSC và stato

$$a.Q_f = 1,5 \frac{V_s}{N} a.i_{df} \quad (43)$$

Thay (40) vào (42), qua một số biến đổi sẽ có:

$$\Gamma a.Q_f = (v_{df} - R_f i_{df} + \omega_e L_f i_{df}) = \sigma_{Qf} \quad (44)$$

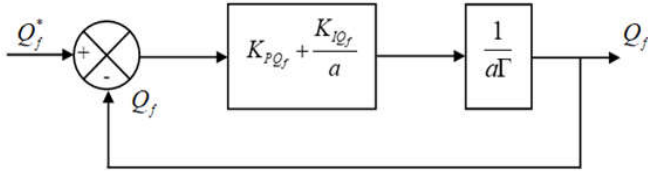
Trong đó:  $\Gamma = \frac{2NL_f}{3V_s}$  và  $\Gamma a.Q_f = \sigma_{Qf} = K_{Qf}(Q_f^* - Q_f)$  (45)

Trong phương trình (45) thì  $K_{Qf}$  là tham số điều khiển công suất phản kháng của bộ điều khiển cung cấp bởi GSC, được xác định bởi:  $K_{Qf} = K_{P-Qf} + K_{I-Qf}/s$ . Khi đó (44) sẽ được viết lại như sau:

$$\Gamma a.Q_f = \left(K_{P-Qf} + \frac{K_{I-Qf}}{a}\right)Q_f^* - \left(K_{P-Qf} + \frac{K_{I-Qf}}{a}\right)Q_f \quad (46)$$

$$\frac{Q_f}{Q_f^*} = \frac{\frac{1}{\Gamma} a K_{P_{Qf}} + K_{I_{Qf}}}{a^2 + a \frac{K_{P_{Qf}}}{\Gamma} + \frac{K_{I_{Qf}}}{\Gamma}} \quad (47)$$

Từ phương trình (47), ta xây dựng được hệ thống với bộ điều khiển PI cho công suất phản kháng phía lưới như (hình 9).



Hình 9. Bộ điều khiển PI cho công suất phản kháng phía lưới

Từ phương trình (44) suy ra:

$$i_{df}^* = \frac{1}{R_f} (v_{df} + \omega_e L_f i_{qf} - \sigma_{Qf}) \quad (48)$$

Có thể thấy rằng: công thức (41) đã được bổ sung thêm giá trị dòng điện điều khiển vào trong bộ điều khiển phía lưới GSC (hình 12).

$$\begin{cases} R_f i_{qf} + L_f a i_{qf} = K_{qf} (i_{qf}^* - i_{qf}) = \sigma_{qf} \\ R_f i_{df} + L_f a i_{df} = K_{df} (i_{df}^* - i_{df}) = \sigma_{df} \end{cases} \quad (49)$$

Từ (49) nhận được:

$$\begin{cases} M_{qf} = \left( \sigma_{qf} + \omega_e L_f L_{df} + \frac{v_{qs}}{N} \right) \frac{2}{V_{DC}} \\ M_{df} = \left( \sigma_{df} - \omega_e L_f L_{qf} \right) \frac{2}{V_{DC}} \end{cases} \quad (50)$$

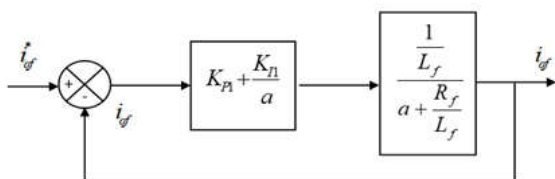
Hệ phương trình (50) đưa ra các hệ số điều chế là đầu ra của bộ biến đổi.  $K_{qf}$  và  $K_{df}$  là các tham số bộ điều khiển dòng điện PI cho dòng điện trục q và trục d, tương ứng:

$$K_{qf} = K_{df} = K_{p1} + \frac{K_{i1}}{a}$$

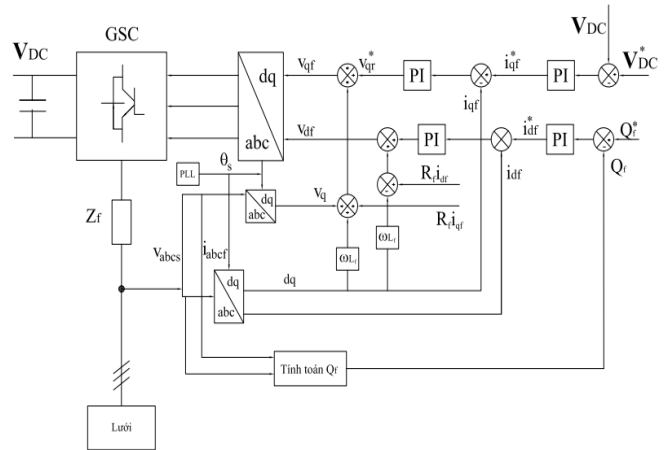
Từ (50) ta có:

$$i_{qf}^* = \frac{\frac{1}{L_f} (a K_{p1} + K_{i1})}{a^2 + a \frac{1}{L_f} (R_f + K_{p1}) + \frac{1}{L_f} K_{i1}} \quad (51)$$

Từ đó xây dựng được hệ thống vòng kín điện với bộ điều khiển PI cho dòng điện trục q của phía lưới như thể hiện trong (hình 10) và cấu trúc tổng thể bộ điều khiển phía lưới cho trong hình 11.



Hình 10. Bộ điều khiển PI cho dòng điện trục q của phía lưới



Hình 11. Cấu trúc bộ điều khiển phía lưới GSC

## 5. TÍNH TOÁN VÀ LỰA CHỌN THAM SỐ BỘ ĐIỀU KHIỂN

### 5.1. Hàm mục tiêu

Hệ thống sẽ tối ưu khi các tham số của hệ thống được điều chỉnh để sai số đạt cực trị. Các tham số của bộ điều khiển PI có thể được xác định theo một số hàm mục tiêu khác nhau. Ở đây, chúng tôi sử dụng hàm mục tiêu: tích phân của thời gian nhân sai số tuyệt đối - ITAE [6].

$$ITAE = \int_0^{+\infty} t |e(t)| dt \quad (52)$$

Phương trình (52) có khả năng khuếch đại sai số khi các tham số của hệ thống thay đổi, nghĩa là điểm cực tiểu của nó được thể hiện rõ nhất.

### 5.2. Giải thuật để xuất

Trong bài báo này, chúng tôi sử dụng phương pháp tối ưu hóa phản ứng hóa học (CRO -Chemical Reaction Optimization). Ở đây, tất cả các phần tử hóa học được mã hóa cho  $K_p, K_i$  nghĩa là không gian tìm kiếm có 2 tham số trên [11]. Sơ đồ giải thuật được cho trong hình 12. Các bước thực hiện cụ thể như sau:

- **Bước 1: Khởi tạo tham số của giải thuật.** Số lượng phân tử ( $NumHit$ ) = 10; động năng phân tử khởi tạo ( $InitialKe$ ) = 1000, Tổn thất động năng ( $KELossRate$ ) = 0,2; tỷ lệ va chạm phân tử ( $MoleColl$ ) = 0,2; ngưỡng phản ứng phân hủy ( $\alpha$ ) = 500; ngưỡng phản ứng tổng hợp ( $\beta$ ) = 10; bộ đệm ( $Buffer$ ) = 0; số lần lặp = 100.

- **Bước 2: Khởi tạo các phần tử ban đầu.** Khởi tạo ban đầu là một tập  $\{K_p, K_i\}$  ngẫu nhiên trong miền giá trị của nó: (Điều kiện biên chính là miền giá trị  $K_p, K_i$  nằm trong phạm vi  $\{0 \div 100\}$ ). Trong đó mỗi phần tử  $K_p, K_i$  là đại diện cho một phần tử hóa học.

