

# TỰ ĐỘNG HÓA AUTOMATION

NGÀY NAY

HỘI TỰ ĐỘNG HÓA VIỆT NAM



TODAY

ISSN 1859-0551

## ĐO LƯỜNG, ĐIỀU KHIỂN VÀ TỰ ĐỘNG HÓA

SPECIAL ISSUE ON

MEASUREMENT, CONTROL AND AUTOMATION

QUYỂN 27, SỐ 3

THÁNG

12

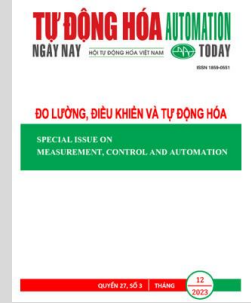
2023



# MỤC LỤC

## CÔNG TRÌNH KHOA HỌC

- Ma-Sieu Phan, Thanh-Cong Do, Van-Quy Truong and Thi-Van-Anh Nguyen**  
Comparative Analysis of SMC-LMI and LQR Controllers for Double Inverted Pendulum
- Bui Xuan Minh, Le Khắc Thuy, Le Minh Kien, Nguyen Trung Kien, Nguyen Thanh Tien, Pham Xuan Phuong**  
Numerical Investigation of the Online Parameter Estimation Techniques for Interior Permanent Magnet Synchronous Machines
- Phạm Lê Nam, Nguyễn Văn Nhờ**  
Phương pháp điều chế sóng mang cải tiến cho bộ nghịch lưu NPC 4 bậc
- Dong-Thanh Vu, Quoc-Khanh Ngo, Quang Bui-Dang and Duy-Dinh Nguyen**  
A New Strategy of Magnetic Design for DC Power Optimizers in Photovoltaic Applications
- Tran Thanh Bao, Nguyen Minh Duc, Duong Minh Duc, Do Trong Hieu**  
ZV Shaper - ADRC Combination Control for Crane System with Constrained Control Signal
- Phạm Duy Học, Nguyễn Đức Định, Phạm Tiến Dũng**  
Tính toán điện cảm Ld, Lq cho động cơ IPMSM bằng mạch từ trở tương đương xét đến sự ảnh hưởng của từ thông tản và hiện tượng bão hòa vật liệu từ
- Nguyễn Văn Chung, Lê Xuân Hiếu, Nguyễn Danh Huy, Nguyễn Tùng Lâm and Lưu Thị Huế**  
Điều khiển chống dao động tải trọng cho hệ thống cầu trục dựa trên bộ quan sát trạng thái mở rộng
- Lê Duy Vỹ, Hồ Đình Hùng, Phạm Bảo Chung and Nguyễn Mạnh Linh**  
Soft Starting of High Power Three Phase Induction Motor: Theory and Applications
- Viet-Thanh Nguyen and Quy Thinh Dao**  
Enhance Control Performance of a Pneumatic Artificial Muscle System Using RBF-Neural Network Approximation and Power Rate Exponential Reaching Law Sliding Mode Control
- Nguyễn Thị Hiền, Hoàng Thị Mai, Lưu Thị Huế, Bùi Thị Khánh Hòa, Nguyễn Danh Huy and Nguyễn Tùng Lâm**  
Bộ điều khiển mô hình dự báo cải tiến áp dụng cho mô hình cầu trục với hiệu ứng con lắc kép



### BAN BIÊN TẬP CHUYÊN SAN

#### Cố vấn khoa học

Nguyễn Xuân Quỳnh

#### Trưởng ban

Trần Trọng Minh

#### Ủy viên

Nguyễn Phùng Quang

Tạ Cao Minh

Thân Ngọc Hoàn

Phạm Thị Ngọc Yến

Hồ Đắc Lộc

Hoàng Minh Sơn

Nguyễn Như Hiền

Đoàn Quang Vinh

Vũ Đình Thành

Lê Hoài Quốc

### BAN THƯ KÝ CHUYÊN SAN

#### Trưởng ban

Nguyễn Văn Nhờ

#### Ủy viên

Nguyễn Quang Địch

Nguyễn Hoàng Mai

Nguyễn Chí Ngồn

### TỔNG BIÊN TẬP

Trần Bảo Khánh

### PHÓ TỔNG BIÊN TẬP

Thái Quang Vinh

Trần Thị Giang

### THƯ KÝ TÒA SOẠN

Trần Thị Giang

### LIÊN HỆ PHÁT HÀNH

#### Tòa soạn tạp chí

P.406 - Tòa nhà Công nghệ cao

ĐH Bách khoa Hà Nội, số 1 Đại Cồ Việt

Quận Hai Bà Trưng, Hà Nội

Tel.: +84-24-35665327 / 35665328

Fax: +84-24-35665327

Email: [tapchitudonghoa@gmail.com](mailto:tapchitudonghoa@gmail.com)

### Văn phòng đại diện phía Nam

Lầu 8, số 224 Điện Biên Phủ,

phường Võ Thị Sáu, quận 3, Tp.HCM

Tel: 0908855888

### Tạp chí điện tử:

Website: [www.vnautomate.net](http://www.vnautomate.net)

### Giấy phép xuất bản số:

276/GP-BTTTT ngày 05/09/2014

của Bộ Thông tin và Truyền thông

In tại Công ty TNHH MTV In quân đội 1

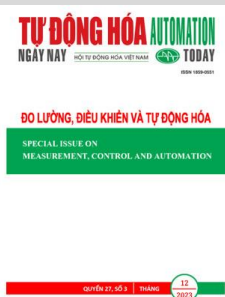
Giá: 80.000 - VNĐ

# CONTENT

## SCIENTIFIC PAPERS

---

- 1** **Ma-Sieu Phan, Thanh-Cong Do, Van-Quy Truong and Thi-Van-Anh Nguyen**  
Comparative Analysis of SMC-LMI and LQR Controllers for Double Inverted Pendulum
- 8** **Bui Xuan Minh, Le Khắc Thủy, Le Minh Kien, Nguyen Trung Kien, Nguyen Thanh Tien, Pham Xuan Phuong**  
Numerical Investigation of the Online Parameter Estimation Techniques for Interior Permanent Magnet Synchronous Machines
- 16** **Le - Nam Pham, Van - Nho Nguyen**  
Improved carrier-based modulation for four-level Neutral point clamped inverters
- 25** **Dong-Thanh Vu, Quoc-Khanh Ngo, Quang Bui-Dang and Duy-Dinh Nguyen**  
A New Strategy of Magnetic Design for DC Power Optimizers in Photovoltaic Applications
- 32** **Tran Thanh Bao, Nguyen Minh Duc, Duong Minh Duc, Do Trong Hieu**  
ZV Shaper - ADRC Combination Control for Crane System with Constrained Control Signal
- 39** **Pham Duy Hoc, Nguyen Duc Dinh, Pham Tien Dung**  
Ld, Lq Inductance Computation of IPMSM by Magnetic Equivalent Circuit Taking Leakage Flux and Magnetic Saturation Phenomenon into Account
- 47** **Nguyen Van Chung, Le Xuan Hieu, Nguyen Danh Huy, Nguyen Tung Lam and Luu Thi Hue**  
Extended state observer-inspired robust controller for overhead crane payload tracking and anti-swinging problems
- 54** **Le Duy Vy, Ho Đình Hưng, Pham Bao Chung and Nguyen Manh Linh**  
Soft Starting of High Power Three Phase Induction Motor: Theory and Applications
- 64** **Viet-Thanh Nguyen and Quy Thinh Dao**  
Enhance Control Performance of a Pneumatic Artificial Muscle System Using RBF-Neural Network Approximation and Power Rate Exponential Reaching Law Sliding Mode Control
- 73** **Nguyen Thi Hien, Hoang Thi Mai, Luu Thi Hue Bui Thi Khanh Hoa, Nguyen Danh Huy and Nguyen Tung Lam**  
Advanced Predictive Model Controller Applied to Crane Model with Double Pendulum Effect
- 



## EDITORIAL BOARD

### Scientific advisory

Nguyen Xuan Quynh

### Head of board

Tran Trong Minh

### Member of board

Nguyen Phung Quang

Ta Cao Minh

Than Ngoc Hoan

Pham Thi Ngoc Yen

Ho Duc Loc

Hoang Minh Son

Nguyen Nhu Hien

Doan Quang Vinh

Vu Dinh Thanh

Le Hoai Quoc

## SECRETARIAT

### Head of secretariat

Nguyen Van Nho

### Member of secretariat

Nguyen Quang Dich

Nguyen Hoang Mai

Nguyen Chi Ngon

## EDITOR

Tran Bao Khanh

## DEPUTY EDITOR

Thai Quang Vinh

Tran Thi Giang

## EDITORIAL SECRETARY

Tran Thi Giang

## DISTRIBUTION

### Journal office

P.406 - HighTech Building

Hanoi Uni. of Science and Technology

No. 1, Dai Co Viet Str.

District Hai Ba Trung, Hanoi

Tel.: +84-24-35665327 / 35665328

Fax: +84-24-35665327

Email: [tapchitudonghoa@gmail.com](mailto:tapchitudonghoa@gmail.com)

### Southern representative office

8<sup>th</sup> floor, No. 224, Dien Bien Phu,

Vo Thi Sau ward, District 3, HCM City

Tel: 0908855888

### Online at:

Website: [www.vnautomate.net](http://www.vnautomate.net)

### Publication license

276/GP-BTTTT 5th September 2014

Printed by MTV In quan doi 1 Ltd. Co.

Price: 80.000 - VND

# Comparative Analysis of SMC-LMI and LQR Controllers for Double Inverted Pendulum

Ma-Sieu Phan<sup>1</sup>, Thanh-Cong Do<sup>1</sup>, Van-Quy Truong<sup>1</sup> and Thi-Van-Anh Nguyen<sup>1,\*</sup>

<sup>1</sup>Hanoi University of Science and Technology, Hanoi, Vietnam

\*Corresponding author E-mail: [anh.nguyenthivan1@hust.edu.vn](mailto:anh.nguyenthivan1@hust.edu.vn)

## Abstract

This paper introduces an innovative method for achieving stability of the highly nonlinear and unstable double inverted pendulum using a combination of linear matrix inequality (LMI) techniques and sliding mode control (SMC). Sliding mode control is a widely used technique for stabilizing the highly unstable and nonlinear double inverted pendulum system. The LMI-based approach is well-suited for handling system uncertainties and constraints, making it a potent tool for robust control design. Compared to other nonlinear control methods, the LMI approach is more computationally efficient and simpler to implement. The controller proposed in this study is evaluated alongside the Linear Quadratic Regulator (LQR) controller to demonstrate its superior performance. The simulation results obtained through the proposed controller demonstrate its effectiveness in stabilizing the double inverted pendulum.

**Keywords:** Linear matrix inequality, Sliding mode control, LQR control, stabilization control, Double inverted pendulum.

## Abbreviations

SMC	Sliding Mode Control
LMI	Linear Matrix Inequality
LQR	Linear Quadratic Regulator

## 1. Introduction

The double inverted pendulum is a highly unstable and nonlinear system that is widely used in research to study the dynamics and control of complex systems [1], [2], [3]. Comprising two pendulums connected by a hinge, the motion of the first pendulum influences the motion of the second pendulum. Due to its highly sensitive nature, the double inverted pendulum is a challenging system to control using conventional linear control methods. Nevertheless, it presents an ideal tested for developing and evaluating advanced control algorithms. The double inverted pendulum has numerous applications in various fields, such as aerospace, robotics, and industrial automation. It is used in aerospace to analyze the dynamics of flight control systems, while in robotics, it is used to develop sophisticated control algorithms for multi-jointed robotic arms and legs. The double inverted pendulum is also utilized in industrial automation to evaluate and create control algorithms for complex manufacturing processes. It is a significant and versatile system that has extensive applications in both research and industry. Controlling a double inverted pendulum is a complex task, given its nonlinear and unstable nature. To stabilize this system, researchers have explored various control methods. One of the

widely-used control techniques for double inverted pendulum stabilization is sliding mode control (SMC) [4], [5], [6]. This method involves designing a sliding surface that guides the system to a desired state. The control signal is then formulated to ensure the system stays on the sliding surface, ensuring robustness against external disturbances and modeling errors. Another popular method is the Linear Quadratic Regulator (LQR) control algorithm, which is a classical linear control method based on a quadratic cost function [7], [8], [9]. This technique determines the optimal control action by minimizing the cost function, which is a weighted sum of the system state error and the control input. While LQR control is limited to linear systems, it provides a straightforward means of designing a feedback control system that stabilizes the double inverted pendulum. Recently, researchers have combined SMC with linear matrix inequality (LMI) control methods for controlling an nonlinear system [10] or wind-energy conversion system [11]. Recognizing the merits and feasibility of applying the combined approach of sliding mode control and linear matrix inequality to systems characterized by high nonlinearity, we have implemented this methodology for stable control of the double inverted pendulum.

This paper focuses on the effectiveness of a combined sliding controller and linear matrix inequality (LMI) approach for stabilizing the double inverted pendulum. LMI is a valuable technique for designing controllers in nonlinear systems like the inverted pendulum, as it enables the formulation of control design problems as convex optimization problems. The LMI-based approach is well-suited to handle system uncertainties

and constraints commonly encountered in practical systems, providing robust stability and performance guarantees even in the presence of model uncertainties and disturbances. Moreover, the LMI approach allows for the design of controllers with specific performance criteria, such as minimizing control effort or settling time. In comparison to alternative nonlinear control methods like adaptive control or fuzzy logic control [12],[13], the LMI approach is computationally efficient and relatively simple to implement. This advantage stems from solving a set of linear matrix inequalities, which can be efficiently addressed using existing numerical optimization tools. The LMI approach offers computational efficiency by consolidating multiple conditions into a single linear matrix inequality, reducing computational complexity. This simplification enables efficient representation and manipulation of the control design problem. Additionally, the LMI approach leverages existing tools like MATLAB or the Yalmip toolbox, which provide dedicated functionalities for converting mechanical conditions into linear matrix inequalities. The paper aims to demonstrate the superior performance of the proposed controller for stabilizing the double inverted pendulum by conducting a thorough analysis and comparing the results with those obtained using the LQR controller.

The upcoming sections of the paper will cover various aspects of the proposed control strategy for the inverted pendulum. The second part will introduce the model of the double inverted pendulum, while the third section will discuss the LQR controller. The fourth section will elaborate on the proposed sliding mode controller combined with linear matrix inequality theory. The fifth section will present the simulation results obtained through the proposed controller. Lastly, the conclusion will summarize the findings and contributions of the paper.

## 2. Double inverted pendulum Modeling

The double inverted pendulum is a mechanical system consisting of two pendulums connected in series, where each pendulum is free to rotate about its pivot point, see Figure 1. In this system,  $\theta_1$  and  $\theta_2$  represent the deflections of the first and second pendulums from the vertical, respectively. Meanwhile,  $y$  represents the displacement of the cart. The parameters of the double inverted pendulum include the lengths of the pendulums, denoted as  $L_1$  and  $L_2$ , which determine the distance from the pivot points to the respective masses. The masses of the pendulums, represented as  $m_1$  and  $m_2$ , signify the amount of mass concentrated at each pendulum's center of mass. The moment of inertia of each pendulum, denoted as  $J_1$  and  $J_2$ , characterizes the distribution of mass and shape of the pendulum. In the double inverted pendulum on a cart model, the calculation of energy involves considering the kinetic energy of the cart and two pendulums, as well as the potential energy due to the height of the pendulums. The system modeling process has also been detailed in [14].

The kinetic energy of the cart is expressed as follows:

$$T_0 = \frac{1}{2} m_0 \dot{y}^2. \quad (1)$$

The kinetic energy of the first pendulum:

$$T_1 = \frac{1}{2} m_1 [\dot{y} + \dot{\theta}_1 l_1 \cos(\theta_1)]^2 + \frac{1}{2} m_1 \dot{\theta}_1^2 l_1^2 \sin^2 \theta_1 + \frac{1}{2} J_1 \dot{\theta}_1^2. \quad (2)$$

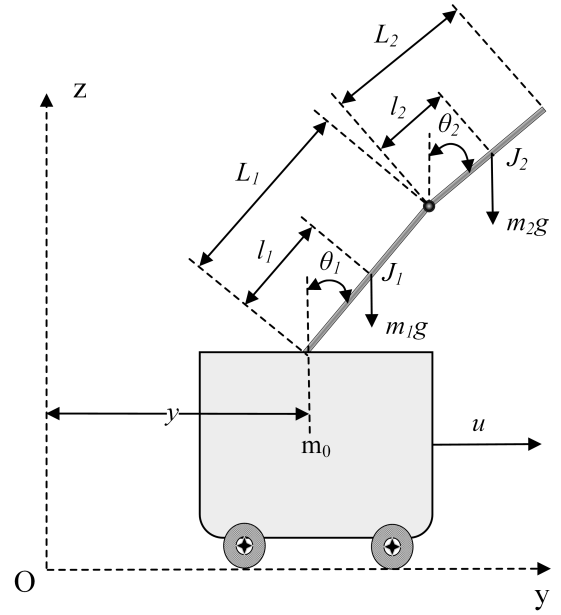


Figure 1. Double inverted pendulum.

