



**Article info**

**Type of article:**

Original research paper

**DOI:**

<https://doi.org/10.58845/jstt.utt.2025.vn.6.1.9-17>

**\*Corresponding author:**

Email address:

[phantrandangkhoa@tdtu.edu.vn](mailto:phantrandangkhoa@tdtu.edu.vn)

**Received:** 05/08/2025

**Received in Revised Form:**

28/12/2025

**Accepted:** 07/01/2026

## Improved PID controller based on particle swarm optimization algorithm in electric drive system

Phan Tran Dang Khoa<sup>1,\*</sup>, Tran Dinh Cuong<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Faculty of Electrical and Electronics Engineering, Ton Duc Thang University, 19 Nguyen Huu Tho, Tan Hung Ward, Ho Chi Minh City, Vietnam

**Abstract:** The PID controller is widely used and considered a fundamental component in industrial drive systems, playing a crucial role in regulating the motor's dynamic response. Therefore, this study focuses on enhancing the performance of PID controller parameters using the Particle Swarm Optimization (PSO) algorithm. In addition, scalar control is adopted to establish a control scheme integrated with the dynamic model of a three-phase induction motor for performance evaluation and analysis. Simulation results obtained from MATLAB/Simulink demonstrate that the proposed PSO-PID controller achieves ITAE indices of 78.556 and 12.514, which are lower than those of the conventional PID controller (98.63 and 13.32) for simulation cases 1 and 2, respectively. Furthermore, quantitative performance metrics, including overshoot, steady-state error, and settling time, indicate that the PSO-PID controller provides superior dynamic performance compared with the traditional PID controller.

**Keywords:** Induction motor, Particle Swarm Optimization, PID Controller, Scalar Control.



Thông tin bài viết  
Dạng bài viết:  
Bài báo nghiên cứu

DOI:  
<https://doi.org/10.58845/jstt.utt.2025.vn.6.1.9-17>

\*Tác giả liên hệ:  
Địa chỉ Email:  
[phantrandangkhoa@tdtu.edu.vn](mailto:phantrandangkhoa@tdtu.edu.vn)

Ngày nộp bài: 05/08/2025  
Ngày nộp bài sửa: 28/12/2025  
Ngày chấp nhận: 07/01/2026

## Cải thiện hiệu năng bộ điều khiển PID dựa trên thuật toán tối ưu hóa bầy đàn trong hệ thống truyền động điện

Phan Trần Đăng Khoa<sup>1,\*</sup>, Trần Đình Cường<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Khoa Điện – Điện tử, Trường Đại học Tôn Đức Thắng, 19 Nguyễn Hữu Thọ, Phường Tân Hưng, Thành Phố Hồ Chí Minh, Việt Nam

**Tóm tắt:** Bộ điều khiển PID được ứng dụng rộng rãi và điển hình trong các hệ thống truyền động, là một trong những phần tử quan trọng trong việc điều chỉnh đáp ứng của động cơ. Do đó, nghiên cứu này tập trung vào việc cải tiến hiệu năng bộ thông số PID trong cấu trúc của bộ điều khiển này dựa trên giải thuật tối ưu hóa bầy đàn (Particle Swarm Optimization - PSO). Bên cạnh đó, phương pháp điều khiển vô hướng (Scalar control) được ứng dụng để thành lập sơ đồ điều khiển kết hợp mô hình động học của động cơ không đồng bộ ba pha để đánh giá và khảo sát đáp ứng. Các kết quả trên phần mềm MATLAB/Simulink chứng minh bộ điều khiển PSO-PID có chỉ số ITAE lần lượt là 78.556 và 12.514, thấp hơn chỉ số ITAE của bộ điều khiển PID truyền thống là 98.63 và 13.32 tương ứng với trường hợp mô phỏng 1 và 2. Ngoài ra, các kết quả định lượng để đánh giá chất lượng đáp ứng như độ vọt lố, sai số xác lập và thời gian xác lập của bộ điều khiển PSO-PID hiệu quả hơn so với bộ điều khiển PID truyền thống.

**Từ khóa:** Động cơ không đồng bộ, tối ưu hóa bầy đàn, Bộ điều khiển PID, Điều khiển vô hướng.

### 1. Giới thiệu

Với ưu điểm về kết cấu đơn giản, khả năng làm việc tin cậy và hiệu quả kinh tế, động cơ không đồng bộ ba pha (KĐBBP) được ứng dụng phổ biến trong nhiều lĩnh vực công nghiệp và dân dụng, cụ thể các ứng dụng như quạt, tuabin, máy bơm, thiết bị điện, động cơ tàu hỏa, xe điện, ô tô, băng chuyền [1]-[4]. Tuy nhiên, nhược điểm lớn của loại động cơ này là sự liên kết giữa mô-men xoắn và từ thông, khiến việc điều khiển tốc độ trở nên khó khăn hơn [5]. Một số kỹ thuật điều khiển đã được áp dụng để khắc phục vấn đề này như phương pháp điều khiển tựa từ thông rô-to được trình bày trong [6], [7]. Việc kết hợp điều khiển mô-men trực

tiếp (Direct Torque Control - DTC) và tuyến tính hóa phản hồi (Feedback Linearization - FBL) đã được đề xuất trong [8] nhằm cải thiện hiệu năng đáp ứng tốc độ. Tuy nhiên, nhược điểm của cách tiếp cận này là sơ đồ điều khiển phức tạp và yêu cầu phần cứng thực hiện cao, mặc dù hệ thống đạt độ chính xác và ổn định tốt [9].