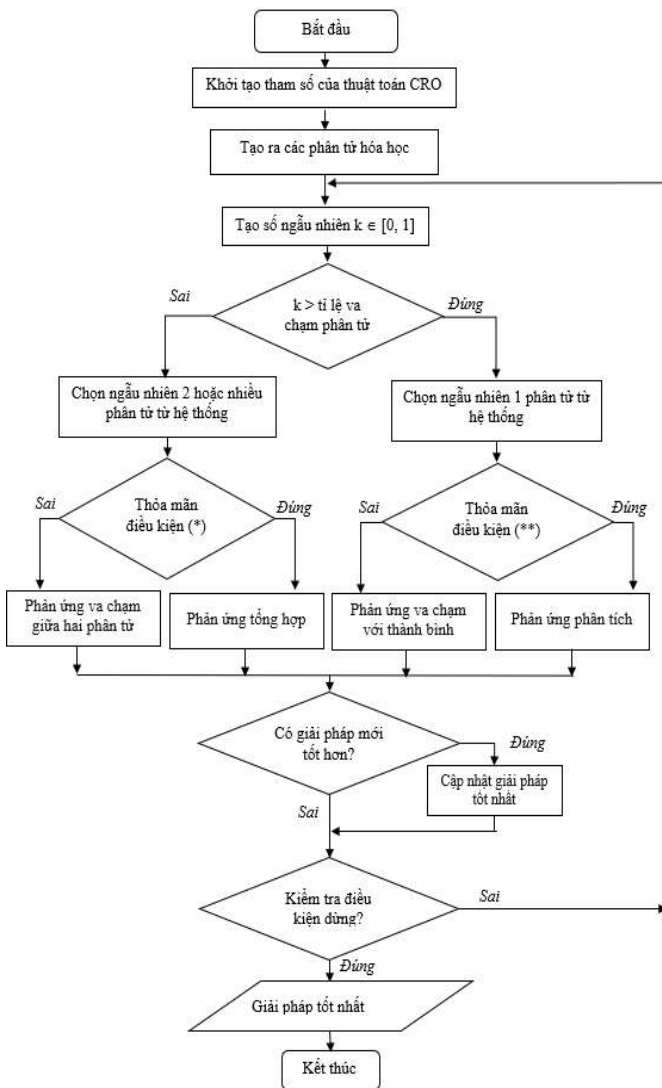
- **Bước 3: Xác định điều kiện đầu.** Với mỗi giá trị khác nhau của tốc độ gió, thông số lưới điện, tham số điều khiển có thể dẫn đến những thay đổi khác nhau về giá trị công suất phát ra của máy điện. Giá trị điều kiện đầu sẽ là cơ sở để xác định giới hạn làm việc, công suất của máy điện theo tốc độ gió ở mỗi thời điểm của đường đặc tính.

- **Bước 4. Tính toán hàm mục tiêu.** Hàm mục tiêu được chọn là: Tích phân của thời gian nhân sai số tuyệt đối (ITAE)

như đã biểu diễn ở công thức (52). Tất cả các phần tử được mã hóa cho  $K_p, K_i$

• **Bước 5: Xác định cặp giá trị  $K_p, K_i$  tốt nhất.** Việc thử nghiệm giải thuật tùy thuộc vào điều kiện sẽ thực hiện một trong 4 phản ứng hóa học [7]. Mỗi một lần phản ứng như vậy sẽ tìm được các cặp  $K_p, K_i$  mới. Thay cặp  $K_p, K_i$  mới vào hệ phương trình vi phân, giải hệ phương trình vi phân tìm được sai số của hàm mục tiêu. Nếu sai số hàm mục tiêu nhỏ hơn sai số lần trước thì giải thuật tự động cập nhật cặp giá trị  $K_p, K_i$  tốt nhất. Nếu sai số hàm mục tiêu lớn hơn thì giải thuật không cập nhật.