The kinetic energy of the second pendulum:

$$T_2 = \frac{1}{2} m_2 [\dot{y} + \dot{\theta}_1 l_1 \cos \theta_1 + \dot{\theta}_2 l_2 \cos \theta_2]^2 + \frac{1}{2} m_2 [\dot{\theta}_1 L_1 \sin \theta_1 + \dot{\theta}_2 L_2 \sin \theta_2]^2 + \frac{1}{2} J_2 \dot{\theta}_2^2. \quad (3)$$

The expression for the total kinetic energy is as follows:

$$T = T_0 + T_1 + T_2,$$

$$T = \frac{1}{2} (m_0 + m_1 + m_2) \dot{y}^2 + \frac{1}{2} (m_1 l_1^2 + m_2 L_1^2 + J_1) \dot{\theta}_1^2 + \frac{1}{2} (m_2 l_2^2 + J_2) \dot{\theta}_2^2 + (m_1 l_1 + m_2 L_1) \dot{y} \dot{\theta}_1 \cos \theta_1 + m_2 l_2 \dot{y} \dot{\theta}_2 \cos \theta_2 + m_2 L_1 l_2 \cos(\theta_1 - \theta_2) \dot{\theta}_1 \dot{\theta}_2. \quad (4)$$

The potential energy of the cart:

$$V_0 = 0 \quad (5)$$

The potential energy of the first pendulum:

$$V_1 = m_1 g l_1 \cos \theta_1 \quad (6)$$

The potential energy of the second pendulum:

$$V_2 = m_2 g (L_1 \cos \theta_1 + l_2 \cos \theta_2) \quad (7)$$

The total potential energy is calculated as follows:

$$V = (m_1 l_1 + m_2 L_1) g \cos \theta_1 + m_2 l_2 g \cos \theta_2 \quad (8)$$

The expression for the Lagrange function is given as follows:

$$L = \frac{1}{2} (m_0 + m_1 + m_2) \dot{y}^2 + \frac{1}{2} (m_1 l_1^2 + m_2 L_1^2 + J_1) \dot{\theta}_1^2 + \frac{1}{2} (m_2 l_2^2 + J_2) \dot{\theta}_2^2 + (m_1 l_1 + m_2 L_1) \dot{y} \dot{\theta}_1 \cos \theta_1 + m_2 l_2 \dot{y} \dot{\theta}_2 \cos \theta_2 + m_2 L_1 l_2 \cos(\theta_1 - \theta_2) \dot{\theta}_1 \dot{\theta}_2 - (m_1 l_1 + m_2 L_1) g \cos \theta_1 - m_2 l_2 g \cos \theta_2 \quad (9)$$

By taking the derivative of the Lagrange function, we obtain the dynamic equations:

$$u = (m_0 + m_1 + m_2)\ddot{y} + (m_1l_1 + m_2L_1)\ddot{\theta}_1\cos\theta_1 + m_2l_2\ddot{\theta}_2\cos\theta_2 - (m_1l_1 + m_2L_1)\dot{\theta}_1^2\sin\theta_1 - m_2l_2\dot{\theta}_2^2\sin\theta_2 \quad (10)$$

$$0 = (m_1l_1^2 + m_2L_1^2 + J_1)\ddot{\theta}_1 + (m_1l_1 + m_2L_1)\ddot{y}\cos\theta_1 + m_2L_1l_2\cos(\theta_1 - \theta_2)\ddot{\theta}_2 + m_2L_1l_2\sin(\theta_1 - \theta_2)\dot{\theta}_2^2 - (m_1l_1 + m_2L_1)g\sin\theta_1 \quad (11)$$

$$0 = (m_2l_2^2 + J_2)\ddot{\theta}_2 + m_2l_2\ddot{y}\cos\theta_2 + m_2L_1l_2\cos(\theta_1 - \theta_2)\ddot{\theta}_1 - m_2L_1l_2\sin(\theta_1 - \theta_2)\dot{\theta}_1^2 - m_2l_2g\sin\theta_2 \quad (12)$$

Note that:

$$a_0 = m_0 + m_1 + m_2$$

$$a_1 = m_1l_1 + m_2L_1$$

$$a_2 = m_1l_1^2 + m_2L_1^2 + J_1$$

$$a_3 = m_2l_2$$

$$a_4 = m_2L_1l_2$$

$$a_5 = m_2l_2^2 + J_2$$

The dynamic equation can be rewritten as follows:

$$u = a_0\ddot{y} + a_1\ddot{\theta}_1\cos\theta_1 + a_3\ddot{\theta}_2\cos\theta_2 - a_1\dot{\theta}_1^2\sin\theta_1 - a_3\dot{\theta}_2^2\sin\theta_2 \quad (13)$$

$$0 = a_1\ddot{y}\cos\theta_1 + a_2\ddot{\theta}_1 + a_4\ddot{\theta}_2\cos(\theta_1 - \theta_2) + a_4\dot{\theta}_2^2\sin(\theta_1 - \theta_2) - a_1g\sin\theta_1 \quad (14)$$

$$0 = a_3\ddot{y}\cos\theta_2 + a_4\ddot{\theta}_1\cos(\theta_1 - \theta_2) + a_5\ddot{\theta}_2 - a_4\sin(\theta_1 - \theta_2)\dot{\theta}_1^2 - a_3g\sin\theta_2 \quad (15)$$

### 3. LQR Control

This section focuses on the application of LQR control technique for stabilizing the double inverted pendulum system. LQR control is a widely used optimal control strategy that aims to minimize a quadratic cost function while ensuring system stability. We set the variables as follows:  $x_1 = y, x_2 = \dot{y}, x_3 = \theta_1, x_4 = \dot{\theta}_1, x_5 = \theta_2, x_6 = \dot{\theta}_2$ . The system is linearized around the operating point  $x = 0$  to obtain a linearized equation.

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (16)$$

with  $x = (x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6)^T$ .

$$A = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\partial f(\dot{y})}{\partial x_1} & \frac{\partial f(\dot{y})}{\partial x_2} & \frac{\partial f(\dot{y})}{\partial x_3} & \frac{\partial f(\dot{y})}{\partial x_4} & \frac{\partial f(\dot{y})}{\partial x_5} & \frac{\partial f(\dot{y})}{\partial x_6} \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{\partial f(\dot{\theta}_1)}{\partial x_1} & \frac{\partial f(\dot{\theta}_1)}{\partial x_2} & \frac{\partial f(\dot{\theta}_1)}{\partial x_3} & \frac{\partial f(\dot{\theta}_1)}{\partial x_4} & \frac{\partial f(\dot{\theta}_1)}{\partial x_5} & \frac{\partial f(\dot{\theta}_1)}{\partial x_6} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ \frac{\partial f(\dot{\theta}_2)}{\partial x_1} & \frac{\partial f(\dot{\theta}_2)}{\partial x_2} & \frac{\partial f(\dot{\theta}_2)}{\partial x_3} & \frac{\partial f(\dot{\theta}_2)}{\partial x_4} & \frac{\partial f(\dot{\theta}_2)}{\partial x_5} & \frac{\partial f(\dot{\theta}_2)}{\partial x_6} \end{pmatrix}$$

$$B = \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{\partial f(\dot{y})}{\partial u} \\ 0 \\ \frac{\partial f(\dot{\theta}_1)}{\partial u} \\ 0 \\ \frac{\partial f(\dot{\theta}_2)}{\partial u} \end{pmatrix}$$

By substituting the operating point  $x = 0$ , we obtain the following matrix:

$$A = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -6.3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 70 & 0 & -8.9091 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -49 & 0 & 41.0808 & 0 \end{pmatrix}; B = \begin{pmatrix} 0 \\ 1.073 \\ 0 \\ -3.896 \\ 0 \\ 0.5051 \end{pmatrix}$$

The control equation is expressed as follows:

$$u^* = -Kx \quad (17)$$

We have:

$$J = \int_0^{\infty} (x^T Qx + u^T Ru) dt \quad (18)$$

with  $Q = Q^T \geq 0, R = R^T > 0$ .

The objective is to identify the matrix  $K$  that minimizes the loss function  $J$ . The optimal matrix  $K$ , obtained from the Riccati equation, takes the following form:

$$K = R^{-1}B^T P \quad (19)$$

Consequently, the control signal  $u$  will be of the form:

$$u = -Kx = -R^{-1}B^T Px, \quad (20)$$

where  $K = lqr(A, B, Q, R)$ . The matrix  $P$  is the solution to the Riccati algebraic equation.

$$PA + A^T P + Q - PBR^{-1}B^T P = 0. \quad (21)$$

### 4. Sliding mode control based LMI

In this section, we explore the application of sliding mode control and linear inequality matrix techniques for controlling the double inverted pendulum system. Sliding mode control is a robust control approach known for its ability to handle uncertainties and disturbances in dynamic systems. Additionally, we incorporate a linear inequality matrix to impose constraints which can stay within predefined bounds. The combined use of sliding mode control and linear inequality matrix provides a promising approach for addressing the control challenges associated with the double inverted pendulum system, and we investigate its effectiveness and performance in this section. The equation (16) is rewritten in the presence of disturbance:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + B(u + f(t)) \quad (22)$$

with  $|f(t)| \leq \delta_f$ , and  $\delta_f$  is a positive constant. The choice of the sliding variable  $s$  is determined by the following equation:

$$s = B^T Px, \quad (23)$$

where  $P$  is positive definite matrix with dimensions  $6 \times 6$ . The control signal is expressed in the following form:

$$u(t) = u_{eq} + u_n, \quad (24)$$

where  $u_{eq} = -(B^T PB)^{-1} B^T PAx(t)$ ,  
 $u_n = -(B^T PB)^{-1} (|B^T PB| \delta_f + \varepsilon_0) sgn(s)$  and  $\varepsilon_0 > 0$ .  
 The Lyapunov function is selected in the following manner:

$$V = \frac{1}{2} s^2. \quad (25)$$

$$\begin{aligned} \dot{s} &= B^T P \dot{x}(t) = B^T P (Ax(t) + B(u + f(t))) \\ &= B^T PAx(t) + B^T PBu + B^T PBf(t) \\ &= B^T PAx(t) + B^T PB(- (B^T PB)^{-1} B^T PAx(t) \\ &\quad - (B^T PB)^{-1} (|B^T PB| \delta_f + \varepsilon_0) sgn(s)) + B^T PBf(t) \\ &= -(|B^T PB| \delta_f + \varepsilon_0) sgn(s) + B^T PBf(t). \end{aligned}$$

Then:

$\dot{V} = s \dot{s} = -(|B^T PB| \delta_f + \varepsilon_0) |s| + B^T PBf(t) \leq -\varepsilon_0 |s|$ . The controller is designed as follows to determine the symmetric matrix  $P$ :

$$u(t) = -Kx + v(t), \quad (26)$$

with  $v(t) = Kx + u_{eq} + u_n$ .

There exists a matrix  $K$  such that  $\bar{A} = A - BK$  is stable, leading to the following expression:

$$\dot{x}(t) = \bar{A}x(t) + B(v + f(t)), \quad (27)$$

where  $K$  represents a  $1 \times 6$  vector.

The selection of the Lyapunov function is as follows:

$$V = x^T Px, \quad (28)$$

Then:

$$\dot{V} = 2x^T P \dot{x} = 2x^T P (\bar{A}x(t) + B(v + f(t))) = 2x^T P \bar{A}x(t) + 2x^T PB(v + f(t)).$$

When  $t \geq t_0$ , it exists  $s = B^T Px(t) = 0$ , or  $s^T = x^T PB = 0$ , we obtain:

$$\dot{V} = 2x^T P \bar{A}x = x^T (P \bar{A} + \bar{A}^T P)x = 2x^T Mx.$$

For  $\dot{V} < 0, M < 0$ , we have:  $P \bar{A} + \bar{A}^T P < 0$

As the matrix  $\bar{A}$  is Hurwitz, it is feasible to fulfill the condition  $P \bar{A} + \bar{A}^T P < 0$ . By multiplying the aforementioned inequality by  $P^{-1}$ , we obtain:

$$\bar{A}P^{-1} + P^{-1}\bar{A}^T < 0$$

We denote  $X = P^{-1}$ :

$$\bar{A}X + X\bar{A}^T < 0$$

$$(A - BK)X + X(A - BK)^T < 0$$

Note that  $L = KX$ , we have:

$$AX - BL + XA^T - L^T B^T < 0 \quad (29)$$

To ensure that  $P$  is a symmetric matrix in the Linear Matrix Inequality (LMI), we design:

$$P = P^T \text{ or } X = X^T \quad (30)$$

**Table 1.** Parameter table of the double inverted pendulum system.

Symbol	Notation	Value	Unit
$m_0$	Mass of the cart	0.8	kg
$m_1$	Mass of the first pendulum	0.5	kg
$m_2$	Mass of the second pendulum	0.3	kg
$L_1$	Length of the first pendulum	0.3	m
$L_2$	Length of the second pendulum	0.2	m
$l_1$	Distance to center of gravity of first pendulum	0.15	m
$l_2$	Distance to center of gravity of second pendulum	0.1	m
$J_1$	The moment of inertia of the first pendulum	0.006	kgm <sup>2</sup>
$J_2$	The moment of inertia of the second pendulum	0.006	kgm <sup>2</sup>
$g$	Gravity acceleration	9.8	m/s <sup>2</sup>

## 5. Simulation results

In this section, we present the simulation results obtained from applying sliding mode control based on LMI and LQR control techniques to the control of the double inverted pendulum system. The performance of both control strategies is evaluated and compared in terms of stability for showing the effectiveness of the proposed control approaches. Initial conditions for the state variables are chosen as  $y = 0.1(m)$ ,  $\theta_1 = \theta_2 = \frac{\pi}{12}$  and  $\dot{y} = \dot{\theta}_1 = \dot{\theta}_2 = 0$ . The presented below is a table containing the parameter values of the double inverted pendulum model, see Table 1 [14]. The matrix  $Q$  and  $R$  are selected as follows:

$$Q = \text{diag}(1 \ 1 \ 10 \ 100 \ 10 \ 100), R = 1.$$

The utilization of LMI aims to obtain a positive definite matrix. Unlike the conventional sliding controller that requires adjusting sliding surface parameters accordingly, the use of LMI enables a more straightforward and convenient approach by directly specifying the matrix. This methodology streamlines the process of determining the sliding surface, making it easier to implement and allowing for greater convenience in control design. We obtain:

$$K = [ \ 1 \ 3.0595 \ -188.6554 \ -9.2430 \ 213.9421 \ 35.1107 \ ]$$

and

$$P =$$

$$\begin{bmatrix} 0.0336 & 0.0310 & -0.1406 & 0.0078 & 0.3251 & 0.0673 \\ 0.0310 & 0.0885 & -0.3796 & 0.0225 & 0.7425 & 0.1724 \\ -0.1406 & -0.3796 & 6.2744 & 0.0351 & -8.7704 & -1.2776 \\ 0.0078 & 0.0225 & 0.0351 & 0.0224 & 0.0347 & 0.0183 \\ 0.3251 & 0.7425 & -8.7704 & 0.0347 & 13.7654 & 2.2191 \\ 0.0673 & 0.1724 & -1.2776 & 0.0183 & 2.2191 & 0.5075 \end{bmatrix}$$

The efficiency of the two controllers is illustrated in Figure 2, where they effectively bring the cart from an initial position of  $y = 0.1$  to zero within approximately 10 seconds. Notably, when employing the SMC-based LMI controller, the oscillation range of the cart is reduced compared to the LQR controller, measuring 1.4m versus 2m, respectively. This observation highlights the superior performance of the SMC-based LMI controller in terms of minimizing oscillations and achieving smoother control of the vehicle's position.

A noticeable distinction between the two controllers is evident in the angular response of the pendulums. Figures 3 and 4



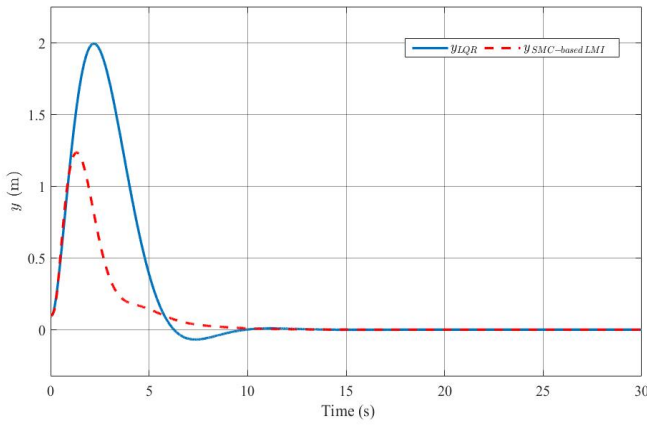


Figure 2. Distance of the cart  $y$ .