Bộ điều khiển (BĐK) PID trong sơ đồ điều khiển V/f vòng kín nhằm mục đích điều chỉnh linh hoạt tần số điều khiển đầu ra, từ đó thiết lập tốc độ thực của động cơ bám sát với tốc độ tham chiếu. Với BĐK PID thông thường, việc xác định các thông số  $K_p$ ,  $K_i$ ,  $K_d$  bằng phương thức tính toán truyền thống khá phức tạp và thường dựa vào kinh

nghiệm của người thiết kế [10]. Để đơn giản hóa việc xác định bộ thông số PID phù hợp với từng đối tượng điều khiển, nhiều nghiên cứu trước đã áp dụng các giải thuật thông minh để tìm kiếm giá trị tối ưu.

Trong nghiên cứu [11], tác giả ứng dụng giải thuật di truyền (Genetic Algorithm - GA) kết hợp giải thuật mờ (Fuzzy Logic) gồm 29 bộ mẫu huấn luyện để tìm Kp, Ki tối ưu. Tương tự, nghiên cứu [12] sử dụng giải thuật PSO để tìm bộ thông số PID tối ưu trong không gian tìm kiếm. Trong nghiên cứu này, kỹ thuật điều khiển vô hướng được lựa chọn nhờ ưu điểm về cấu trúc đơn giản, khả năng triển khai thuận tiện và tính phổ biến trong các ứng dụng truyền động không yêu cầu độ chính xác cao. Trên cơ sở đó, giải thuật PSO được tích hợp nhằm nâng cao hiệu năng của BDK PID thông qua hàm đánh giá dựa trên sai số tốc độ. Ngoài ra, tác giả trong [13] trình bày lý do BDK PI được ứng dụng rộng rãi hơn PID trong điều khiển tốc độ động cơ KĐBBP do Kd làm tăng độ nhạy với nhiễu. Đó cũng là một trong những mục đích mà nghiên cứu này được sử dụng BDK PID để khảo sát và đánh giá độ hội tụ của thành phần đạo hàm (D).

## 2. Cơ sở lý thuyết

### 2.1. Mô hình hóa động cơ KĐBBP

Mô hình động học của động cơ KĐBBP được biểu diễn trong hệ tọa độ tĩnh  $(\alpha, \beta)$  như sau [14]:

$$\vec{u}_s^s = R_s \vec{i}_s^s + \frac{d\vec{\Psi}_s^s}{dt} \quad (1)$$

$$0 = R_r \vec{i}_r^s + \frac{d\vec{\Psi}_r^s}{dt} - j\omega_r \vec{\Psi}_r^s \quad (2)$$

$$\vec{\Psi}_s^s = L_s \vec{i}_s^s + L_m \vec{i}_r^s \quad (3)$$

$$\vec{\Psi}_r^s = L_m \vec{i}_s^s + L_r \vec{i}_r^s \quad (4)$$

Trong đó:  $\vec{u}_s^s$  là vec-tơ điện áp sta-to;  $\vec{i}_s^s, \vec{i}_r^s$  là vec-tơ dòng điện sta-to và rô-to;  $\vec{\Psi}_s^s, \vec{\Psi}_r^s$  là từ thông sta-to và rô-to;  $R_s, R_r$  là điện trở sta-to và rô-to;  $L_s, L_r, L_m$  là độ tự cảm sta-to, rô-to và độ từ hóa;  $\omega_r$  là tốc độ góc rô-to.

Từ phương trình (1), (2), (3), (4) ta suy ra được mô hình toán học tương đương bao gồm dòng điện sta-to và dòng điện rô-to trong hệ tọa độ

$(\alpha, \beta)$  được trình bày:

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} = \partial \cdot \left( \frac{u_{s\alpha}}{L_m} - \frac{R_s}{L_m} i_{s\alpha} + \frac{L_m}{L_r} \omega_r i_{s\beta} + \frac{R_r}{L_r} i_{r\alpha} + \omega_r i_{r\beta} \right) \quad (5)$$

$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = \partial \cdot \left( \frac{u_{s\beta}}{L_m} - \frac{L_m}{L_r} \omega_r i_{s\alpha} - \frac{R_s}{L_m} i_{s\beta} - \omega_r i_{r\alpha} + \frac{R_r}{L_r} i_{r\beta} \right) \quad (6)$$

$$\frac{di_{r\alpha}}{dt} = \theta \cdot \left( \frac{u_{s\alpha}}{L_s} - \frac{R_s}{L_s} i_{s\alpha} + \omega_r i_{s\beta} + \frac{R_r}{L_m} i_{r\alpha} + \frac{L_r}{L_m} \omega_r i_{r\beta} \right) \quad (7)$$

$$\frac{di_{r\beta}}{dt} = \theta \cdot \left( \frac{u_{s\beta}}{L_s} - \omega_r i_{s\alpha} - \frac{R_s}{L_s} i_{s\beta} - \frac{L_r}{L_m} \omega_r i_{r\alpha} + \frac{R_r}{L_m} i_{r\beta} \right) \quad (8)$$

Trong đó:  $\partial = \frac{L_m L_r}{L_s L_r - L_m^2}$ ;  $\theta = \frac{L_s L_m}{L_m^2 - L_s L_r}$

Phương trình mô-men điện từ:

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{L_m}{L_r} p \left( \Psi_{r\alpha} i_{s\beta} - \Psi_{r\beta} i_{s\alpha} \right) \quad (9)$$

Trong đó: p là số đôi cực.