**Bước 6: Điều kiện dừng.** Nếu thỏa mãn điều kiện dừng  $f(\omega) < f(\min)$  hoặc số lần lặp tối đa, trạng thái cuối cùng sẽ đạt được cặp  $K_p, K_i$  tối ưu.



Hình 12. Lưu đồ giải thuật

**6. KẾT QUẢ MÔ PHÒNG**

Trong phần này, các kết quả tính toán về hàm mục tiêu, các đáp ứng tín hiệu điều khiển dòng điện, điện áp theo các phương pháp sẽ được so sánh và phân tích. Kịch bản tính toán: Tại thời điểm  $t = 3s$  (tốc độ gió thay đổi từ 9,0m/s lên 10,5m/s) và  $t = 6s$  (tốc độ gió thay đổi 10,5m/s lên

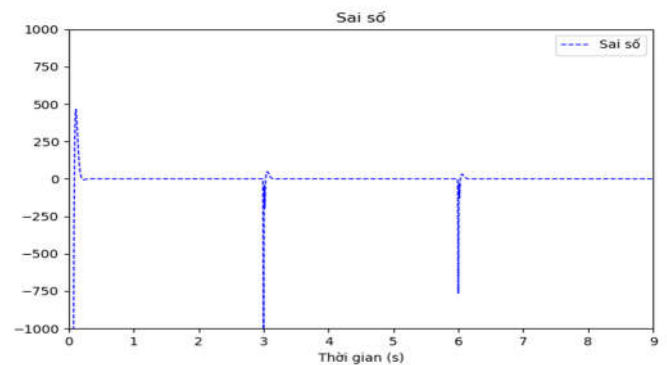
13m/s), với công suất máy điện là 1,5MW. Các thông số khác của máy điện cho trong bảng 1. Kết quả tính toán các tham số  $K_p, K_i$  của bộ điều khiển cho trong bảng 2. Trong hình 13 là kết quả mô phỏng đáp ứng sai số dòng  $i_{qr}$  và  $i_{dr}$  với hàm mục tiêu được chọn. Giải thuật CRO có mức sai số nhỏ nhất là 21005 khi so sánh với các giải thuật PSO, GA [11]. Hình 14, 15 là kết quả mô phỏng thành phần  $i_{qr}$  và  $i_{dr}$  được điều khiển độc lập bám với giá trị đặt  $i_{qr}^*, i_{dr}^*$ . Tương ứng, tại thời điểm 3s tốc độ gió thay đổi từ 9,0m/s lên 10,5m/s, tại thời điểm 6s tốc độ gió thay đổi từ 10,5m/s lên 13m/s. Tại thời điểm  $t = 3s$  và  $t = 6s$  khi thay đổi tốc độ gió, xuất hiện hiện tượng quá độ. Kết quả mô phỏng bằng giải thuật CRO cho thấy: sau 0,01s tín hiệu của hệ thống (process)  $i_{qr}$  và  $i_{dr}$  bám sát được tín hiệu đặt (setpoint)  $i_{qr}^*$  và  $i_{dr}^*$ , biên độ dao động nhỏ hơn so với các phương pháp tối ưu khác [5, 6, 14] - hình 16, 17.

Bảng 1. Thông số máy điện

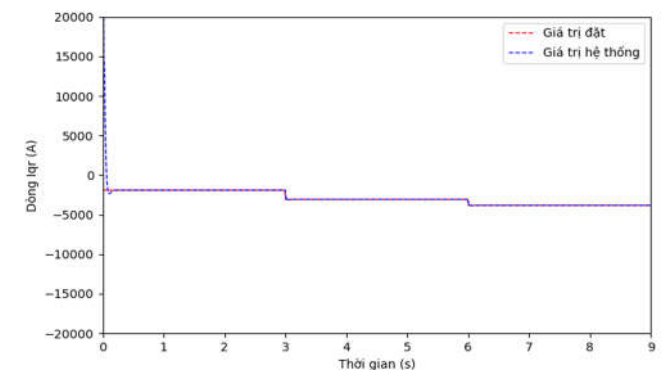
Thông số	Ký hiệu	Giá trị
Điện áp máy phát, V	$V_s$	690
Điện trở stator, $\Omega$	$R_s$	0,012
Điện trở rotor, $\Omega$	$R_r$	0,021
Điện cảm stator, H	$L_s$	0,0137
Điện cảm rotor, H	$L_r$	0,0136
Điện cảm từ hóa, H	$L_m$	0,0135
Số cực	$p$	2