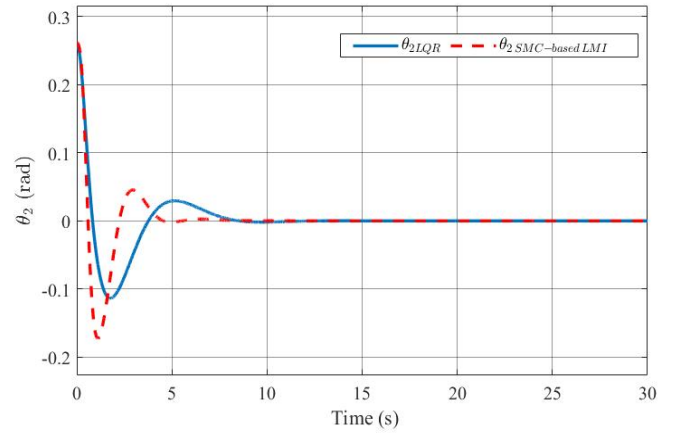


Figure 4. The angle position of second pendulum  $\theta_2$ .

demonstrate that both controllers successfully bring the pendulums to equilibrium from the same initial angle of  $\frac{\pi}{12}$  (rad). While the oscillation amplitudes of the angles are larger when utilizing the SMC-based LMI controller compared to LQR, the time taken to reach the desired position is nearly twice as fast (5 seconds versus 9 seconds). This analysis leads to the conclusion that the SMC-based LMI controller offers superior control efficiency in comparison to LQR, despite the slightly larger oscillations in the angular response.

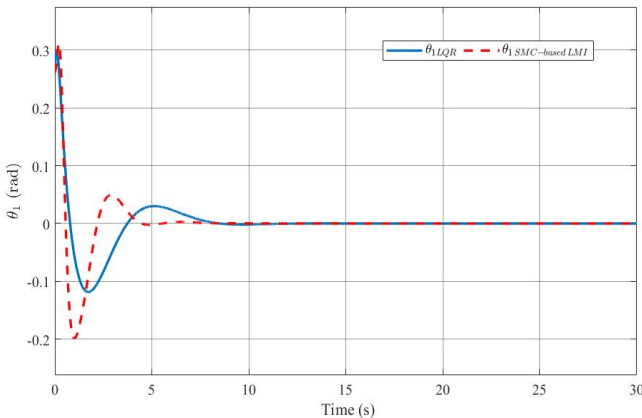


Figure 3. The angle position of first pendulum  $\theta_1$ .

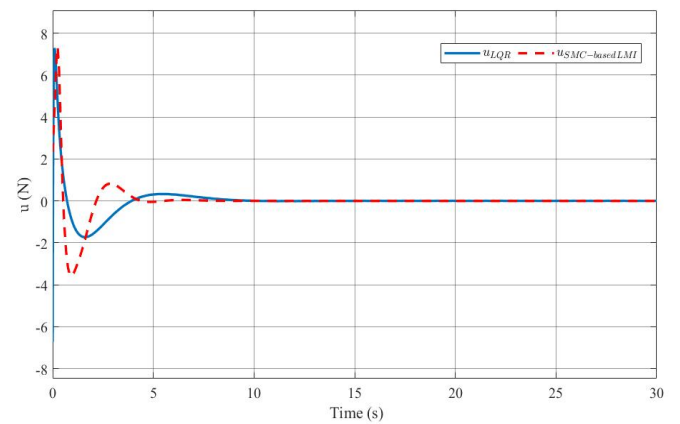


Figure 5. The control signal.

Figure 5 illustrates the control signal. The obtained results indicate that both the LQR control method and the SMC-based LMI method achieve effective stabilization of the double inverted pendulum. However, the SMC-based LMI method demonstrates a shorter pendulum stabilization time compared to the alternative method.

In order to assess the effectiveness of the two controllers, a disturbance component  $d = 0.3\sin(t)$  has been introduced to the control signal. The simulation results depicted in Figures 6, 7, 8, and 9 demonstrate that despite the presence of disturbances, both controllers are capable of bringing the state variables close to the equilibrium point. While there is still observable oscillation of the state variables around the equilibrium position, it is noteworthy that values such as the maximum deviation of the vehicle's position or angle remain similar to those observed in the absence of disturbances. Remarkably, the SMC-based LMI controller exhibits superiority in this scenario, as evi-

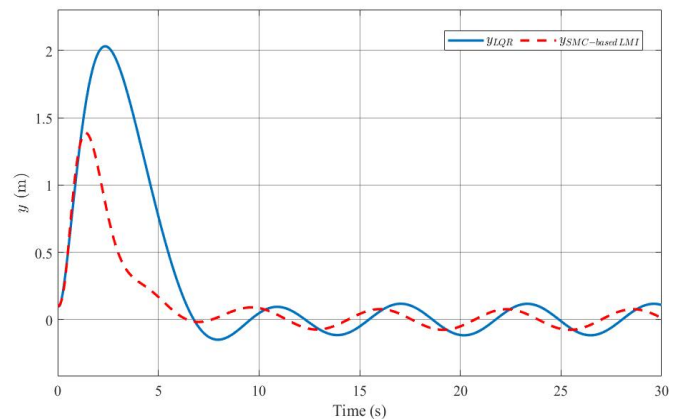


Figure 6. Distance of the cart  $y$  with disturbance.

denced by a smaller response time and reduced oscillation amplitude around the equilibrium point when compared to the LQR controller.

In order to gain a more comprehensive understanding of the enhancements in system performance achieved through the utilization of the SMC-based LMI controller in comparison to the LQR controller, we examine the performance index computed using equation (31):

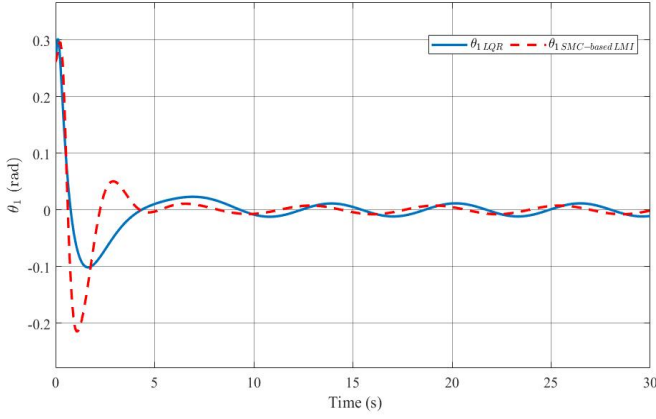


Figure 7. The angle position of first pendulum  $\theta_1$  with disturbance.

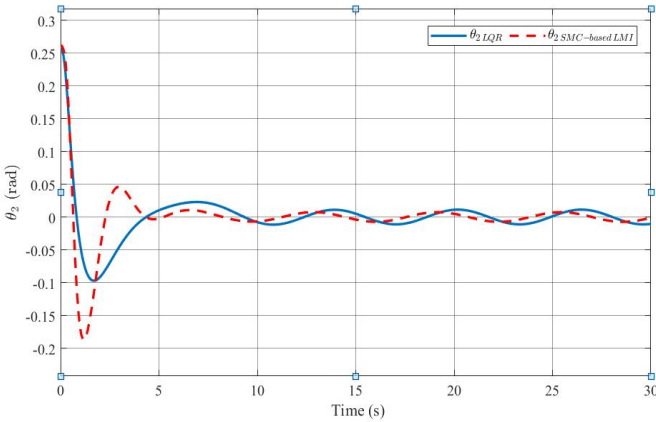


Figure 8. The angle position of second pendulum  $\theta_2$  with disturbance.

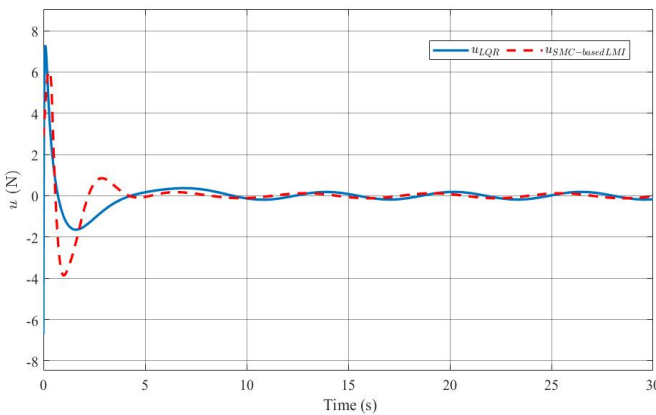


Figure 9. The control signal with disturbance.

$$Time_{performance} = \frac{t_{SMC}}{t_{LQR}} \times 100\% \quad (31)$$

where  $t_{SMC}$  and  $t_{LQR}$  are the settling times when using SMC-based LMI and LQR controllers, respectively. Table 2 presents the performance values of  $y$ ,  $\theta_1$  and  $\theta_2$ .

When the system is subject to disturbance, the settling time value becomes unsuitable for comparison. Instead, the oscillation amplitude values of the state variables will be taken into

Table 2. Comparison in terms of settling time between two controllers.

	$y$	$\theta_1$	$\theta_2$
$Time_{performance}$	100%	49.28%	50.87%

Table 3. Comparison in terms of oscillation amplitudes between two controllers.

	$y$	$\theta_1$	$\theta_2$
$Amplitude_{performance}$	65.70%	67.26%	67.27%

consideration. Observing the relatively stable oscillation of the state variables around the equilibrium position between 10s and 20s, the amplitude values within this time period will be evaluated. The performance is calculated using equation (32).

$$Amplitude_{performance} = \frac{A_{SMC}}{A_{LQR}} \times 100\% \quad (32)$$

where  $A_{SMC}$  and  $A_{LQR}$  are the oscillation amplitudes when using SMC-based LMI and LQR controllers, respectively. The performance values of  $y$ ,  $\theta_1$  and  $\theta_2$  are shown in Table 3.

## 6. Conclusion

In conclusion, this paper proposed a approach for stabilizing the highly nonlinear and unstable double inverted pendulum using a combination of sliding mode control and linear matrix inequality techniques. The SMC-based LMI controller exhibited superior performance compared to the linear quadratic regulator controller. The simulation results confirmed the effectiveness of the proposed controller, showcasing improved stability and achieving faster pendulum stabilization. The LMI-based approach offered computational efficiency and simplicity in implementation, making it a practical choice for real-world applications. Future research directions may include exploring adaptive control techniques and advanced optimization algorithms to further enhance control performance. The presented approach opens up new possibilities for controlling highly nonlinear and unstable systems, expanding their practical utility.

## References

- [1] Jabbar, A., Malik, F. M., Sheikh, S. A. (2017). Nonlinear stabilizing control of a rotary double inverted pendulum: a modified backstepping approach. Transactions of the Institute of Measurement and Control, 39(11), 1721-1734.
- [2] Elkinany, B., Alfidi, M., Chaibi, R., Chalh, Z. (2020). TS fuzzy system controller for stabilizing the double inverted pendulum. Advances in Fuzzy Systems, 2020, 1-9.
- [3] Xu, X., Zhang, H., Carbone, G., Boubaker, O., Iriarte, R. (2017). Case studies on nonlinear control theory of the inverted pendulum. Inverted pendulum: from theory to new innovations in control and robotics, 225-262.
- [4] Sanjeeva, S. D., Parnichkun, M. (2022). Control of rotary double inverted pendulum system using LQR sliding surface based sliding mode controller. Journal of Control and Decision, 9(1), 89-101.
- [5] Singh, S., Swarup, A. (2021, June). Control of Rotary Double Inverted Pendulum using Sliding Mode Controller. In 2021 International Conference on Intelligent Technologies (CONIT) (pp. 1-6). IEEE.
- [6] Patil, M., Kurode, S. (2017, December). Stabilization of rotary double inverted pendulum using higher order sliding modes. In 2017 11th Asian Control Conference (ASCC) (pp. 1818-1823). IEEE.
- [7] Banerjee, R., Dey, N., Mondal, U., Hazra, B. (2018, March). Stabilization of double link inverted pendulum using LQR. In 2018 International Conference on Current Trends towards Converging Technologies (IC-CTCT) (pp. 1-6). IEEE.
- [8] Xia, X., Cheng, L. (2021). Habib, M. K., Ayankoso, S. A. (2020, December). Modeling and Control of a Double Inverted Pendulum using LQR with Parameter Optimization through GA and PSO. In 2020 21st

- International Conference on Research and Education in Mechatronics (REM) (pp. 1-6). IEEE.
- [9] Ratnayake, D. T., Parnichkun, M. (2020, July). LQR-based stabilization and position control of a mobile double inverted pendulum. In IOP Conference Series: Materials Science and Engineering (Vol. 886, No. 1, p. 012034). IOP Publishing.
  - [10] Tapia, A., Bernal, M., Fridman, L. (2017). Nonlinear sliding mode control design: An LMI approach. *Systems Control Letters*, 104, 38-44.
  - [11] Ali, M. A. S., Mehmood, K. K., Baloch, S., Kim, C. H. (2020). Wind-speed estimation and sensorless control for SPMSG-based WECS using LMI-based SMC. *IEEE Access*, 8, 26524-26535.
  - [12] Sun, Z., Wang, N., Bi, Y. (2015). Type-1/type-2 fuzzy logic systems optimization with RNA genetic algorithm for double inverted pendulum. *Applied Mathematical Modelling*, 39(1), 70-85.
  - [13] Maraslidis, G. S., Kottas, T. L., Tsipouras, M. G., Fragulis, G. F. (2021, September). A fuzzy logic controller for double inverted pendulum on a cart. In 2021 6th South-East Europe Design Automation, Computer Engineering, Computer Networks and Social Media Conference (SEEDA-CECNSM) (pp. 1-8). IEEE.
  - [14] Yadav, S. K., Sharma, S., Singh, N. (2012). Optimal control of double inverted pendulum using LQR controller. *International Journal of Advanced Research in Computer Science and Software Engineering*, 2(2).

# Numerical Investigation of the Online Parameter Estimation Techniques for Interior Permanent Magnet Synchronous Machines

Bui Xuan Minh<sup>1\*</sup>, Le Khắc Thủy<sup>1</sup>, Le Minh Kien<sup>1</sup>, Nguyen Trung Kien<sup>1</sup>, Nguyen Thanh Tien<sup>1</sup>, Pham Xuan Phuong<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Le Quy Don Technical University, Ha Noi, Vietnam

\*Corresponding author E-mail: [minh.buixuan@ieee.org](mailto:minh.buixuan@ieee.org)

## Abstract

This paper presents a new method to estimate online four parameters of the interior permanent magnet synchronous motors (IPMSM), including stator resistance, d- axis inductance, q-axis inductance and permanent magnet flux linkage. The proposed method is based on the neural network with the training data taken from experiments, which were preprocessed before feeding to the input of the neural network model. The proposed online parameters estimation method is evaluated by comparing the estimation accuracy and the updating time with other conventional online methods, such as Extended Kalman Filter, Recursive Least Square and the Adaline Neural Network. Extensive numerical simulations have been conducted to verify the effectiveness and the accuracy of the proposed method.

**Keywords:** IPMSM, Online Parameter Identification, Neural Network, Kalman Filter, Recursive Least Square

## Symbols

Symbols	Units	Description
$\Psi_m$	Wb	Rotor flux linkage
$R$	$\Omega$	Stator resistance
$L_d, L_q$	H	d and q stator inductance
$i_d, i_q$	A	d and q stator current
$v_d, v_q$	V	d and q stator voltage
$\omega$	Rad/s	Electrical angular speed of the rotor

## Abbreviations

IPMSM	Interior Permanent Magnet Synchronous Machines
RLS	Recursive Least Square
EKF	Extended Kalman Filter
ANN	Adaline Neural Network
FOC	Field Oriented Control
DTC	Direct Torque Control
MPC	Model Predictive Control

## 1. Introduction

Due to high power density and efficiency, Interior Permanent Magnet Synchronous Motors (IPMSMs) find various applications such as in wind generator, CNC machine and electric/ hybrid electric vehicles (EV/HEV) [1]. Identifying machine parameters is significant in control strategies, for example, in field-oriented control (FOC), direct torque control (DTC) and model predictive control (MPC). Determining parameters is required to ensure a stable system while improving its efficiency and dynamic response. Especially, in vector-control methods, the parameters of a PI controller, which affects the control performance of the IPMSM drive system, are determined using the IPMSM parameters [2]. As a result, the more accurate IPMSM parameters identified, the better control over the drive system can be achieved. In addition to that, as the IPMSM is associated with potential issues such as demagnetization due to temperature rise or inter-turn short circuit (ITSC) in stator windings, condition monitoring is necessary to ensure the safe and correct operation of the IPMSM, which can be done by tracking the IPMSM parameters. For example, in [3], a technique was proposed to estimate the stator resistance and flux linkage to online monitor the working conditions of rotor permanent magnet (PM) and stator winding. In general, there are two types of

parameter identification, which are online and offline techniques to be reviewed as follows.