Mối quan hệ mô-men điện từ và mô-men tải:

$$T_e = T_L + J \frac{d\omega_m}{dt} = T_L + \frac{J}{p} \cdot \frac{d\omega_r}{dt} \quad (10)$$

Trong đó:  $T_L$  là mô-men tải;  $\omega_m = \omega_r / p$  là tốc độ góc rô-to quy về phía cơ học; J là mô-men quán tính của động cơ.

### 2.2. Kỹ thuật điều khiển vô hướng V/f hằng số

Nguyên tắc cốt lõi của kỹ thuật điều khiển này là duy trì tỷ lệ điện áp trên tần số không đổi nhằm đảm bảo từ thông sta-to được giữ ổn định [15],[16]. Điện áp cảm ứng trên cuộn dây sta-to có mối quan hệ trực tiếp với từ thông sta-to và tần số nguồn cấp:

$$V_{e,RMS} = 4,44 \cdot f^* \cdot N \cdot \Psi_s^* \cdot \xi \quad (11)$$

Trong đó: N là số vòng dây trên mỗi pha sta-to và  $\xi$  là hệ số hình dạng liên quan đến dạng sóng cảm ứng. Vì vậy, để từ thông được giữ không đổi thì tỷ số V/f được trình bày:

$$\frac{V}{f} = \text{constant} \Leftrightarrow V^* = \frac{V_{rated}}{f_{rated}} \cdot f^* \quad (12)$$

Trong đó:  $V_{rated}$  là điện áp danh định của động cơ,  $f_{rated}$  là tần số danh định của động cơ,  $V^*$  là điện áp điều khiển,  $f^*$  là tần số điều khiển.

### 2.3. Thiết kế BDK PSO - PID

Thuật toán PSO (Hình 1) dựa trên quần thể sử dụng chuyển động của bầy đàn, mô phỏng hành vi tìm kiếm thức ăn của các loài sinh vật [17],[18]. Tại thời điểm ban đầu, mỗi cá thể trong một quần thể được khởi tạo với vị trí  $X_i$  và vận tốc  $V_i$  ngẫu nhiên trong một vùng không gian tìm kiếm:

$$X_i = X_{i,min} + \text{rand}(X_{i,max} - X_{i,min}) \quad (13)$$

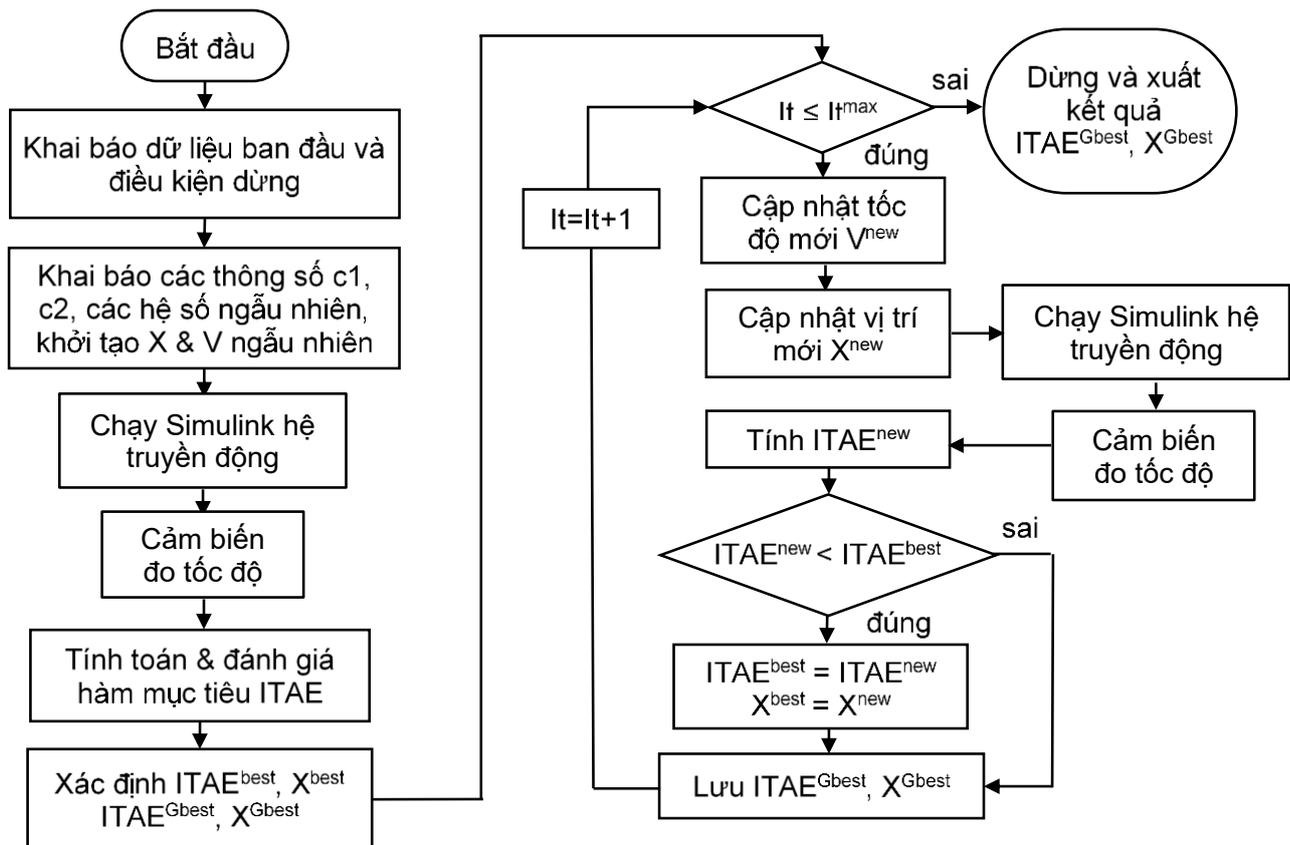
$$V_i = V_{i,\min} + \text{rand}(V_{i,\max} - V_{i,\min}) \quad (14)$$