Bảng 2. Giá trị  $K_p, K_i$  và sai số hàm mục tiêu

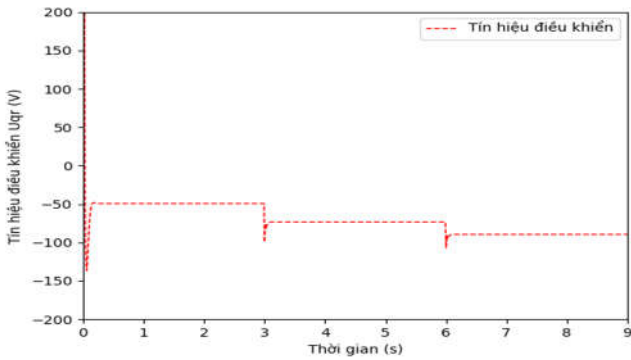
Giá trị	$K_p$	$K_i$	ITAE
CRO	0,0226	2,107	21005



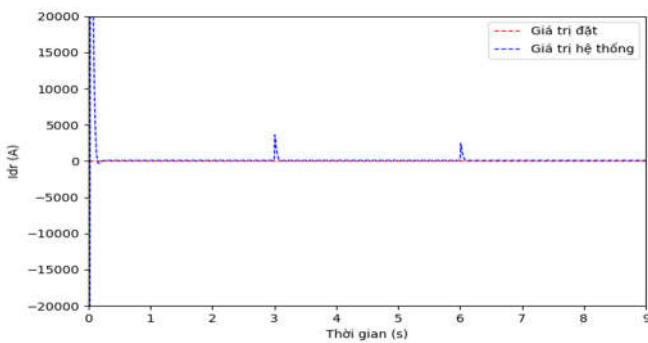
Hình 13. Đáp ứng sai số theo hàm mục tiêu



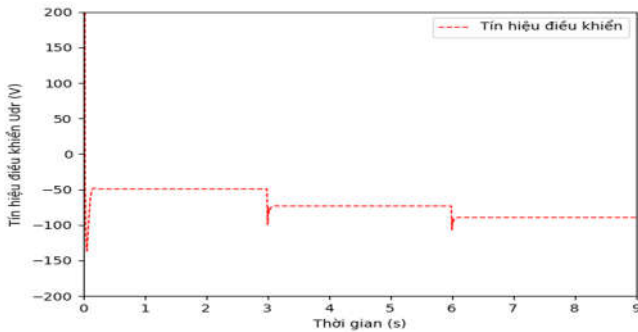
Hình 14. Đáp ứng tín hiệu dòng điện  $i_{qr}$



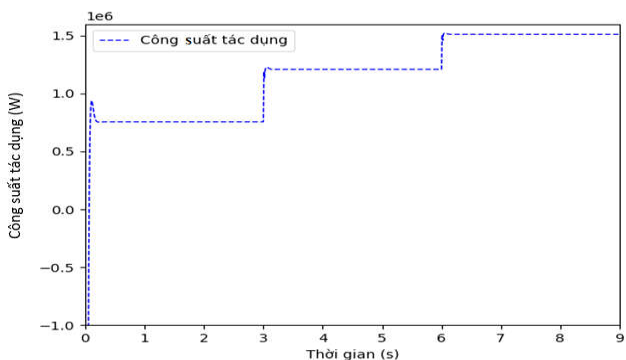
Hình 15. Đáp ứng tín hiệu điều khiển  $u_{qr}$