Regarding offline techniques, the input/output data need to be collected first, then from which the IPMSM parameters can be estimated when the IPMSM is not connected with a load or at standstill state. The finite element analysis (FEA) is the offline technique, which requires the details of IPMSM design, structural and geometric information to calculate its parameters [4]. FEA can capture the effects of mutual inductances and the change in magnetic flux due to magnetic saturation [5]. However, if the required information is not acquirable, FEA cannot be implemented. Another offline technique is Standard Standstill Frequency Response test (SSFR test), in which the test signals driven by Voltage Source Inverter (VSI) are injected into the IPMSM. SSFR test can give high accurate identified parameters but measuring instruments are required [6]. The downside of SSFR test also stems from the fact that its identified parameters are distorted by VSI nonlinearities. At standstill state, the step DC voltage excitation tests can be used to identify apparent inductance without accurately capture the magnetic saturation effect [7]. Meanwhile, in dq-axis square voltage excitation tests [8], more parameters can be estimated such as stator resistance, rotor flux linkage and initial rotor position, but magnetic saturation effect is not considered, still. The technique in [9] can account for the effects of self-and-cross magnetic saturation, which can identify flux linkages from the measured dq-axis currents at constant rotor speed. Afterwards, by taking the partial derivatives of dq-axis flux linkages over currents, the incremental inductances can be found. In general, offline techniques cannot identify the flux linkage and resistance, which vary with time during the real-time operation of IPMSM; therefore, they cannot be used for online IPMSM parameter tracking.

Meanwhile, an online technique refers to estimating parameters during the operation of the IPMSM, which are updated in real-time given new input/output data. During the operation of the IPMSM, the temperature will increase, resulting in the increase in stator resistance and the decrease in flux linkage, accordingly. Therefore, by knowing these real-time dependent parameters, the thermal states of the IPMSM can be monitored [10], [11], which, in turn, serves diagnosis purposes related to the damage of winding insulation and demagnetization. Online parameter identification includes observer-based techniques, such as in [12] in which a method for bearing fault diagnosis is proposed with the peak energy spectrum introduced into the flux linkage observer. Further, in [13], an interturn short circuit fault detection is proposed based on residual current vector (RCV), which is generated by the difference between the measured stator currents and the estimated stator currents from a state observer. On the other hand, many sensorless identification techniques have been proposed to overcome the limitation of mechanical sensors and their costs involved in the implementation of the drive system. Due to the advance in high-performance computing technology, AI-based techniques have been employed to monitor the thermal states of winding and PM as in [14], which uses neural network (NN) for identification. In addition to NN algorithms, extended Kalman Filter (EKF), model reference adaptive system (MRAS) and recursive least square (RLS) are usually used to design parameter estimators. In [15], a technique based on EKF is proposed

to estimate winding resistance and rotor flux linkage, and the results show that it is not stable and subject to noise. RLS techniques utilizes the injection of square wave current signal [16] or sinusoidal current signals [17] to solve the rank deficiency problems when estimating four parameters with only two available equations. The disadvantages of these methods are that the injected current signals produce the current and torque ripples and that estimation accuracy is low due to the non-linearity of the power converters. The other weakness of these methods is the slow update capability during the nature of recursive algorithm. Results in [18] show that MRAS, which identifies stator resistance and rotor flux linkage, is sensitive to disturbances. Further, it is also time-consuming to fine-tune the parameters of its adaptive mechanism.

This paper proposes a solution to estimate four IPMSM parameters, including dq-axis inductances, rotor flux and stator winding resistance, based on Artificial Neural Network method. The main novelty of the proposed method is that four neural network models were trained to estimate four different parameters and that the subsequent estimation of q-axis inductance, stator resistance and d-axis inductance, rotor flux linkages result in the improvement of the estimation accuracy and fast updating capability. Furthermore, the input of every neural network model was proposed to be the function of the measured variables, which significantly affect the variation of the specific estimated parameter. As a result, the training time and the computation burden of the estimator can be reduced. In addition, an IPMSM drive system implemented in MATLAB/Simulink is used to compare and evaluate the proposed solution together with EKF, RLS and Adaline NN. The rest of this paper is arranged as follow. The next section outlines mathematical expressions related to the IPMSM model, three mentioned estimation techniques as well as the proposed solution. The third section presents the simulation setup and results with discussion to highlight the superiority of the proposed solution over the other techniques. Finally, the conclusion is presented in the fourth section.

## 2. Online parameters identification methods

### 2.1. IPMSM model

Assuming that the cross-coupling effect is negligible, the dq-axis equations of the PMSM are given by:

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L_d}i_d + \frac{L_q}{L_d}\omega i_q + \frac{u_d}{L_d} \quad (1a)$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L_q}i_q - \frac{L_d}{L_q}\omega i_d + \frac{u_q}{L_q} - \frac{\psi_m}{L_q}\omega \quad (1b)$$

where  $i_d$ ,  $i_q$ ,  $u_d$  and  $u_q$  are the dq-axis stator currents and voltages, respectively.  $\omega$  denotes the electrical angular speed.  $R$ ,  $L_q$ ,  $L_d$  and  $\psi_m$  are the stator resistance, q-axis inductance, d-axis inductance, and rotor flux linkage, respectively. In this paper, before estimation, low-pass filters (LPFs) will be applied to measured data, which include  $i_d$ ,  $i_q$ ,  $u_d$ ,  $u_q$  and  $\omega$ . After filtering, the steady-state IPMSM model will be discretized as:

$$u_d(k) = R(k)i_d(k) - L_q(k)\omega(k)i_q(k) \quad (2a)$$

$$u_q(k) = R(k)i_q(k) + L_d(k)\omega(k)i_d(k) + \psi_m(k)\omega(k) \quad (2b)$$

## 2.2. Recursive Least Square method

The mathematical model of a RLS algorithm is:

$$y_k = \Phi_k^T x \quad (3)$$

where  $x$  is the unknown parameters to be estimated,  $\Phi_k$  and  $y_k$  denote the input and output of the system, respectively. The update rule for RLS is:

$$\begin{aligned} \hat{x}_{k+1} &= \hat{x}_k + G_{k+1}[y_{k+1} - \Phi_{k+1}^T \hat{x}_k] \\ G_{k+1} &= P_k \Phi_{k+1}^T [I\lambda + \Phi_{k+1}^T P_k \Phi_{k+1}]^{-1} \\ P_{k+1} &= (P_k - G_{k+1} \Phi_{k+1}^T P_k) / \lambda \end{aligned} \quad (4)$$

where  $I$  is the identity matrix;  $\lambda$  is the forgetting factor;  $G_k$  and  $P_k$  the gain and covariance matrices, respectively. The RLS algorithm can be implemented to estimate dq-axis inductance, the corresponding model will be:

$$x = \begin{bmatrix} L_q \\ L_d \end{bmatrix}, \Phi = \begin{bmatrix} -\omega(k)i_q(k) & 0 \\ 0 & \omega(k)i_d(k) \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$y = \begin{bmatrix} u_d(k) - Ri_d(k) \\ u_q - Ri_q(k) - \psi_m \omega(k) \end{bmatrix} \quad (6)$$

## 2.3. Extended Kalman Filter

The EKF algorithm is an extended version of Kalman Filter, which deals with non-linear problem. The system model for EKF is expressed as:

$$\begin{aligned} x_{k+1} &= F_k(x_k, u_k) + w_k \\ y_k &= H(x_k) + v_k \end{aligned} \quad (7)$$

In which  $x_k = [i_d \ i_q \ p_1 \ p_2]^T$  is the state vector, where  $p_1$  and  $p_2$  are two arbitrary machine parameters.  $y_k = [i_d \ i_q]^T$  is the system output.  $u_k = [u_d^* \ u_q^*]$  is the control input.  $w_k$  (system noise) and  $v_k$  (measurement noise) are zero-mean white Gaussian noises with covariance matrices  $Q$  and  $R$ , respectively.  $F_k(x_k, u_k)$  and  $H(x_k)$  denote the prediction and transformation functions, respectively. Further, the discrete system function  $F_k$  is show in (8). The EKF recursively finds the optimal state estimate  $\hat{x}_{k|k}$  as the mean of the normal distribution represented by the covariance matrix  $P_{k|k}$ .

$$F_k = \begin{bmatrix} i_{d,k} \left(1 - \frac{R}{L_d} T_s\right) + \frac{L_q}{L_d} \omega i_{q,k} T_s + \frac{u_d}{L_d} T_s \\ i_{q,k} \left(1 - \frac{R}{L_q} T_s\right) - \frac{L_d}{L_q} \omega i_{d,k} T_s + \frac{u_q}{L_q} T_s - \frac{\phi_m}{L_q} T_s \\ p_1 \\ p_2 \end{bmatrix} \quad (8)$$

The EKF starts with predicting the new state vector given the previous estimation consisting of  $\hat{x}_{k-1|k-1}$  with  $P_{k-1|k-1}$  and  $u_{k-1}$ .

$$\begin{aligned} \hat{x}_{k|k-1} &= F_k(\hat{x}_{k-1|k-1}, u_{k-1}) \\ P_{k|k-1} &= F_{k-1} P_{k-1|k-1} F_{k-1}^T + Q \end{aligned} \quad (9)$$

$$\text{where } F_{k-1} = \frac{\partial F_k(\hat{x}_{k-1|k-1}, u_{k-1})}{\partial \hat{x}}$$

Then, in the second step, EKF will correct the prediction using the most recent measurement, which is expressed as:

$$\begin{aligned} K_k &= P_{k|k-1} H_k^T (H_k P_{k|k-1} H_k^T + R)^{-1} \\ \hat{x}_{k|k} &= \hat{x}_{k|k-1} + K_k (y_k - H(\hat{x}_{k|k-1})) \\ P_{k|k} &= P_{k|k-1} - K_k H_k P_{k|k-1} \end{aligned} \quad (10)$$

where  $H_k = \frac{\partial H(\hat{x}_{k|k-1})}{\partial \hat{x}}$ ,  $y_k$  is the measured output and  $K_k$  is the Kalman gain.

## 2.4. Adaline Neural Network

The mathematical model of an Adaline Neural Network is:

$$O(W_i, X_i) = \sum_{i=0}^n W_i X_i \quad (11)$$

where  $W_i$  is the weight,  $X_i$  and  $O(W_i, X_i)$  denote the input and output of the model, respectively. The update rule for Adaline NN is expressed as:

$$\hat{p}(k+1) = \hat{p}(k) - \eta \frac{\partial d(k)}{\partial p} \times \frac{\partial (O(k) - d(k))^2}{\partial d} \quad (12)$$

where  $d$  and  $\hat{p}$  are the output of the IPMSM and the parameter to be estimated, respectively.  $\eta$  denotes the convergence speed. The Adaline NN model can be implemented given (2). For example, to estimate q-axis inductance, the corresponding equation is applied:

$$\begin{aligned} \hat{L}_q(k+1) &= \hat{L}_q(k) \\ &+ 2\eta \omega(k) i_q(k) (\hat{u}_d(k) - u_d(k)) \end{aligned} \quad (13)$$

## 2.5. Proposed Neural Network method

The proposed solution aims to track four machine parameters, which can take on different values at different points in time. Then, if only one Artificial NN model is employed to track the variations of all parameters, preparing the training set for that model will be difficult to achieve high generalization. Therefore, one Artificial NN model (estimator) should be used to estimate one parameter, so that for each NN model, the training set can be obtained with one parameter varied while the others are fixed.

*Remark 1:* As the machine parameters can vary independently, using different Artificial NN models to estimate them facilitates acquiring the training set.

Concurrently estimating 4 parameters is associated with the possibility that the variation of one parameter will affect the inputs shared among 4 NN models, which, in turn, causes wrong estimation results. Hence, the proposed solution will estimate parameters sequentially, then the variation of one parameter can be considered in estimating other parameters.

*Remark 2:* Sequentially estimating parameters ensures that the variation of one parameter will not affect the estimation results.

In this proposed solution, d-axis current injection is used to change the state of IPMSM, from which the machine parameters will be sequentially estimated. Given (1), the two sets of IPMSM state equations are:

$$u_{d0}(k) = -L_{q0}(k)\omega(k)i_{q0}(k) \quad (14a)$$

$$u_{q0}(k) = R(k)i_{q0}(k) + \psi_{m0}(k)\omega(k) \quad (14b)$$

$$u_d(k) = R(k)i_d(k) - L_q(k)\omega(k)i_q(k) \quad (14c)$$

$$u_q(k) = Ri_q(k) + L_d\omega(k)i_d(k) + \psi_m(k)\omega(k) \quad (14d)$$

in which, the variables and parameters with and without subscripts "0" denote the measured data when  $i_d = 0$  (A) and  $i_d = -2$  (A), respectively.

It is assumed that  $L_{q0} = L_q$  and  $\psi_{m0} = \psi_m$ . The inputs to each NN model are determined from (14). For example, to estimate  $L_{q0}$ , the inputs to the corresponding NN model include  $u_{d0}(k)$ ,  $\omega(k)$  and  $i_{q0}(k)$  as presented in (14a). Further, instead of feeding the inputs directly to each NN model, several tests conducted suggest that if the inputs to an NN model can be simplified, it can give better estimation results. In this proposed solution, each NN model will have one input and one output (one-to-one NN model). Therefore, there will be 4 NN models with the corresponding input/output summarized in Table 1 and the estimation process is presented in Figure 1. Specifically, when  $i_d = 0$  (A), NN models to identify  $L_q$  and  $R$  are enabled, while the other two models to identify  $L_d$  and  $\psi_m$  are disabled and vice versa when  $i_d = -2$  (A). It is noted that estimation process requires a time delay after current switching, which avoids the effect of current switching and ensures the stability of the estimated parameters.

*Remark 3:* An NN model might fail to map its inputs to a correct output, then preprocessing the inputs can improve its estimation accuracy.

Different neural network structures have been tested with different number of hidden neurons and different hidden transfer functions. Finally, one common neural network configuration is chosen for four parameter estimators, which is shown in Figure 2.

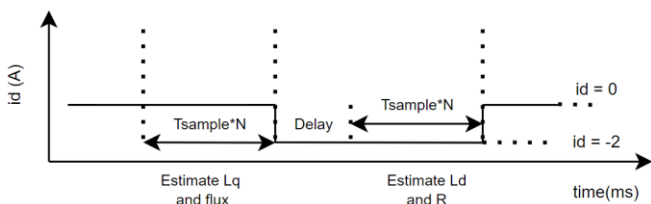


Figure 1: Estimation process based on d-axis current injection.

Table 1: NN model summary

Model	Output	Input
1	$L_{q0} = L_q$	$\frac{-u_{d0}(k)}{\omega(k)i_{q0}(k)}$
2	$\psi_{m0} = \psi_m$	$\frac{u_{q0}(k) - R(k)i_{q0}(k)}{\omega(k)}$
3	$R$	$\frac{u_d(k) + L_q(k)\omega(k)i_q(k)}{i_d(k)}$
4	$L_d$	$\frac{u_q(k) - R(k)i_q(k) - \psi_m(k)\omega(k)}{\omega(k)i_d(k)}$

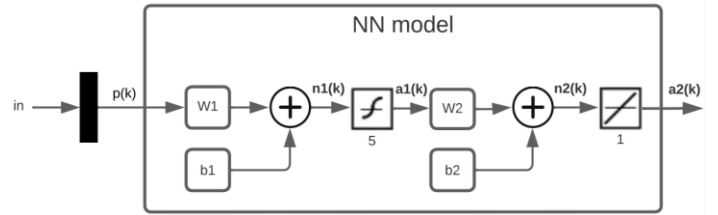


Figure 2: The common NN configuration for all parameter estimators.

A hyperbolic tangent sigmoid function is chosen as the activation function for the input and hidden layer, and relationship between its input and output of this layer can be expressed as:

$$n_1 = W_1 * p + b_1 \quad (15a)$$

$$a_1 = \text{tansig}(n_1) = \frac{2}{1 + e^{-2n_1}} - 1 \quad (15b)$$

Meanwhile, a pure linear function is chosen as the activation function for the output layer, which gives the following relationship:

$$n_2 = W_2 * a_1 + b_2 \quad (16a)$$

$$a_2 = \text{purelin}(n_2) = n_2 \quad (16b)$$

The reason for selecting the hyperbolic tangent for the input, and hidden layers is that the nonlinear hyperbolic tangent can help the model to learn more complex functions than using a linear activation function. For the output layer, the pure linear function was selected as the activation function to make the training process faster since the pure linear function does not require the update of the weight for this activation function [19].

The block diagram for the proposed solution is shown in Figure 3 which consists of 4 one-to-one NN estimators and two triggers to enable these estimators.

### 3. Simulation setup and results

#### 3.1. Simulation setup

In this paper, the proposed solution is applied to a IPMSM drive system implemented in MATLAB/Simulink software, which employs Field-oriented control (FOC) algorithm. The simulation time ( $T_{sample}$ ) is set at  $10^{-4}$  s. The nominal machine parameters are presented in Table 2.