Trong đó:  $X_{i,\min}$  là giới hạn vị trí nhỏ nhất và  $X_{i,\max}$  là giới hạn vị trí lớn nhất của cá thể thứ  $i$ ;  $V_{i,\min}$  là giới hạn vận tốc nhỏ nhất và  $V_{i,\max}$  là giới hạn vận tốc lớn nhất của cá thể thứ  $i$ . Quá trình đánh giá chất lượng nghiệm dựa vào hàm mục tiêu  $X_i$  và  $V_i$  được cập nhật lại theo (15), (16):

$$V_i^{\text{new}} = \omega V_i + c_1 r_1 - X_i + c_2 r_2 + G^{\text{best}} - X_i \quad (15)$$

$$X_{i,\text{new}} = X_i + V_{i,\text{new}} \quad (16)$$

Trong đó:  $V_i^{\text{new}}$  là vận tốc mới của cá thể thứ  $i$  ở vòng lặp hiện tại;  $V_i$  vận tốc của cá thể thứ  $i$  ở vòng lặp trước đó;  $\omega=0.7$  là hệ số quán tính;  $c_1, c_2$  là các hệ số hiệu chỉnh;  $r_1, r_2$  là các hằng số ngẫu nhiên khoảng  $[0-1]$ ;  $P_i^{\text{best}}$  là vị trí tốt nhất của cá thể thứ  $i$  tính đến thời điểm hiện tại;  $G^{\text{best}}$  là vị trí tốt nhất của quần thể;  $X_i^{\text{new}}$  là vị trí mới của cá thể thứ  $i$  ở vòng lặp hiện tại;  $X_i$  là vị trí của cá thể thứ  $i$  ở vòng lặp trước đó.



Hình 1. Lưu đồ thuật toán PSO

Ở đây vec-tơ vị trí của cá thể được khai báo  $X_i = [K_p, K_i, K_d]$  được xem là biến điều khiển. Giới hạn không gian tìm kiếm  $X_{i,\min} = [0, 0, 0]$  và  $X_{i,\max} = [2, 10, 2]$ . Hàm mục tiêu là sai số tuyệt đối tích phân theo thời gian ITAE (Integral of Time-weighted Absolute Error) [19], được định nghĩa theo biểu thức:

$$ITAE = \int_0^t |e(t)| dt \quad (17)$$

Với  $e(t)$  là sai số giữa tốc độ tham chiếu và tốc độ thực trên trục rô-to.

ITAE giúp hệ thống đạt đáp ứng mượt hơn

và nhanh chóng hơn, nhờ khả năng phạt mạnh các sai số. Mục tiêu của thuật toán PSO là tìm cực tiểu của hàm mục tiêu ITAE tương ứng bộ thông số  $K_p, K_i, K_d$  tối ưu nhất.

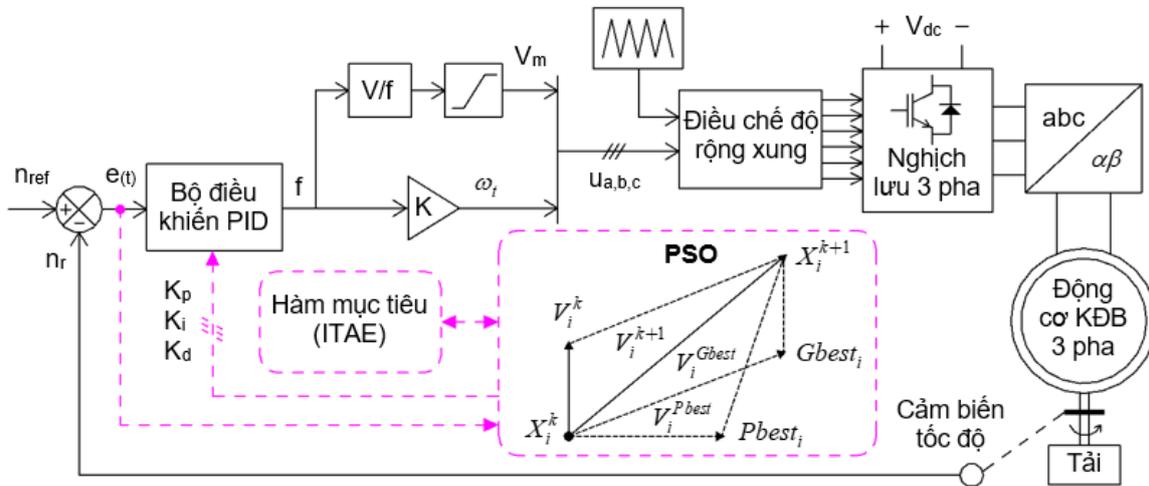
### 3. Sơ đồ điều khiển động cơ KDBBP dựa trên kỹ thuật điều khiển vô hướng với các thông số PID tối ưu

Sau khi đi qua khâu điều khiển vô hướng V/f (Hình 2), tín hiệu tần số điều khiển và biên độ điện áp được kết hợp để tạo thành tín hiệu điện áp ba pha. Tiếp đó, điện áp 3 pha điều khiển này được so sánh với sóng mang tần số 10KHz tạo thành

các xung chuyển mạch biến tần. Điện áp 3 pha sau khi chỉnh lưu qua phép biến đổi Clarke sang hệ tọa độ tĩnh ( $\alpha, \beta$ ) để cấp nguồn vào động cơ hoạt động. Phép biến đổi Clarke được miêu tả như phương

trình (18):

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (18)$$



**Hình 2.** Sơ đồ điều khiển vô hướng V/f vòng kín cho động cơ KĐBBP ứng dụng BĐK PSO-PID

Chênh lệch giữa tốc độ thực và tốc độ tham chiếu được đưa vào khâu PID được biểu diễn ở phương trình (19). Ba hệ số  $K_p, K_i, K_d$  được tìm kiếm tối ưu bởi thuật toán PSO thông qua hàm mục tiêu ITAE.