Hình 16. Đáp ứng giá trị đặt và giá trị hệ thống của  $i_{dr}$



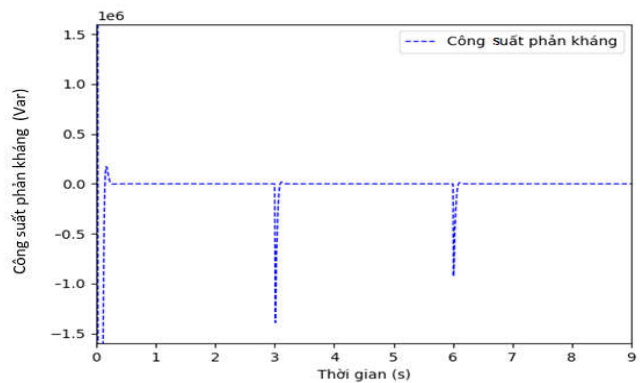
Hình 17. Đáp ứng tín hiệu điều khiển  $u_{dr}$



Hình 18. Công suất tác dụng của DFIG ở các thời điểm khác nhau của vận tốc gió

Khi tốc độ gió ở mức 9m/s duy trì trong 3s, khi đó công suất phát cực đại máy phát đạt 0,75MW, khi tốc độ gió tăng lên 10,5m/s công suất đạt 1,25MW; khi tốc độ tăng lên 13m/s (tốc độ định mức) công suất phát cực đại của máy phát đạt 1,5MW (hình 18, 19). Tại thời điểm  $t = 3s$  và  $t = 6s$  khi tốc độ

gió thay đổi xuất hiện hiện tượng quá độ, tuy nhiên, khi so sánh với các kết quả nghiên cứu khác nhận thấy: phương pháp tối ưu bằng giải thuật CRO có đáp ứng quá độ ngắn hơn, biên độ dao động của dòng điện, điện áp rất nhỏ và bám tốt với giá trị đặt với khoảng thời gian rất ngắn so với các phương pháp khác [13, 14], điều khiển hợp lý có vai trò rất quan trọng. Phương pháp điều khiển sử dụng giải thuật CRO đã đơn giản hóa được cấu trúc điều khiển, đồng thời cách ly được 2 kênh điều khiển công suất tác dụng và công suất phản kháng của máy phát điện gió DFIG, bám điểm công suất cực đại MPPT của hệ thống biến đổi năng lượng gió tốt hơn so với các phương pháp khác. Kết quả mô phỏng ở điều kiện tốc độ gió biến đổi cũng đã cho thấy: bộ điều chỉnh dòng roto đã điều khiển các thành phần  $i_{dr}$ ,  $i_{qr}$  bám tốt giá trị đặt  $i_{dr}^*$ ,  $i_{qr}^*$ . Phương pháp đề xuất cho phép xác định các tham số  $K_p$ ,  $K_i$  của bộ điều khiển PI đảm bảo tối ưu và hiệu suất cao nhất khi tốc độ gió thay đổi.



Hình 19. Công suất phản kháng của DFIG ở các thời điểm khác nhau của vận tốc gió

## 7. KẾT LUẬN

Dựa trên mô hình toán của máy điện DFIG, bài báo đã tiến hành xây dựng mối quan hệ phụ thuộc giữa tham số bộ điều khiển với các thông số của máy điện DFIG, làm tiền đề xây dựng cấu trúc điều khiển phía máy phát và phía lưới điện. Từ đó, bài báo đã áp dụng giải thuật tối ưu phản ứng hóa học để xác định các tham số của bộ điều khiển PI. Kết quả cho thấy khi vận tốc gió biến thiên, tham số tối ưu được lựa chọn đã cho chất lượng điều khiển tốt, tín hiệu đầu ra luôn bám sát tín hiệu đặt, đặc tính quá độ ngắn và chất lượng điện áp đầu ra bộ biến đổi phía lưới điện luôn được đảm bảo.