Table 2: Nominal parameters of the IPMSM motor

Parameter	Value
$L_d$ (H)	0.045
$L_q$ (H)	0.102
$\psi_m$ (Wb)	0.533
$R$ ( $\Omega$ )	5.8

The d-axis and q-axis inductances of the machine were first measured experimentally by using the standstill test. These measured parameters were used to build the simulation model of the IPMSM in the Matlab/Simulink. The data used for training each NN model are collected from simulation of the IPMSM drive system at different load

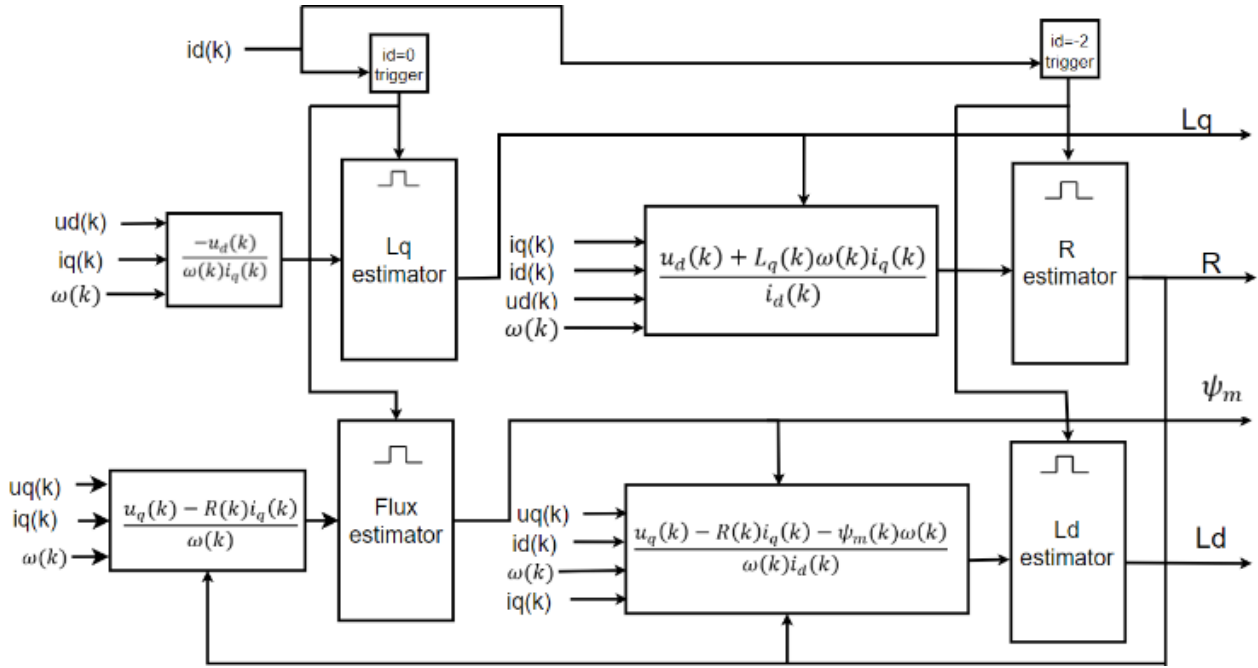


Figure 3: The proposed solution block diagram.

torques, different values of  $\psi_m$  and  $R$ . Specifically, by varying one parameter, while fixing other parameters at their nominal values, one training set is acquired. For example, the NN model to identify  $R$  is trained with the data set, in which actual  $R$  increases while the other machine parameters are fixed at their nominal values. Similar steps are repeated to acquire the training set for other three NN models. 20001 samples are collected for training each NN model with the ratio of 70:15:15 for training, validation and test sets, respectively. The number of epochs is set to 1000 and the minimum gradient is set to  $1e^{-15}$  to ensure all NN models will not be underfitting. Each model performance is evaluated based on Mean Square Error (MSE) as shown in Figure 4. Furthermore, all NN models are trained with Levenberg-Marquardt back-propagation algorithm with  $\mu$  is set to 0.001. According to the results shown in Figure 4, the validation and test curves are similar. This indicates the successful training processes for all estimators.

### 3.2. Simulation results and discussion

The performance of the proposed online parameter identification method was compared with RLS, EKF and Adaline NN. It is worth noting that the implemented EKF can only estimate  $R$  and  $\psi_m$ , while RLS and Adaline NN can estimate all four parameters. Figure 5 shows the estimation results for different techniques with constant machine parameters. In general, the outputs for all techniques converge if not considering slight fluctuations due to the effect of injected  $i_d$  signal. Further, it could be seen that the proposed NN model outperforms other three techniques in terms of estimation accuracy and convergence speed. The explanation for this is that RLS, EKF and Adaline NN require accurate inputs to produce accurate outputs. On the other hand, the proposed NN tries to map its input to the corresponding output, then the

estimation accuracy depends on how the NN model is trained instead of how accurate its input is. For example, if the  $dq$ -axis voltages are not well-compensated, RLS, EKF and Adaline NN might fail to estimate parameters. However, if the error between  $dq$ -axis voltages fed to the NN estimators and actual  $dq$ -axis voltages does not vary significantly over time, the proposed technique will produce better results as presented in Figure 5. More comprehensive test cases were conducted to further evaluate performance of the proposed solution as following:

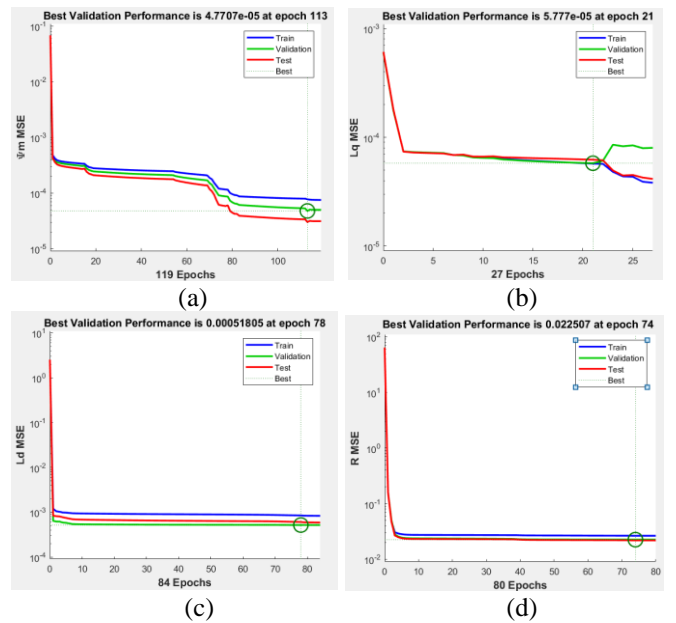
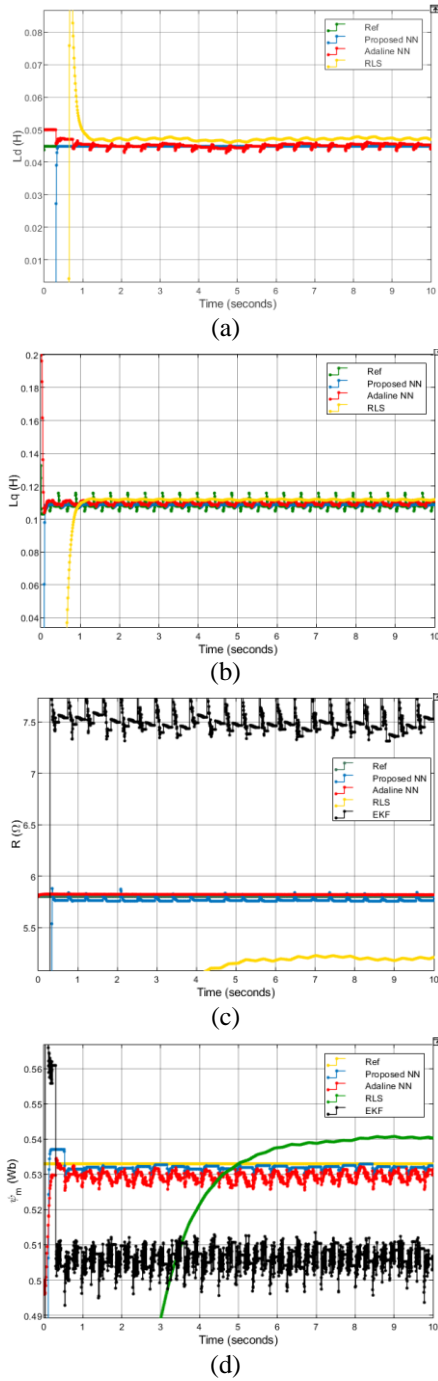


Figure 4: Learning curves for four NN estimators. (a) Flux estimator. (b) Q-axis inductance estimator. (c) D-axis inductance estimator. (d) Resistance estimator.



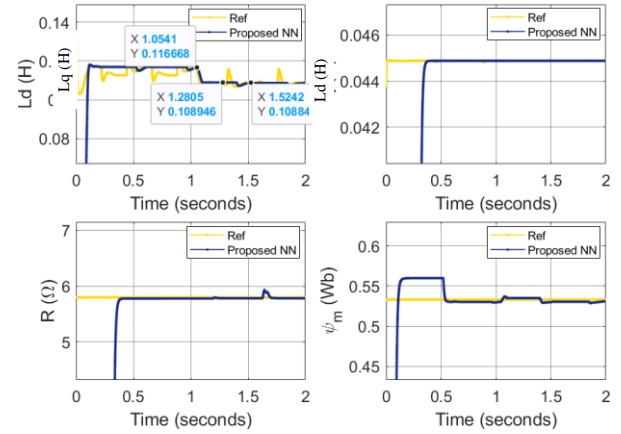


**Figure 5:** Estimation results for different techniques at  $\omega = 1000 \text{ rpm}$  with  $T = 5 \text{ N.m}$ ,  $R = 5.8 \Omega$  and  $\psi_m = 0.533 \text{ Wb}$ . (a) Estimated  $L_d$ ; (b) Estimated  $L_q$ ; (c) Estimated  $R$ ; (d) Estimated  $\psi_m$ .

### 3.2.1. Varying load torque test

This test was conducted to verify the effectiveness of the proposed technique in tracking the variation of inductances due to varying load torque ( $T$ ). The IPMSM was run at the constant speed of  $1000 \text{ rpm}$  with  $R = 5.8 \Omega$ ,  $\psi_m = 0.533 \text{ Wb}$  and during the simulation and load torque was changed from  $4$  to  $5 \text{ N.m}$  at around  $1.05\text{s}$  as presented in the upper-left plot in Figure 6. Because of the d-axis current injection effect, the reference  $L_q$  shows the similar shape as a square wave, having the peak-to-peak value in the order of one thousandth, which can be negligible. After the

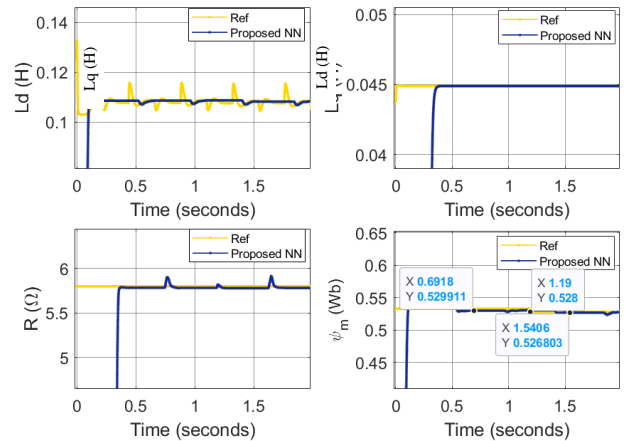
change in the load torque, the reference and estimated  $L_q$  agree well with each other, which are at  $0.109\text{H}$  and  $0.109\text{H}$ , respectively. No noticeable change in  $L_d$  can be observed from the upper-right plot in Figure 6. At the same time, the other two estimated parameters converge to their reference values.



**Figure 6:** Estimation results for the proposed technique at  $\omega = 1000 \text{ rpm}$  with load torque varying from  $4 \text{ N.m}$  to  $5 \text{ N.m}$ ,  $R = 5.8 \Omega$  and  $\psi_m = 0.533 \text{ Wb}$ .

### 3.2.2. Varying flux test

In this test, the IPMSM speed,  $R$  and load torque were set at  $1000 \text{ rpm}$ ,  $5.8 \Omega$  and  $5 \text{ N.m}$ , respectively, while only  $\psi_m$  was changed from  $0.533 \text{ Wb}$  to  $0.528 \text{ Wb}$  at around  $1.19\text{s}$  as shown in the lower-right plot in Figure 7. At  $0.69\text{s}$ , the estimated  $\psi_m$  converges to  $0.53 \text{ Wb}$ , which is closed to its reference value of  $0.533 \text{ Wb}$ . After  $1.19\text{s}$ , the reference  $\psi_m$  drops to  $0.528 \text{ Wb}$  and the flux estimator can track the drop by producing the output of  $0.527 \text{ Wb}$ . The proposed method shows the small difference in the estimated and reference  $\psi_m$ .

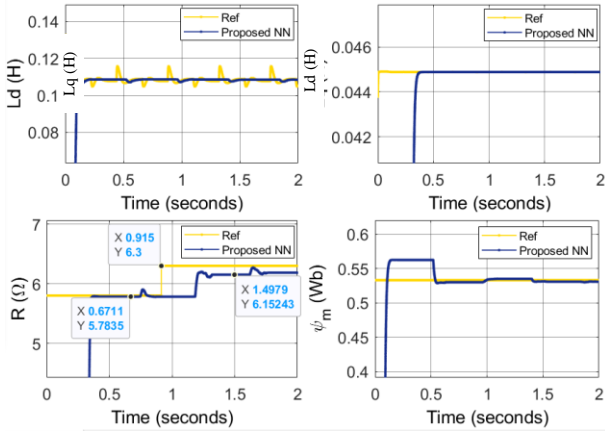


**Figure 7:** Estimation results for the proposed technique at  $\omega = 1000 \text{ rpm}$  with  $\psi_m$  varying from  $0.533 \text{ Wb}$  to  $0.528 \text{ Wb}$ ,  $T = 5 \text{ N.m}$  and  $R = 5.8 \Omega$ .

### 3.2.3. Varying resistance test

The third test is to evaluate the performance of the proposed technique in tracking the variation in  $R$ . The working condition for this test was set such

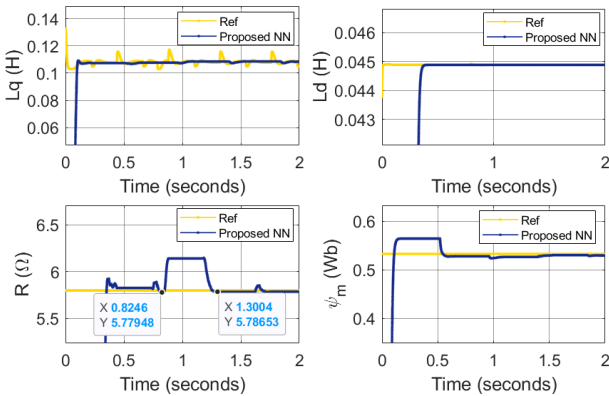
that  $load\ torque = 5\ N.m$ ,  $\psi_m = 0.533\ Wb$  and  $R$  varying from  $5.8\ \Omega$  to  $6.3\ \Omega$  at  $0.91s$  as presented in the lower-left plot in Figure 8. At  $1.5s$ , the cursor indicates that the estimated  $R$  lies at  $6.15\ \Omega$ , while its reference value is at  $6.3\ \Omega$ . The difference of less than 3% shows that the proposed solution has successfully track the change in  $R$ .



**Figure 8:** Estimation results for the proposed technique at  $\omega = 1000\ rpm$  with  $R$  varying from  $5.8\ \Omega$  to  $6.3\ \Omega$ ,  $T = 5\ N.m$  and  $\psi_m = 0.533\ Wb$ .

### 3.2.4. Varying speed test

In the last test, the IPMSM was given a speed step from  $700\ rpm$  to  $1000\ rpm$  at around  $1.18\ s$  as shown in the lower-right plot in Figure 9. Meanwhile,  $T$ ,  $R$  and  $\psi_m$  were set at  $5\ N.m$ ,  $5.8\ \Omega$  and  $0.533\ Wb$ , respectively.



**Figure 9:** Estimation results for the proposed technique with  $T = 5\ N.m$ ,  $\psi_m = 0.533\ Wb$ ,  $R = 5.8\ \Omega$  and speed varying from  $700$  to  $1000\ rpm$ .

When the speed increases, the drive system enters transient state, which leads to a variation in the input to  $R$  estimator. As a result, there is a step change in the estimated  $R$  after  $0.82s$ . However, at  $1.3s$ , the estimated  $R$  drops to  $5.8\ \Omega$  because the system has become stable. In this test, the other estimated parameters experience no significant change due to the step change in speed. Hence, the proposed solution shows accurate estimation of all four parameters in the case of operating speed variation.