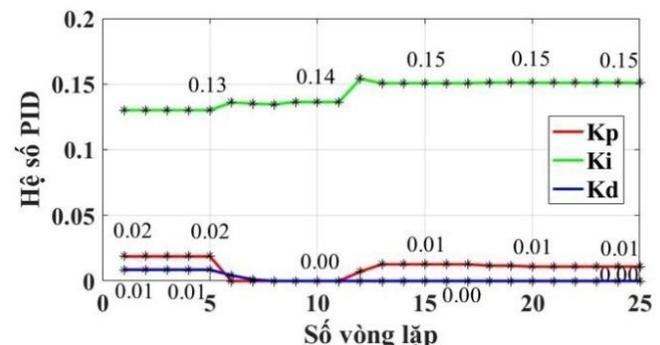
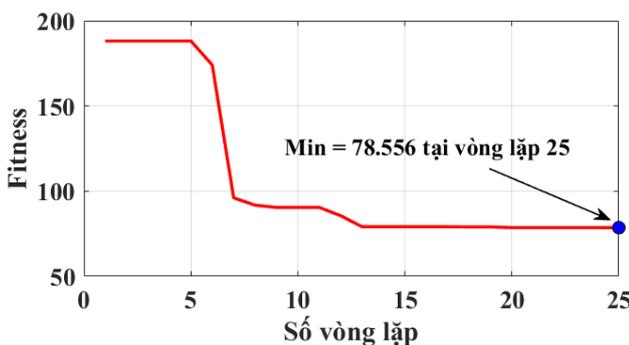
$$f(t) = K_p \cdot e(t) + K_i \cdot \int_0^t e(t) dt + K_d \cdot \frac{de(t)}{dt} \quad (19)$$

**4. Kết quả mô phỏng**

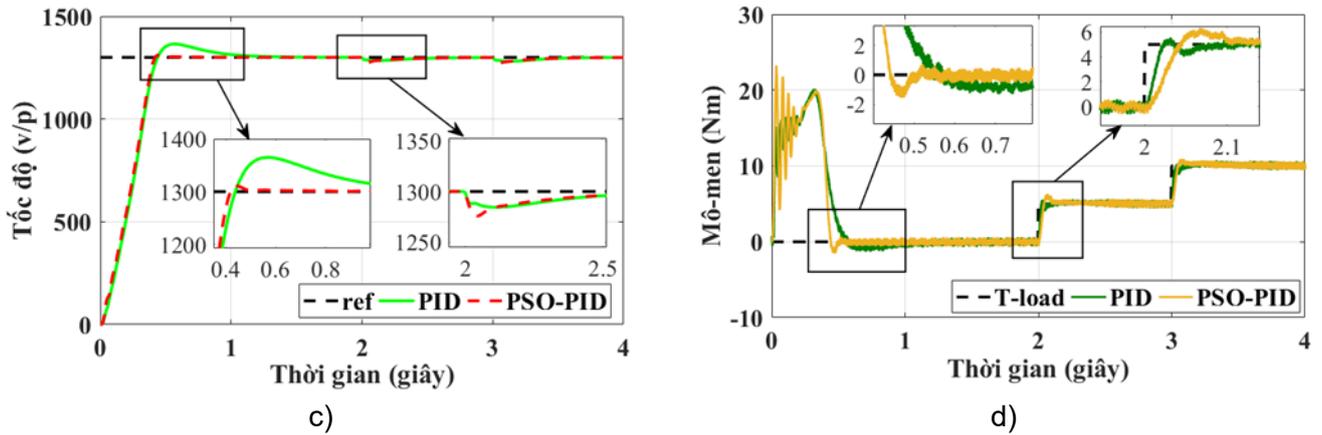
Tiến hành mô phỏng động cơ KĐBBP có thông số:  $R_s=3,179 (\Omega); R_r=2,118 (\Omega); L_s=0,209 (H); L_r=0,209 (H); L_m=0,192 (H); f=50 (Hz); p=2; J=0,047 (kg.m^2)$ . Các kịch bản chạy mô phỏng được chia thành hai trường hợp như bảng 1.

**4.1. Trường hợp mô phỏng 1**

Trường hợp 1, sau 25 lần lặp của thuật toán PSO chạy mô phỏng động cơ với tốc độ đặt 1300 vòng/phút. Thuật toán tìm được bộ thông số tối ưu nhất  $K_p, K_i, K_d$  lần lượt là 0.01094; 0.15088; 0.00 (Hình 3b) với giá trị hội tụ 78.556 tại vòng lặp thứ 25 (Hình 3a). Tại giai đoạn khởi động, động cơ tăng tốc từ 0 đến tốc độ đặt 1300 vòng/phút trong thời gian xác lập 0.396 giây với độ vọt lố 0.47 (Hình 3c). Để tiếp tục đánh giá đáp ứng của động cơ, tiến hành đóng tải 5Nm tại thời điểm giây thứ 2 và giây thứ 3 (Hình 3d). Tốc độ động cơ bị dao động và phục hồi sau khoảng 0.5 giây. Bên cạnh đó, động cơ cũng sinh ra mô-men điện từ để đáp ứng mô-men tải.