Các giá trị tối ưu của PI xác định bằng phương pháp CRO đã góp phần khôi phục nhanh máy điện trở về trạng thái làm việc bình thường; công suất phát phía roto máy phát làm việc ổn định theo sự đáp ứng khác nhau về thay đổi công suất phản kháng tại các nút.

## TÀI LIỆU THAM KHẢO

[1]. Maximiliano Ferrari, 2014. *GSC Control Strategy for Harmonic Voltage Elimination of Grid- Connected DFIG Wind Turbine*. 2014 International Conference on Renewable Energy Research and Applications, Milwaukee, USA, pp. 185- 191.



[2]. E. Hamatwi, I E Davidson, M N Gitau, 2016. *Control of multi-level Voltage Source Converters Integrating a Wind turbine system into the Grid*. International Conference on Renewable Energy Research and Applications, Birmingham, UK, pp.813-819.

[3]. H. Y. Hu J, Xu L, Williams BW, 2009. *Improved control of DFIG systems during network unbalance using PI-R current regulators*. IEEE Trans, Vol. 56, pp. 439- 51.

[4]. Tang Y., et al., 2013. *Optimized control of DFIG based wind generation using sensitivity analysis and PSO*. IEEE Transactions on Smart grid, Vol 4(1): pp. 509-520.

[5]. Albatran S., M.I. Alomoush, A.M. Koran, 2018. *Gravitational-search algorithm for optimal controllers design of DFIG*. International Journal of Electrical and Computer Engineering, Vol 8(2): pp. 780-788.

[6]. Optimizer W., 2015. *Optimal Tuning of PI Controllers for DFIG based Wind Energy Conversion System using Grey*. Journal of Engineering Research and Application. Vol. 5(11), pp. 81-87.

[7]. Olimpo A L, Nick J, Janaka E, Cartwright Phill, 2011. *Wind Energy Generation: Modelling and Control*. John Willey & Sons.

[8]. R. N. Bateson, 1996. *Introduction to control system technology*. Prentice Hall, New Jersey.

[9]. R. B. Burns, 2011. *Advanced control engineering*. Butterworth-Heinemann, Linacre House, Jordan Hill, Oxford.

[10]. Wie Qiao, Wei Zhou, Jose M. Aller, G Harley, 2008. *Wind Speed estimation based sensor less output maximization control for wind turbines driving a DFIG*. IEEE Trans. on Power Electronics, Vol 23, No 3.

[11]. Cuong Nguyen Cong, R. Rodriguez-Jorge, Nghien Nguyen Ba, Chuong Trinh Trong, Nghia Nguyen Anh, 2020. *Design of Optimal PI controllers using the CRO algorithm for indirect power control of a DFIG model with MPPT*. Springer Nature Switzerland AG, pp. 1250–1260.

[12]. Solihin M.I., L.F. Tack, M.L. Kean, 2011. *Tuning of PID controller using particle swarm optimization (PSO)*. Proceeding of the International Conference on advanced science, Engineering and Information Technology.

[13]. Prashant Debre, Akshay Kadu, M.R.Ramteke, D.R.Tutakane, 2015. *Allysis of DFIG based Wind Energy System with Grid Integration under normal and abnormal conditions*. Journal of Electrical and Electronics Engineering, Vol 10, Issue 2 Ver. III, pp 46-52.

[14]. Li C., Mao Y., Zhou J., Zhang N., An X., 2017. *Design of a fuzzy-PID controller for a nonlinear hydraulic turbine governing system by using a novel gravitational search algorithm based on Cauchy mutation and mass weighting*. Applied Soft Computing, 52: 290- 305

---

#### AUTHORS INFORMATION

**Nguyen Cong Cuong<sup>1</sup>, Nguyen Ba Nghien<sup>2</sup>, Pham Thi Bich Hue<sup>3</sup>,  
Trinh Trong Chuong<sup>1</sup>**

<sup>1</sup> Faculty of Electrical Engineering, Hanoi University of Industry

<sup>2</sup> Faculty of Information Technology, Hanoi University of Industry

<sup>3</sup> Song Da Vocational College