### 3.2.5. Discussion

The simulation results have been presented to compare the performance the EKF, RLS, Adaline NN and the proposed NN based methods in terms of the estimation accuracy and the updated time of the IPMSM's parameters including stator resistance, d-q axis inductances and the rotor flux linkage. The performance of every method is summarized in Table 3. In general, the advantage of the EKF method is that no current injection is required. However, this method fails to estimate the variation of the machine inductances since nominal values of the machine inductances are required to develop the estimator for the stator resistance and the rotor flux linkages. This EKF method also produce low accuracy due to the effect of the non-linearity of the inverter to the accuracy of the dq- voltages. Furthermore, the update time of the estimated parameters is slow due to the recursive nature of the algorithm. The difficulty in tuning of the covariance matrices ( $P$  and  $Q$ ) is also the challenge of this method. Better than the EKF method in terms of the number of estimated parameters, the RLS methods can estimate four parameters at the same time. However, the low accuracy and slow update time are the major disadvantages of this method. The reasons for these disadvantages are also the same for the EKF method, namely as non-linearity effect of the inverter and slow recursive iterations. On the other hand, the Adaline neural network is shown to be more advantageous compared to EKF and RLS in terms of the update time of the parameter. This is because the algorithm of ANN is simple and requires less computation time [4]. However, this method still suffers low estimation accuracy due to the non-linearity effect of the inverters. Finally, the proposed NN based method have been proved to be more advantageous compared to the remaining methods with high estimation accuracy and fast update capability since there is no impact of the non-linearity of the inverter to the estimator and there is no recursive iteration of the method. The machine parameters are estimated based on non-linear regression principle, of which the change of the measured input voltage and current results in a variation of the estimated parameters. The major limitation of the proposed method is the requirement for the offline model training and the variation of the parameters must be within the range of the training data.

**Table 3:** Performance comparison of the online parameter identification methods

Methods	$R_s$	$L_d$	$L_q$	$\psi_m$	Accuracy	Update time
EKF	Yes	No	No	Yes	Low	Slow
RLS	Yes	Yes	Yes	Yes	Low	Slow
Adaline NN	Yes	Yes	Yes	Yes	Low	Fast
Proposed	Yes	Yes	Yes	Yes	High	Fast

## 4. Conclusion

This paper has presented a new approach to deal with IPMSM parameter identification problems based on Artificial Neural Network model. Four neural network models have been proposed to estimate stator resistance,

d- axis, q- axis inductance and the rotor flux linkage, respectively. The input of every NN estimator is the function of the specific measured signals including estimated d-q axis voltages, measured d-q currents and the rotor speed. The simulation results have proved that the proposed technique outperforms EKF, RLS and Adaline NN methods, which require accurate signal measurement and are heavily affected by the non-linearity of the inverter. Furthermore, the proposed technique has shown its ability to effectively track the change in all parameters under the variation of load torque, speed, stator resistance and rotor flux linkage. The future work of this project will be the experimental implementation and analysis of the proposed and the conventional online parameter identification methods.

## Acknowledgement

This work was supported by the Nafosted Vietnam under the grant 107.99-2019.341.

## References

- [1] S. Sakunthala, R. Kiranmayi and P. N. Mandadi, "A study on industrial motor drives: Comparison and applications of PMSM and BLDC motor drives," 2017 International Conference on Energy, Communication, Data Analytics and Soft Computing (ICECDS), 2017, pp. 537-540, doi: 10.1109/ICECDS.2017.8390224.
- [2] H. P. Huy Anh, P. Quoc Khanh and C. Van Kien, "Advanced PMSM Machine Parameter Identification Using Modified Jaya Algorithm," 2019 International Conference on System Science and Engineering (ICSSE), 2019, pp. 445-450, doi: 10.1109/ICSSE.2019.8823434.
- [3] K. Liu and Z. Q. Zhu, "Position-Offset-Based Parameter Estimation Using the Adaline NN for Condition Monitoring of Permanent-Magnet Synchronous Machines," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 4, pp. 2372-2383, April 2015, doi: 10.1109/TIE.2014.2360145.
- [4] Z. Q. Zhu, D. Liang and K. Liu, "Online Parameter Estimation for Permanent Magnet Synchronous Machines: An Overview," in *IEEE Access*, vol. 9, pp. 59059-59084, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3072959.
- [5] M. S. Rifaq and J. Jung, "A Comprehensive Review of State-of-the-Art Parameter Estimation Techniques for Permanent Magnet Synchronous Motors in Wide Speed Range," in *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 16, no. 7, pp. 4747-4758, July 2020, doi: 10.1109/TII.2019.2944413.
- [6] G. Wang et al., "Self-Commissioning of Permanent Magnet Synchronous Machine Drives at Standstill Considering Inverter Nonlinearities," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 12, pp. 6615-6627, Dec. 2014, doi: 10.1109/TPEL.2014.2306734.
- [7] Y. S. Chen, "Motor topologies and control strategies for permanent magnet brushless AC drives," Ph.D. dissertation, Univ. Sheffield, Sheffield, U.K., 1999
- [8] F. Khatounian, S. Moreau, E. Monmasson, A. Janot, and F. Louveau, "Parameters estimation of the actuator used in haptic interfaces: Comparison of two identification methods," in *Proc. IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, vol. 1, Jul. 2006, pp. 211-216
- [9] K. M. Rahman and S. Hiti, "Identification of machine parameters of asynchronous motor," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, no. 2, pp. 557-565, Mar. 2005.
- [10] K. Liu and Z. Q. Zhu, "Online estimation of the rotor flux linkage and voltage-source inverter nonlinearity in permanent magnet synchronous machine drives," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 1, pp. 418-427, Jan. 2014.
- [11] K. Liu and Z. Q. Zhu, "Position-offset-based parameter estimation using the Adaline NN for condition monitoring of permanent-magnet synchronous machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no.4, pp. 2372-2383, Apr. 2015.
- [12] J. H. Feng, "Fault diagnosis method of traction motor bearing based on improved flux peak energy spectrum," *J. Central South Univ.*, early access, pp. 1-9, Jul. 2020. [Online]. Available: <http://kns.cnki.net/kcms/detail/43.1426.N.20200727.1016.002.html>
- [13] M. A. Mazzoletti, G. R. Bossio, C. H. De Angelo, and D. R. Espinoza-Trejo, "A model-based strategy for interturn shortcircuit fault diagnosis in PMSM," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 9, pp. 7218-7228, Sep. 2017.
- [14] K. Liu, Q. Zhang, J. Chen, Z. Q. Zhu and J. Zhang, "Online Multiparameter Estimation of Nonsalient-Pole PM Synchronous Machines With Temperature Variation Tracking," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 5, pp. 1776-1788, May 2011, doi: 10.1109/TIE.2010.2054055.
- [15] B. N. Mobarakeh, F. Meibody-Tabar, and F. M. Sargos, "Mechanical sensorless control of PMSM with online estimation of stator resistance," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 40, no. 2, pp. 457-471, Mar./Apr. 2004
- [16] R. Ramakrishnan, R. Islam, M. Islam, and T. Sebastian, "Real time estimation of parameters for controlling and monitoring permanent magnet synchronous motors," in *Proc. IEEE Int. Elect. Mach. Drives Conf.*, Miami, FL, USA: IEEE, 2009, pp. 1194-1199
- [17] X. Liu and Y. Du, "Torque Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Online Parameter Identification Using Sinusoidal Current Injection," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 40517-40524, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3167041
- [18] X. Li and R. Kennel, "Comparison of state-of-the-art estimators for electrical parameter identification of PMSM," 2019 IEEE International Symposium on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE), 2019, pp. 1-6, doi: 10.1109/PRECEDE.2019.8753197.
- [19] Goodfellow, I.; Bengio, Y. & Courville, A. (2016), *Deep Learning*, MIT Press .

## Phương pháp điều chế sóng mang cải tiến cho bộ nghịch lưu NPC 4 bậc

### Improved carrier-based modulation for four-level Neutral point clamped inverters

Phạm Lê Nam<sup>1,2</sup>, Nguyễn Văn Nhò<sup>1,2\*</sup>

<sup>1</sup>Khoa Điện-Điện tử - Trường Đại học Bách khoa Tp. Hồ Chí Minh

<sup>2</sup>Đại học Quốc gia Thành phố Hồ Chí Minh

\*Corresponding author E-mail: [nvnho@hcmut.edu.vn](mailto:nvnho@hcmut.edu.vn)

#### Abstract

This paper proposes to implement an improved carrier modulation technique to reduce the distortion of voltage and load currents for the four-level NPC inverter. By changing the offset function compared to conventional carrier-based modulation methods, the proposed method adds a sub-offset component of the control voltage in the two-level inverter, causes the duty-time to hold the redundancy state vectors to be evenly divided in a switching sequence, which improves the harmonic characteristics. Furthermore, this paper presents a strategy for changing the offset based on the idea of reducing the common mode voltage amplitude in order to expand the working area of the inverter to reach the modulation index  $m = 1$  compared to the SinPWM (SPWM) method. From there, the improved carrier modulation techniques are proposed: Improved average offset technique and Improved Extended SPWM technique. The proposed techniques to improve harmonic distortion (THD), expand the operation region of inverter, shown by simulation results for 4-level NPC inverter.

**Keywords:** Multilevel inverter, NPC, PWM, Carrier-based modulation.

#### Chữ viết tắt

NPC	Neutral Point Clamped
PWM	Pulse width modulation
SPWM	Sin PWM
THD	Total Harmonic Distortion

#### Tóm tắt

Bài báo này đề xuất thực hiện kỹ thuật điều chế sóng mang cải tiến để giảm độ méo dạng điện áp và dòng tải cho bộ nghịch lưu NPC 4 bậc. Bằng phương pháp thay đổi hàm offset so với các kỹ thuật điều chế sóng mang truyền thống, kỹ thuật đề xuất thêm vào thành phần offset phụ của điện áp điều khiển trong nghịch lưu 2 bậc làm cho thời gian tác động của các véc tơ trạng thái trùng lặp trong chuỗi trạng thái đóng ngắt được chia đều để cải thiện chất lượng sóng hài. Ngoài ra, bài báo còn đề xuất kỹ thuật thay đổi offset theo nguyên lý cực tiểu biên độ điện áp common mode giúp mở rộng vùng làm việc của nghịch lưu đạt đến chỉ số điều chế  $m = 1$  so với phương pháp SinPWM (SPWM). Từ đó, lần lượt các kỹ thuật điều chế sóng mang cải tiến được đề xuất: kỹ thuật offset trung bình cải tiến và kỹ thuật SPWM mở rộng cải tiến. Các kỹ thuật đề xuất giúp cải thiện độ méo dạng sóng hài (THD), đồng thời mở rộng vùng làm việc của nghịch lưu, thể hiện qua các kết quả mô phỏng cho bộ nghịch lưu NPC 4 bậc.

#### 1. Giới thiệu

Ngày nay, nghịch lưu áp (VSI) trở thành bộ biến đổi công suất thông dụng và được chuẩn hóa trong các bộ biến tần công

ngiệp nhờ vào sự phát triển trong công nghệ của các khóa bán dẫn công suất. Các bộ nghịch lưu áp được sử dụng rộng rãi trong nhiều ứng dụng, kể cả trong công nghiệp lẫn dân dụng, như điều khiển động cơ, FACTS, thiết bị nâng cao chất lượng điện năng hay các bộ chuyển đổi năng lượng tái tạo.

Trong đó, cấu trúc đơn giản và được sử dụng phổ biến nhất là nghịch lưu hai bậc. Tuy nhiên, trong các ứng dụng công suất lớn, đòi hỏi điện áp cao, cũng như chất lượng điện năng, nghịch lưu hai bậc có một số hạn chế khi hoạt động ở tần số cao do tổn thất chuyển mạch và hạn chế về định mức linh kiện. Ngoài ra, biến tần hai bậc cung cấp dạng sóng ngõ ra với hai mức điện áp, làm cho điện áp và dòng ngõ ra méo dạng, THD kém, không đáp ứng các ứng dụng cần chất lượng cao.

Do đó, các bộ nghịch lưu (BNL) đa bậc đang dành được sự quan tâm nghiên cứu chuyên sâu trong những năm gần đây, như một xu hướng đầy hứa hẹn để thay thế dần các bộ nghịch lưu hai bậc truyền thống trong nhiều ứng dụng. Lý do là chúng cung cấp điện áp đầu ra cao hơn, giảm độ méo dạng sóng hài, dv/dt thấp và hiệu suất cao so với bộ nghịch lưu hai bậc truyền thống [1]-[2]. Một số cấu hình đa bậc đã được nghiên cứu như bộ nghịch lưu diode kẹp (Neutral Point Clamped - NPC) [3], bộ nghịch lưu tụ điện bay (Flying Capacitor - FC) [4], bộ nghịch lưu ghép tầng cầu H (Cascade H-Bridge - CHB) [5] hay bộ biến đổi đa bậc dạng mô-đun (MMC) [6]. Trong số các cấu hình đa bậc kể trên, nghịch lưu NPC được sử dụng rộng rãi trong công nghiệp vì cấu trúc đơn giản, hiệu cao và dễ thực hiện [3].

Với nghịch lưu đa bậc NPC, cấu hình nghịch lưu NPC ba bậc tương đối phổ biến vì những ưu điểm kể trên so với nghịch lưu hai bậc truyền thống.

Bên cạnh sự phát triển về các cấu hình nghịch lưu đa bậc, các kỹ thuật điều khiển nghịch lưu đa bậc cũng được quan tâm nhằm cải thiện chất lượng điện năng. Trong đó, hai kỹ thuật điều khiển cho nghịch lưu đa bậc thường được quan tâm là kỹ thuật điều chế sóng mang và kỹ thuật điều chế véc tơ không gian [7]-[8]. So với kỹ thuật điều chế véc tơ không gian, kỹ thuật điều chế sóng mang được sử dụng rộng rãi vì ưu điểm dễ thực hiện. Kỹ thuật điều chế độ rộng xung SPWM là một kỹ thuật đặc trưng của kỹ thuật điều chế sóng mang. Các nghiên cứu đã chứng minh kỹ thuật SPWM cho chất lượng sóng hài tốt và THD thấp. Nhưng kỹ thuật SPWM vẫn có thể được cải thiện hơn nữa về THD để có chất lượng tốt như các phương pháp điều chế véc tơ không gian. Tuy nhiên, một nhược điểm của kỹ thuật này là phạm vi điện áp làm việc hạn chế [8]. Kỹ thuật SPWM chỉ hoạt động ở vùng làm việc có chỉ số điều chế  $m < 0.866$ , điều này làm hạn chế khả năng ứng dụng cho các biến tần công nghiệp hiện nay. Vì vậy, điều này đặt ra nhu cầu về việc cải tiến kỹ thuật SPWM cho nghịch lưu đa bậc nhằm cải thiện chất lượng họa tần cũng như mở rộng vùng làm việc cho bộ nghịch lưu. Để khắc phục điều này, các kỹ thuật điều chế sóng mang dựa vào hàm offset được nghiên cứu để cải thiện chất lượng sóng hài và mở rộng vùng chỉ số điều chế so với kỹ thuật SPWM cho nghịch lưu đa bậc.

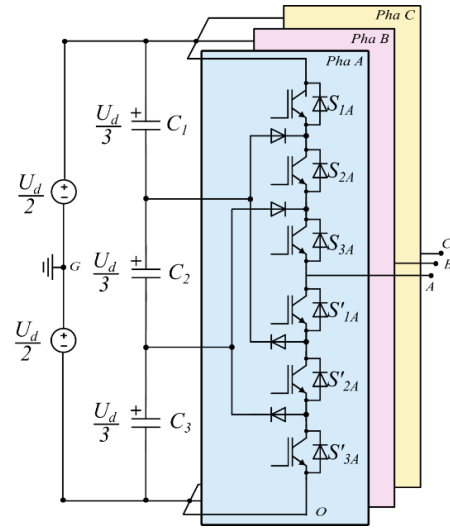
Ngoài ra, với xu hướng hiện đại các nghiên cứu gần đây cho cấu hình bậc bốn cũng đã thu hút được sự chú ý lớn do nhu cầu của các ứng dụng thương mại và công nghiệp đòi hỏi sử dụng điện áp cao và chất lượng điện năng ngày càng tốt hơn [9]-[12], trong đó phải kể đến cấu hình nghịch lưu NPC 4 bậc. Do đó, bài báo này đề xuất kỹ thuật điều chế sóng mang cải tiến cho nghịch lưu 4 bậc. Kỹ thuật PWM cải tiến đề xuất có đặc điểm cải thiện độ méo dạng sóng hài (THD) so với các kỹ thuật SPWM, ngoài ra vùng làm việc của nghịch lưu được mở rộng đến chỉ số điều chế  $m = 1$ . Với kỹ thuật đề xuất, bằng việc khai thác hàm offset cho tín hiệu điều khiển, vùng làm việc của nghịch lưu đa bậc được mở rộng cho chỉ số điều chế  $m > 0.866$ . Bên cạnh đó, việc thêm vào hàm offset phụ giúp chất lượng sóng hài được cải thiện đáng kể. Kỹ thuật đề xuất sẽ được áp dụng và kiểm chứng cho bộ nghịch lưu ba pha NPC 4 bậc.