**Hình 3.** Kết quả mô phỏng ứng với trường hợp 1



Hình 3 (tiếp). Kết quả mô phỏng ứng với trường hợp 1

- (a) Đặc tính hội tụ của hàm đánh giá ITAE, (b) Thông số PID biến thiên qua từng vòng lặp
- (c) Đáp ứng tốc độ của động cơ, (d) Đáp ứng mô-men của động cơ

Bảng 1. Các trường hợp chạy mô phỏng

Trường hợp	Tốc độ đặt (vòng/phút)	Mô-men tải (Nm)	Số lượng cá thể (Np)	Số vòng lặp
1	Không đổi	Thay đổi	10	25
2	Thay đổi	Thay đổi theo tốc độ	10	25

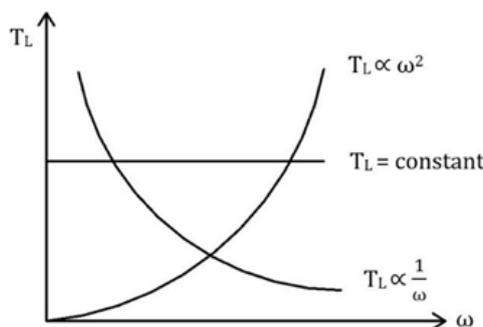
Bảng 2. Bảng thống kê thông số của BDK và đánh giá chất lượng đáp ứng của động cơ

Trường hợp mô phỏng	Bộ điều khiển	ITAE	Thông số PID			Chất lượng đáp ứng		
			$K_p$	$K_i$	$K_d$	Độ vọt lố	Sai số xác lập	Thời gian xác lập (giây)
1	PID	98.63	0.013	0.15701	0.0018	5.022	0.3203	1.035
	PSO-PID	78.556	0.01094	0.15088	0.00	0.47	0.05	0.396
2	PID	13.32	0.41864	2.60356	0.0032	0.253	0.00653	---
	PSO-PID	12.514	0.27642	2.52836	0.00	0.19	0.00041	---

Với kịch bản sử dụng BDK PID truyền thống, tốc độ động cơ có độ vọt lố cao (5.022) tại giai đoạn khởi động. Từ đó, kéo theo thời gian xác lập lâu hơn và sai số xác lập lớn hơn so với BDK PSO-PID (Bảng 2).

4.2. Trường hợp mô phỏng 2

Để khảo sát thêm tính khả thi và ứng dụng thực tế của phương pháp điều khiển tối ưu đang nghiên cứu. Tác giả mô phỏng động cơ chạy với mô-men có đường đặc tính tỷ lệ với bình phương tốc độ như (Hình 4). Các loại động cơ như quạt, máy bơm, máy thổi khí sử dụng đường đặc tính này [20].