Bài báo này được cấu trúc như sau: Phần 2 sẽ nói về “Cấu trúc bộ nghịch lưu diode kẹp bốn bậc”, tại mục 3 sẽ trình bày về các “Kỹ thuật điều chế sóng mang PWM mở rộng đề xuất cho nghịch lưu NPC 4 bậc”. Từ đó, “Kỹ thuật điều chế sóng mang cải tiến cho nghịch lưu NPC 4 bậc” sẽ được trình bày trong Phần 4. Trong Phần 5, chất lượng ngõ ra của bộ nghịch lưu với các kỹ thuật nói trên sẽ được đánh giá và so sánh qua độ méo dạng sóng hài THD%, các kết quả được thực hiện trên phần mềm mô phỏng PLECS của hãng Plexim.

## 2. Cấu trúc bộ nghịch lưu NPC 4 bậc

Bộ nghịch lưu ba pha NPC 4 bậc (Hình 1) được cấu tạo từ ba nhánh pha. Mỗi pha bao gồm 3 cặp khóa chuyển mạch và 4 diode kẹp chia đều cho nhánh trên và nhánh dưới. Các cặp khóa này hoạt động theo nguyên tắc kích đối nghịch:  $S_{1X}-S'_{1X}$ ,  $S_{2X}-S'_{2X}$  và  $S_{3X}-S'_{3X}$  (trong đó  $X = \{A, B, C\}$  lần lượt là 3 pha tương ứng). Ta có nguyên tắc kích đối nghịch cho các khóa như sau:

$$S_{iX} + S'_{iX} = 1, \quad i = (1, 2, 3) \quad (1)$$



Hình 1: Cấu trúc bộ nghịch lưu ba pha NPC 4 bậc.

Bảng 1: Bảng trạng thái của một pha trong bộ NPC 4 bậc

$S_X$	$S_{1X}$	$S_{2X}$	$S_{3X}$	$V_{XO}$
0	0	0	0	0
1	0	0	1	$U_d/3$
2	0	1	1	$2U_d/3$
3	1	1	1	$U_d$

Gọi  $S_X$  là hàm đóng cắt của pha X,  $S_X$  được định nghĩa bằng tổng trạng thái của các khóa nhánh trên như sau:

$$S_X = \sum_{i=1}^3 S_{iX} = S_{1X} + S_{2X} + S_{3X}, \quad 0 \leq S_{1X} \leq S_{2X} \leq S_{3X} \leq 1 \quad (2)$$

Điện áp nguồn  $U_d$  được chia đều cho ba tụ điện kẹp  $C_1, C_2, C_3$ , mỗi tụ có điện áp duy trì ở mức  $U_d/3$ . Giả sử điện áp trên mỗi tụ được giữ cân bằng, điện áp nhánh mỗi pha được định nghĩa:

$$\begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} = \frac{U_d}{3} \begin{bmatrix} S_A \\ S_B \\ S_C \end{bmatrix} = \frac{U_d}{3} \begin{bmatrix} S_{1A} + S_{2A} + S_{3A} \\ S_{1B} + S_{2B} + S_{3B} \\ S_{1C} + S_{2C} + S_{3C} \end{bmatrix} \quad (3)$$

Điện áp nhánh mỗi pha phụ thuộc vào trạng thái đóng ngắt của các khóa được mô tả như trong Bảng 1. Điện áp ba pha tải cân bằng được tính theo điện áp nhánh như sau:

$$\begin{bmatrix} V_{IA} \\ V_{IB} \\ V_{IC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} \quad (4)$$

Thay (3) vào (4), điện áp pha tải có thể được viết theo hàm trạng thái đóng cắt của các pha như (5):

$$\begin{bmatrix} V_{IA} \\ V_{IB} \\ V_{IC} \end{bmatrix} = \frac{U_d}{3} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_A \\ S_B \\ S_C \end{bmatrix} \quad (5)$$

Nếu gọi N là điểm trung tính của tải 3 pha, thì điện áp offset  $V_{NO}$  (hay  $V_O$ ) là điện áp xác định giữa N và O. Lúc đó, điện áp nhánh có thể xác định theo áp tải và áp offset như sau:

$$\begin{cases} V_{AO} = V_{IA} + V_O \\ V_{BO} = V_{IB} + V_O \\ V_{CO} = V_{IC} + V_O \end{cases} \quad (6)$$

Từ (4) và (6) suy ra:

$$V_O = \frac{V_{AO} + V_{BO} + V_{CO}}{3} \quad (7)$$

Điện áp common được định nghĩa là điện áp giữa trung tính tải và trung tính nguồn DC, liên quan đến áp offset theo công thức:

$$V_{com} = V_{NG} = V_O - \frac{U_d}{2} = \frac{V_{AO} + V_{BO} + V_{CO}}{3} - \frac{U_d}{2} \quad (8)$$

### 3. Kỹ thuật điều chế sóng mang PWM mở rộng đề xuất cho bộ nghịch lưu NPC 4 bậc

#### 3.1. Nguyên lý kỹ thuật điều chế sóng mang PWM

Do tính đơn giản nên kỹ thuật điều chế sóng mang PWM được sử dụng rộng rãi trong nghịch lưu đa bậc hiện nay. Theo nguyên lý điều chế sóng mang, tín hiệu điều khiển  $V_{dkX}$  sẽ được so sánh với một sóng mang tam giác  $V_{Cx}$ . Đối với BNL 4 bậc, ba tín hiệu sóng mang  $C_1, C_2, C_3$  lần lượt là sóng mang tương ứng cho các khóa  $S_{1X}, S_{2X}, S_{3X}$ . Nếu sóng điều khiển  $V_{dkX}$  lớn hơn sóng mang  $C_1$ , thì khóa  $S_{1X}$  tương ứng được kích đóng, ngược lại thì khóa điều khiển được kích khóa như trên Hình 2 và Hình 3:

$$S_{iX} = \begin{cases} 1 & \text{if } V_{dkX} \geq V_{Ci} \\ 0 & \text{if } V_{dkX} < V_{Ci} \end{cases} \quad (10)$$

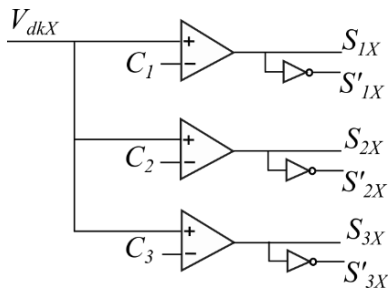
Từ phân tích điện áp nhánh ở (3) và (6), dạng sóng điều khiển được thể hiện dưới dạng chuẩn hóa bởi điện áp  $U_d/3$ :

$$V_{dkX} = \frac{V_{XO}}{U_d/3} = \frac{V_{iX} + V_O}{U_d/3}, \quad 0 < V_{dkX} < 3 \quad (9)$$

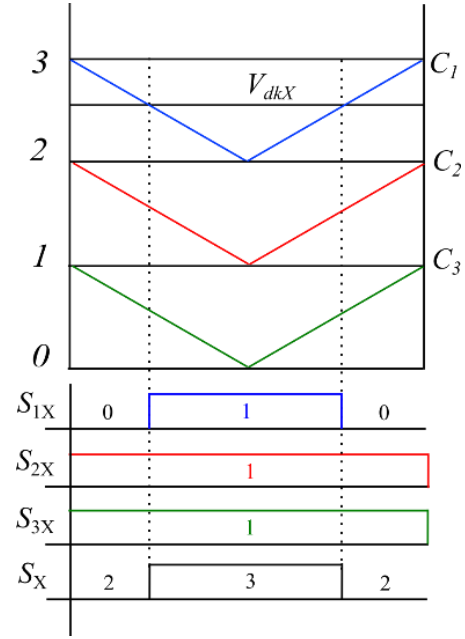
Với tải ba pha cân bằng, tức  $(V_{iA}, V_{iB}, V_{iC}) = \bar{V}_i = V_m e^{j\theta}$ , nên ba tín hiệu sóng điều khiển có biên độ như nhau nhưng lệch pha  $120^\circ$ .

Với tín hiệu sóng mang, có nhiều cách để sắp xếp các sóng mang, trong đó kỹ thuật thường dùng cho nghịch lưu đa bậc là kỹ thuật sóng mang dịch mức – level-shifted PWM (LS-PWM). Trong kỹ thuật LS-PWM, ba tín hiệu sóng mang cùng tần số và biên độ đỉnh-đỉnh, được xếp chồng lên nhau theo thứ tự  $C_3 = [0,1], C_2 = [1,2], C_1 = [2,3]$ ; trong đó  $C_1, C_2, C_3$  lần lượt là sóng mang tương ứng cho các khóa  $S_{1X}, S_{2X}, S_{3X}$  như thể hiện trong Hình 3. Sóng mang được sắp xếp cùng pha như trên Hình 3 còn được gọi là kỹ thuật Phase-Disposition PWM (PD-PWM). Các sóng mang có thể được sắp xếp lệch pha nhau, nhưng các nghiên cứu đã chỉ ra rằng việc xếp các sóng mang cùng pha sẽ đạt được chất lượng sóng hài tốt nhất.

Từ (9), ta thấy rằng tín hiệu điều khiển mỗi pha phụ thuộc vào điện áp tải của pha và điện áp offset. Tùy vào việc chọn hàm điện áp offset, hình thành một số kỹ thuật điều chế sóng mang như SPWM, kỹ thuật offset trung bình. Các kỹ thuật này sẽ được trình bày dưới đây.



Hình 2: Giải thuật điều chế sóng mang cho nghịch lưu NPC 4 bậc.



Hình 3: Tín hiệu sóng mang, sóng điều khiển và trạng thái các khóa trong điều chế sóng mang cho nghịch lưu NPC 4 bậc.

#### 3.2. Kỹ thuật SPWM

Kỹ thuật SPWM là một trong những kỹ thuật điều chế sóng mang phổ biến. Kỹ thuật này được chứng minh đạt được chất lượng họa tần tốt.

Cơ sở chọn hàm offset của kỹ thuật SPWM là để điện áp common mode bằng không. Từ (8), điều này tương đương với:

$$V_O = \frac{U_d}{2} \quad (11)$$

Lúc này, tín hiệu điều khiển ở (9) được viết lại dưới dạng chuẩn hóa thành:

$$V_{dkX} = \frac{V_{iX} + V_O}{U_d/3} = \frac{V_m \cos\theta + U_d/2}{U_d/3} = \frac{V_m \cos\theta}{U_d/3} + \frac{3}{2} \quad (12)$$

Kỹ thuật điều khiển SPWM tuyến tính khi biên độ áp ngõ ra không vượt quá giới hạn:

$$V_m = \frac{U_d}{2} \quad (13)$$

tương ứng với chỉ số điều chế cực đại là  $m = \frac{U_d/2}{U_d/\sqrt{3}} = 0.866$ .

#### 3.3. Kỹ thuật PWM offset trung bình

Kỹ thuật PWM với offset trung bình là một trong những phương pháp điều chế sóng mang đạt được biên độ điện áp pha tải cực đại ở vùng tuyến tính bằng  $U_d/\sqrt{3}$ . Kỹ thuật offset trung bình có độ lớn điện áp offset cho bởi công thức:

$$V_O = \frac{V_{Omax} + V_{Omin}}{2} \quad (14)$$

Trong đó,  $V_{Omax}, V_{Omin}$  là các điện áp offset cực đại và cực tiểu, được xác định như sau:

$$V_{Omax} = U_d - \text{Max}(V_{iA}, V_{iB}, V_{iC}) \quad (15)$$

$$V_{Omin} = -\text{Min}(V_{iA}, V_{iB}, V_{iC})$$

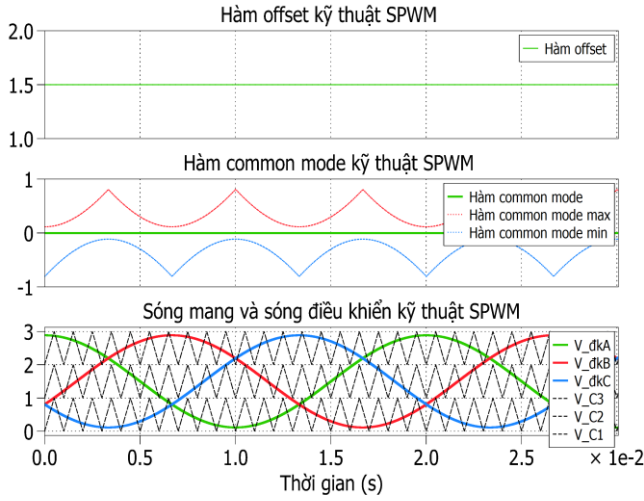
Trong đó, Max và Min là hàm giá trị lớn nhất và nhỏ nhất của các biến.

Từ (14) và (15), hàm offset trung bình được viết lại:

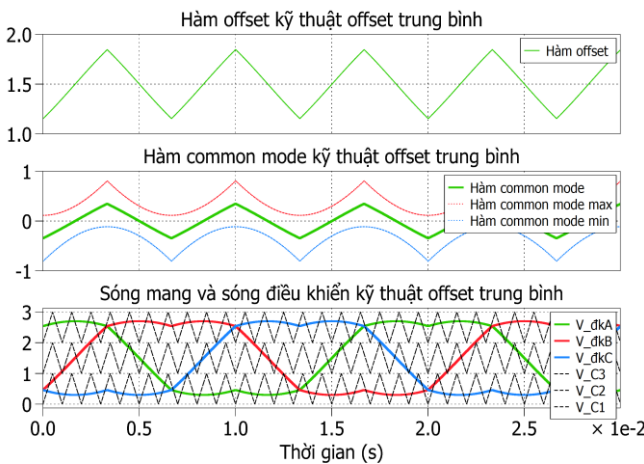
$$V_O = \frac{U_d - \text{Max}(V_{iA}, V_{iB}, V_{iC}) - \text{Min}(V_{iA}, V_{iB}, V_{iC})}{2} \quad (16)$$

Tín hiệu điều khiển dạng chuẩn hóa lúc này sẽ được cập nhật hàm offset trung bình theo công thức (9) và so sánh với sóng mang để tạo ra tín hiệu đóng cắt.

Đồ thị hàm offset, áp common mode, tín hiệu sóng mang và sóng điều khiển của hai kỹ thuật SPWM và kỹ thuật offset trung bình lần lượt được thể hiện ở Hình 4 và Hình 5.



**Hình 4:** Hàm offset, hàm common mode chuẩn hóa, sóng mang và sóng điều khiển của kỹ thuật SPWM với  $m = 0.8$ .



**Hình 5:** Hàm offset, hàm common mode chuẩn hóa, sóng mang và sóng điều khiển của kỹ thuật offset trung bình với  $m = 0.8$ .

Bằng việc phân tích hai kỹ thuật điều chế sóng mang truyền thống cho nghịch lưu NPC 4 bậc, các hàm offset, sóng mang, sóng điều khiển cho các kỹ thuật truyền thống được trình bày như trên. Có thể thấy rằng kỹ thuật SPWM lựa chọn hàm offset sao cho điện áp common mode ( $v_{com}$ ) bằng không. Việc chọn hàm offset có  $v_{com} = 0$  không thể thực hiện được ở ngoài vùng làm việc tuyến tính  $m > 0.866$ . Do đó, kỹ thuật SPWM có nhược điểm hạn chế vùng làm việc ở chỉ số điều chế  $m < 0.866$ . Trong khi đó kỹ thuật offset trung bình thêm thành phần thứ tự không của điện áp pha tải vào hàm offset nhằm cải thiện đặc tính sóng hài so với kỹ thuật SPWM.

### 3.4. Kỹ thuật SPWM mở rộng đề xuất

Như đã trình bày, kỹ thuật SPWM chỉ thực hiện được ở vùng chỉ số điều chế  $m < 0.866$ , khi điều kiện điện áp common mode bằng không thỏa mãn.

Để mở rộng phạm vi áp dụng cho  $m > 0.866$ , điều kiện  $v_{com} = 0$  có thể được thay thế bằng giá trị độ lớn điện áp common

mode  $|v_{com}|$  cực tiểu. Kỹ thuật SPWM mở rộng đề xuất được hình thành sẽ bao gồm vùng áp dụng  $v_{com} = 0$  và vùng mở rộng với  $|v_{com}|$  cực tiểu.