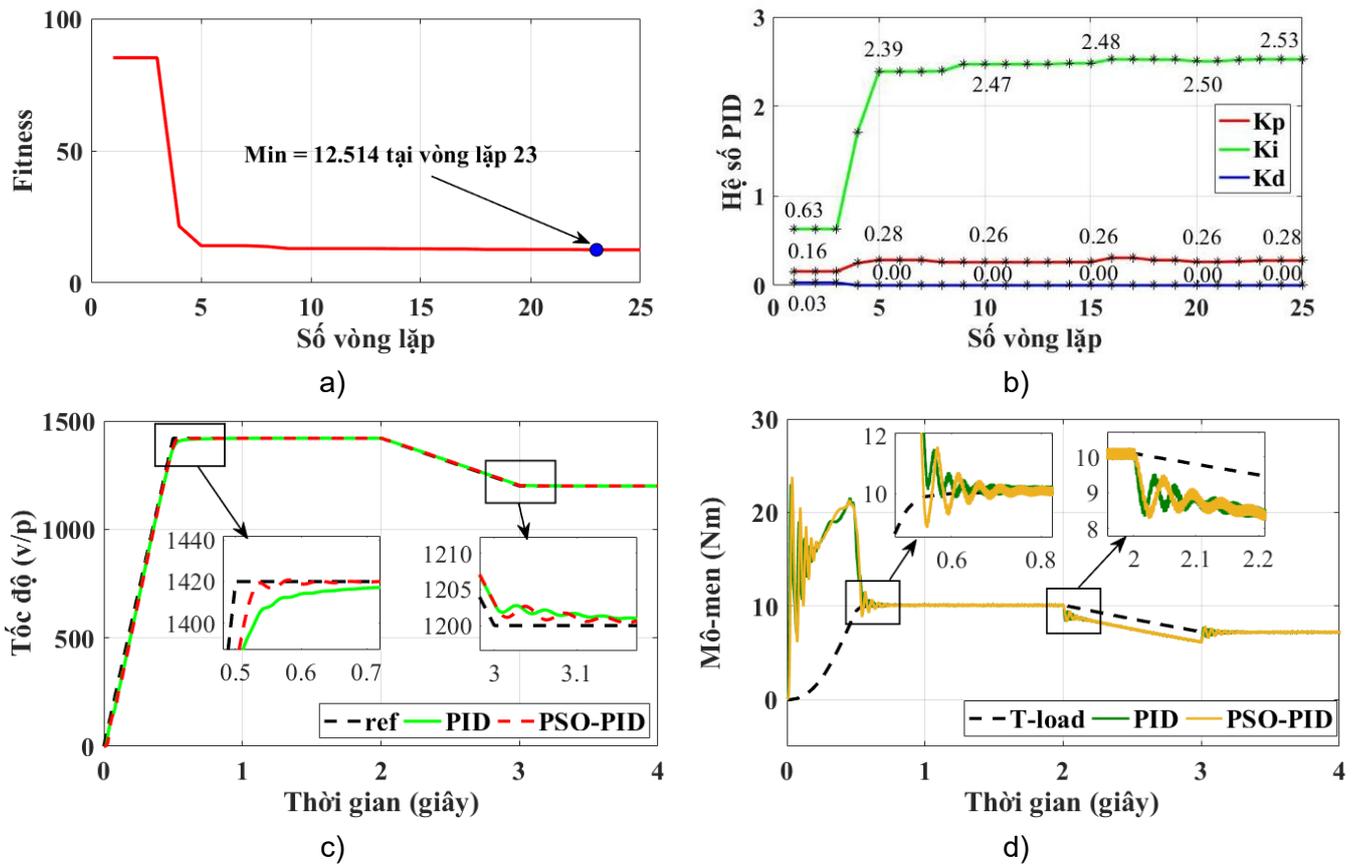


Hình 4. Mối quan hệ giữa mô-men và tốc độ

Trường hợp 2, sau 25 lần lặp của thuật toán PSO chạy mô phỏng động cơ với tốc độ đặt biến thiên theo hàm dốc. Thuật toán tìm được bộ thông số tối ưu nhất  $K_p, K_i, K_d$  lần lượt là 0.27642; 2.52836; 0.00 (Hình 5b) với giá trị hội tụ 12.514 tại vòng lặp thứ 23 (Hình 5a). Khi động cơ tăng tốc hoặc giảm tốc, đồng nghĩa mô-men tải cũng tăng hoặc giảm tỷ lệ thuận với tốc độ (Hình 5c) và (Hình 5d). Tốc độ động cơ bám theo tốc độ đặt tăng tốc từ 0 - 0.5 giây. Sau khi đạt được tốc độ định mức 1420 vòng/phút, động cơ hoạt động ổn định quanh

giá trị tham chiếu. Giai đoạn từ 2 - 3 giây, tốc độ động cơ giảm dần và giữ ổn định sau giây thứ 3.

Với kịch bản sử dụng BDK PID truyền thống, động cơ có đáp ứng tốc độ chậm hơn so với BDK PSO-PID trong giai đoạn tăng tốc. Trong giai đoạn giảm tốc độ, cụ thể tại thời điểm giây thứ 3, tốc độ động cơ khi sử dụng PID truyền thống có độ vọt lố cao hơn PSO-PID với giá trị lần lượt là 0.253 và 0.19. Sai số xác lập cũng lớn hơn, do đó chỉ số ITAE của PID truyền thống cũng cao hơn so với BDK đề xuất.



**Hình 5.** Kết quả mô phỏng ứng với trường hợp 2

- (a) Đặc tính hội tụ của hàm đánh giá ITAE, (b) Thông số PID biến thiên qua từng vòng lặp
- (c) Đáp ứng tốc độ của động cơ, (d) Đáp ứng mô-men của động cơ

Qua 2 trường hợp mô phỏng, giải thuật PSO khi được áp dụng đều chứng minh tính hiệu quả, cho thấy khả năng đáp ứng tốc độ nhanh hơn (settling time), độ vọt lố thấp (overshoot), hạn chế sai số xác lập (steady-state error) và ít gợn sóng mô-men (torque ripple) so với phương pháp PID truyền thống. Bên cạnh vai trò của bộ thông số PID được tối ưu bằng thuật toán PSO, các kết quả mô phỏng cũng cho thấy phương pháp điều khiển vô

hướng V/f giữ vai trò nền tảng trong việc đảm bảo tính ổn định của hệ truyền động. Việc duy trì tỷ lệ điện áp/tần số không đổi giúp từ thông sta-to được giữ ổn định, qua đó đảm bảo khả năng sinh mô-men điện từ phù hợp khi tốc độ và mô-men tải thay đổi. Trên cơ sở đó, BDK PSO-PID phát huy hiệu quả trong việc cải thiện chất lượng đáp ứng động học của hệ thống mà không làm tăng độ phức tạp của cấu trúc điều khiển.

## 5. Kết luận

Bài báo này đã trình bày và phân tích hiệu quả phương pháp điều khiển vô hướng vòng kín động cơ không đồng bộ ba pha, trong đó sử dụng BDK PID kết hợp thuật toán PSO để tối ưu thông số của BDK. Bên cạnh đó, qua hai trường hợp mô phỏng, ta nhận thấy hệ số  $K_d$  có xu hướng hội tụ về 0 sau quá trình lặp nhiều lần. Điều này cũng chứng minh rằng thành phần đạo hàm (D) không cần thiết do tính quán tính lớn của động cơ không đồng bộ.

Việc sử dụng hàm đánh giá ITAE giúp hệ thống điều khiển đạt được độ ổn định cao hơn và phản ứng tốt hơn khi có biến động tải. So với BDK PID truyền thống, giải pháp đề xuất không chỉ cải thiện khả năng thích ứng tốc độ đặt mà còn tối thiểu hóa thời gian xác lập và giảm thiểu sai số điều khiển trong suốt quá trình vận hành. Ngoài ra, cấu trúc điều khiển vẫn giữ được tính đơn giản và khả năng triển khai thực tế. Kết quả này mở ra hướng nghiên cứu tiếp theo trong việc áp dụng thêm các thuật toán tối ưu mới vào điều khiển động cơ hoặc mở rộng sang các phương pháp điều khiển vec-tơ như định hướng từ thông rô-to hoặc điều khiển mô-men trực tiếp.

### Lời cảm ơn

Nghiên cứu này được tài trợ bởi Trường Đại học Tôn Đức Thắng.

### Tài liệu tham khảo

- [1] A. Glowacz, M. Sulowicz, J. Kozik, K. Piech, W. Glowacz, Z. Li, F. Brumercik, M. Gutten, D. Korenciak, A. Kumar, G. B. Lucas, M. Irfan, W. Caesarendra, and H. Liu. (2024). Fault diagnosis of electrical faults of three-phase induction motors using acoustic analysis. *Bulletin of the Polish Academy of Sciences: Technical Sciences*, 72(1). <https://doi.org/10.24425/bpasts.2024.148440>
- [2] G.K. Alitasb. (2024). Integer PI, fractional PI and fractional PI data trained ANFIS speed controllers for indirect field oriented control of induction motor. *Heliyon*, 10(18). <https://doi.org/10.1016/j.heliyon.2024.e37822>
- [3] B. Nemouchi, S.E. Rezgui, H. Benalla, K. Nebti. (2024). Fractional-based iterative learning-optimal model predictive control of speed induction motor regulation for electric vehicles application. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 5, pp. 14-19. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2024.5.02>
- [4] K. Blecharz, R. Ryndzionic, P. Gondran, I. Merzouk. (2025). Slip compensation technique in five-phase induction motors drive system. *Bulletin of the Polish Academy of Sciences, Technical Sciences*, 73(4). <https://doi.org/10.24425/bpasts.2025.153223>
- [5] S. Pati, M. Patnaik, A. Panda. (2014). Comparative performance analysis of fuzzy PI, PD and PID controllers used in a scalar controlled induction motor drive. *2014 International Conference on Circuits, Power and Computing Technologies (ICCPCT)*, Nagercoil, India, 910-915. <https://doi.org/10.1109/ICCPCT.2014.7054799>
- [6] B.H. Dinh, C.D. Tran. (2024). An improved voltage model based on stator resistance estimation for FOC technique in the induction motor drive. *Advances in Electrical and Electronic Engineering*, 22(2). <https://doi.org/10.15598/aeer.v22i2.5745>
- [7] H. Haq, M. H. Imran, H. I. Okumus, M. Habibullah. (2015). Speed control of induction motor using FOC method. *International Journal of Engineering Research and Applications (IJERA)*, 5(3), 154-158.
- [8] C. Lascu, S. Jafarzadeh, M. S. Fadali, F. Blaabjerg. (2017). Direct torque control with feedback linearization for induction motor drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(3), 2072-2080. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2016.2564943>
- [9] C. D. Tran, T. X. Nguyen, and P. D. Nguyen. (2021). A field-oriented control method using the virtual currents for the induction motor drive, *International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS)*, 12(4), 2095-2102.

- <https://doi.org/10.11591/ijpeds.v12.i4.pp2095-2102>
- [10] H.P. Wang and Y.F. Chang. (2012). Weighted tuning PI controller for MRAS sensorless induction motor drive. *Applied Mechanics and Materials*, 220-223, 1066-1070. <https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/AMM.220-223.1066>
- [11] S. V. Ustun, M. Demirtas. (2008). Optimal tuning of PI coefficients by using fuzzy-genetic for V/f controlled induction motor. *Expert Systems with Applications*, 34(4). <https://doi.org/10.1016/j.eswa.2007.05.029>
- [12] J.A. Ali, M. A. Hannan, A. Mohamed. (2016). Improved indirect field-oriented control of induction motor drive based PSO algorithm. *Jurnal Teknologi (Sciences & Engineering)*, 78(6-2), 27-32. <https://doi.org/10.11113/jt.v78.8888>
- [13] B. K. Bose. (2002). *Modern Power Electronics and AC Drives*. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice Hall.
- [14] Q. S. Vu, C. D. Tran, B. H. Dinh, C. S. T. Dong, H. T. Huynh, H. X. Phan. (2022). A current sensor fault diagnosis method based on phase angle shift technique applying to induction motor drive. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS)*, 13(3), 1315-1325. <http://doi.org/10.11591/ijpeds.v13.i3.pp1315-1325>
- [15] G. Kohlrusz and D. Fodor. (2011). Comparison of Scalar and Vector Control Strategies of Induction Motors. *Hungarian Journal of Industrial Chemistry Veszprém*, 39(2), 265-270. <https://doi.org/10.1515/422>
- [16] R. Krishnan (2001). *Electric Motor Drives: Modeling, Analysis, and Control*. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice Hall.
- [17] M. Pudari, S. R. Arya, P. Ray. (2025). Multi-parameter identification using PQ-MRAS for indirect field-oriented control IMD with optimized PI gains. *Electrical Engineering*, 107, 11651-11666. <https://doi.org/10.1007/s00202-025-03113-8>
- [18] R.C. Eberhart, Y. Shi. (2001). Particle swarm optimization: developments, applications and resources. *Proceedings of the 2001 IEEE Congress on Evolutionary Computation, IEEE Catalogue No. 01TH8546*, 1, 81-86. <https://doi.org/10.1109/CEC.2001.934374>
- [19] I. I. Alnaib, A.N. Alsammak. (2025). Optimization of fractional PI controller parameters for enhanced induction motor speed control via indirect field-oriented control. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 1, 3-7. <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2025.1.01>
- [20] S.H. Kim. (2017). *Electric Motor Control: DC, AC, and BLDC Motors*. Oxford, U.K. <http://dx.doi.org/10.1016/B978-0-12-812138-2.00001-5>