Với các hàm offset cực đại và offset cực tiểu được định nghĩa ở (15) và (16), giá trị điện áp common mode cực đại và cực tiểu lúc này là:

$$\begin{cases} V_{commax} = V_{Omax} - \frac{U_d}{2} \\ V_{commin} = V_{Omin} - \frac{U_d}{2} \end{cases} \quad (17)$$

Vì:  $V_{Omin} \leq V_O \leq V_{Omax}$ , nên:

$$\begin{cases} V_{commax} = V_{Omax} - \frac{U_d}{2} \geq V_O - \frac{U_d}{2} \\ V_{commin} = V_{Omin} - \frac{U_d}{2} \leq V_O - \frac{U_d}{2} \end{cases} \quad (18)$$

Hay:

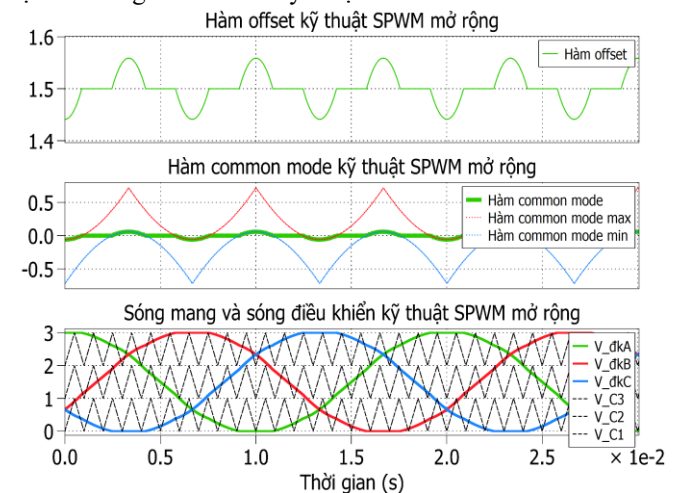
$$\frac{U_d}{2} + V_{commin} \leq V_O \leq \frac{U_d}{2} + V_{commax} \quad (19)$$

Trong kỹ thuật SPWM mở rộng, hàm offset sẽ được thiết kế sao cho  $|v_{com}|$  đạt cực tiểu khi điều kiện  $v_{com} = 0$  không thỏa mãn. Từ đó, hàm offset của phương pháp SPWM mở rộng sẽ là:

$$V_O = \begin{cases} U_d / 2, & V_{commin} < 0 < V_{commax} \\ V_{Omax}, & V_{commax} \leq 0 \\ V_{Omin}, & V_{commin} \geq 0 \end{cases} \quad (20)$$

Từ biểu thức (20), ta thấy kỹ thuật SPWM mở rộng tương đương kỹ thuật SPWM truyền thống ở vùng  $m < 0.866$  vì hàm offset lúc này bằng  $U_d/2$ . Ở vùng mở rộng, hàm offset được chọn sao cho biên độ áp common cực tiểu. Do đó, kỹ thuật SPWM mở rộng còn được gọi là kỹ thuật độ lớn common mode cực tiểu. Khoảng điều khiển tuyến tính của phương pháp này được cải thiện đến chỉ số điều chế  $m = 1$ .

Hàm offset, tín hiệu sóng mang, sóng điều khiển của kỹ thuật SPWM mở rộng ở được thể hiện như trong Hình 6 ở vùng mở rộng  $m > 0.866$ . Từ hình 6, ta thấy đồ thị hàm  $v_{com}$  có phần thỏa mãn  $v_{com} = 0$  và phần còn lại đạt giá trị  $v_{com} \neq 0$ . Khi đó,  $v_{com}$  sẽ lấy bằng giá trị  $V_{commin}$  nếu  $V_{commin} > 0$  và bằng giá trị  $V_{commax}$  nếu  $V_{commax} < 0$  để độ lớn  $v_{com}$  luôn đạt giá trị nhỏ nhất. Khi ở vùng  $m < 0.866$ , giá trị các hàm này được thể hiện tương tự như trong Hình 4 của kỹ thuật SPWM.



**Hình 6:** Hàm offset, hàm common mode chuẩn hóa, sóng mang, sóng điều khiển của kỹ thuật SPWM mở rộng với  $m = 0.9$ .

#### 4. Kỹ thuật điều chế sóng mang PWM cải tiến đề xuất cho nghịch lưu NPC 4 bậc

Trong phần này, kỹ thuật điều chế sóng mang PWM cải tiến cho nghịch lưu NPC 4 bậc được đề xuất bằng cách bổ sung thêm thành phần offset phụ của kỹ thuật điều chế của BNL 2 bậc. Từ đó, điều chỉnh giảm độ đóng ngắt BNL 2 bậc và làm cải thiện THD so với các kỹ thuật PWM truyền thống.

Để thiết kế hàm offset phụ, trước hết áp điều khiển chuẩn hóa của bộ nghịch lưu 4 bậc được đưa về thành phần áp của nghịch lưu 2 bậc như sau:

$$V_{dkx} = L_x + e_x \quad (21)$$

Trong đó  $L_x$  là thành phần áp điều khiển nền,  $e_x$  là thành phần áp điều khiển trong nghịch lưu 2 bậc. Các thành phần này được tính như sau:

$$L_x = \begin{cases} \text{floor}(V_{dkx}), & V_{dkx} < 3 \\ 2, & V_{dkx} = 3 \end{cases} \quad (22)$$

$$e_x = V_{dkx} - L_x \quad (23)$$

Trong gian đồ véc tơ không gian của nghịch lưu 2 bậc, có 2 trạng thái trùng lặp có thể tạo ra cùng mức điện áp là trạng thái (000) và (111). Trong kỹ thuật SPWM cho nghịch lưu 2 bậc thực hiện bằng áp  $e_x$ , thời gian tác động của trạng thái (000) và (111) là không bằng nhau như trên Hình 7a, trong đó:

$$D_{000} \neq D_{111} \quad (24)$$

Nguyên lý kỹ thuật điều chế sóng mang cải tiến đề xuất dựa vào thiết kế thành phần offset phụ ( $e_o$ ) để cải thiện độ méo dạng sóng hài. Cụ thể, thành phần offset phụ  $e_o$  này thêm vào áp  $e_x$  giúp cho thời gian tác động của hai trạng thái trùng lặp (000) và (111) bằng nhau trong chuỗi trạng thái đóng ngắt. Khi đó, như trên Hình 7b, thành phần offset phụ  $e_o$  được thiết kế sao cho:

$$D'_{000} = D'_{111} \quad (25)$$

Thành phần offset phụ này được thiết kế thỏa (25) sẽ là:

$$e_o = \frac{e_{Omax} + e_{Omin}}{2} \quad (26)$$

Trong đó,  $e_{Omax}$ ,  $e_{Omin}$  được định nghĩa như sau:

$$e_{Omax} = 1 - \text{Max}(e_A, e_B, e_C) \quad (27)$$

$$e_{Omin} = -\text{Min}(e_A, e_B, e_C)$$

Áp điều khiển mới  $e_x'$  của điều chế BNL 2 bậc trên Hình 7b sẽ là:

$$e_x' = e_x + e_o \quad (28)$$

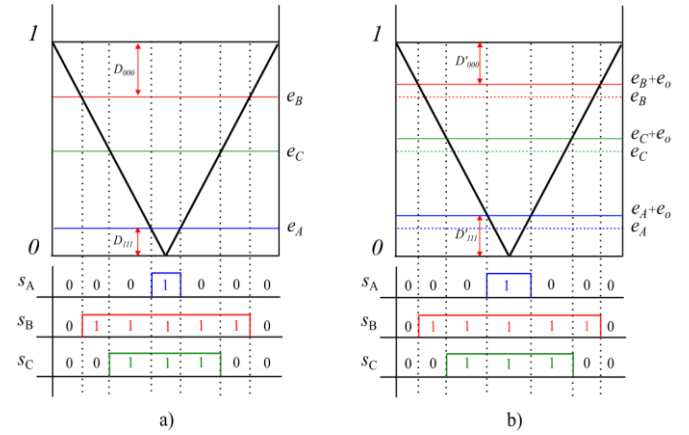
Độ lớn của  $e_o$  ảnh hưởng đến khả năng cải tiến của kỹ thuật PWM. Nếu  $e_o$  bằng không, thành phần áp điều khiển sẽ không đổi ( $e_x = e_x'$ ), nên tính méo dạng sẽ không cải tiến trong chu kỳ sóng mang được xét. Ngược lại,  $e_o$  càng lớn sẽ tác động cải thiện méo dạng trong chu kỳ sóng mang càng mạnh, do đó THD của kỹ thuật PWM cải tiến sẽ được cải thiện rõ rệt.

Để sử dụng nguyên lý cải thiện méo dạng bằng hàm  $e_o$  cho kỹ thuật PWM nhiều sóng mang thì hàm  $v_o$  trong (9) được thay thế bằng  $v_o'$  như sau:

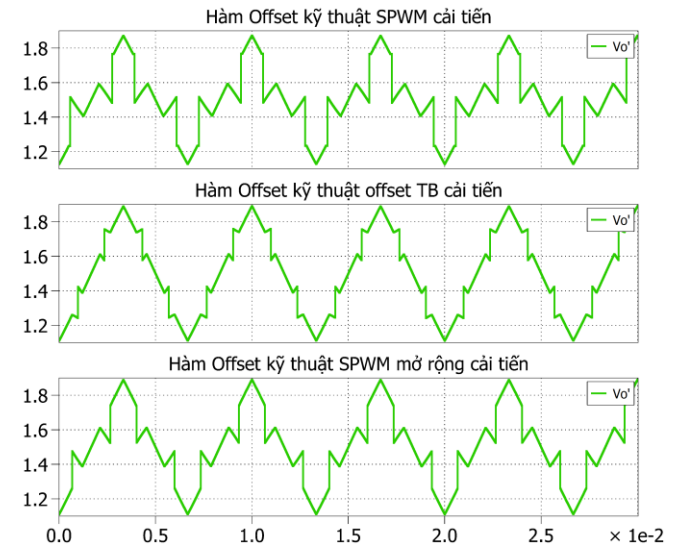
$$v_o' = v_o + e_o, \quad v_o = \frac{V_o}{U_d/3} \quad (29)$$

Trong đó  $v_o$  là hàm offset chính được chuẩn hóa và  $e_o$  là hàm offset phụ. Sóng điều khiển hiệu chỉnh được cập nhật và so sánh với sóng mang để tạo xung đóng cắt cho các khóa như đã trình bày trong phần 3. Hàm offset, dạng sóng điều khiển

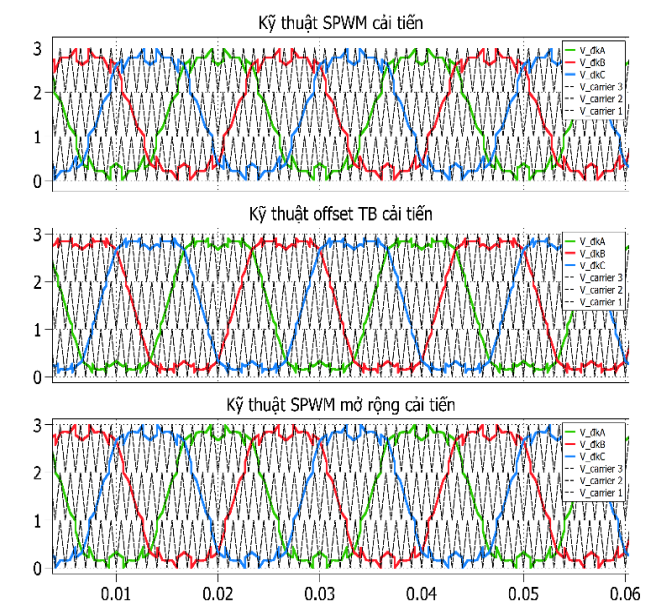
hiệu chỉnh bằng phương pháp đề xuất được thể hiện ở Hình 8 và Hình 9.



**Hình 7:** Đồ thị chuyển mạch trong nghịch lưu 2 bậc với kỹ thuật a) SPWM, b) khi thêm hàm offset phụ.



**Hình 8:** Hàm offset của các kỹ thuật PWM cải tiến đề xuất với  $m = 0.8$ .



**Hình 9:** Kỹ thuật điều chế sóng mang cải tiến đề xuất với  $m = 0.8$ .



## 5. Kết quả mô phỏng

Bộ nghịch lưu NPC 4 bậc được mô phỏng bằng phần mềm PLECS. Thông số mô phỏng được thể hiện ở Bảng 2.

**Bảng 2:** Bảng trạng thái của một pha trong bộ NPC 4 bậc

Thông số	Giá trị
Điện áp $U_d$	300V
Tần số cơ bản	50Hz
Tần số sóng mang	5kHz
Điện trở	33.3 $\Omega$
Cuộn cảm	2.7 mH

Đồ thị  $e_o$  và độ méo dạng THD của kỹ thuật SPWM mở rộng và kỹ thuật SPWM mở rộng cải tiến cho bộ NPC 4 bậc được thể hiện ở Hình 10 và Hình 11.

Các đồ thị trên Hình 10 biểu diễn quá trình hàm  $e_o$  trong một chu kỳ của điện áp ngõ ra tương ứng với các chỉ số điều chế khác nhau. Ví dụ khi  $m = 0.1$  và  $m = 0.6$ ,  $e_o$  có giá trị nhỏ trong cả chu kỳ nên ít có khả năng cải thiện độ méo dạng. Đồ thị độ méo dạng THD<sub>i</sub> tương ứng thu được trên Hình 11 xác nhận kết quả cải thiện không đáng kể của phương pháp SPWM mở rộng cải tiến. Khi  $m = 0.3$  và  $m = 1$ , hàm  $e_o$  có giá trị lớn trong chu kỳ áp tải mô tả ở Hình 10, đã dẫn đến cải thiện THD rõ ràng hơn như mô tả trên Hình 11. Một cách tương đối, có thể đánh giá tác dụng cải thiện THD theo chỉ số điều chế  $m$  của hàm  $e_o$  thông qua trị hiệu dụng  $e_{Orms}$  trên Hình 11. Kết quả cho thấy rõ rệt ảnh hưởng của  $e_{Orms}$  đến sự cải thiện độ méo dạng. Đặc biệt, kết quả THD của phương pháp SPWM mở rộng cải tiến được cải thiện rõ rệt ở vùng  $0.2 < m < 0.5$ , cụ thể THD có thể giảm từ 17% xuống còn 14% (tại  $m = 0.3$ ). THD cũng được cải thiện ở chỉ số điều chế  $m > 0.866$ . Ở vùng mở rộng, THD được cải thiện nhiều nhất đến 73% tại  $m = 0.95$  (lúc này giá trị hàm offset phụ cũng là lớn nhất) so với phương pháp SPWM mở rộng chưa cải tiến. Vì vậy có thể nhận thấy độ lớn của hàm offset ảnh hưởng sự cải thiện THD của kỹ thuật SPWM cải tiến mở rộng so với kỹ thuật SPWM mở rộng không cải tiến.

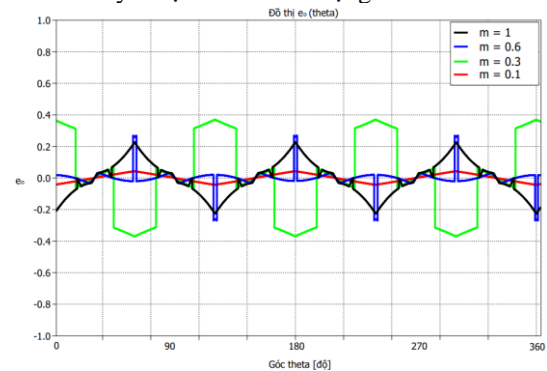
Tương tự, có thể theo dõi quá trình hàm  $e_o(\theta)$  và  $e_{Orms}$ , THD<sub>i</sub> của phương pháp PWM offset trung bình cải tiến trên các Hình 12 và Hình 13. Với  $0 < m < 0.4$ , hàm  $e_o = 0$  nên không có sự thay đổi THD khi áp dụng phương pháp PWM offset trung bình cải tiến. Với  $m > 0.8$ ,  $e_o$  có giá trị nhỏ và sự cải thiện THD không đáng kể. Do đó, kỹ thuật offset trung bình cải tiến có THD tương đương như kỹ thuật truyền thống trong hai khoảng này. Trong khoảng  $0.4 < m < 0.8$ , hàm  $e_o$  và giá trị  $e_{Orms}$  tăng lên dẫn đến sự cải thiện THD diễn ra trong vùng này. Cụ thể,  $e_{Orms}$  tại  $m = 0.7$  đạt cực đại và lúc này THD được cải thiện lên đến 78%. Từ các kết quả trên, có thể kết luận rằng các kỹ thuật điều chế sóng mang cải tiến đề xuất cho nghịch lưu NPC 4 bậc cải thiện được THD so với các kỹ thuật trước cải tiến khi áp dụng hàm  $e_o$ .

Chất lượng sóng hài THD của hai phương pháp SPWM mở rộng cải tiến và offset trung bình cải tiến được so sánh trên Hình 14. Ở vùng  $m < 0.4$ , kỹ thuật SPWM mở rộng cải tiến có độ méo dạng thấp hơn. Ở vùng còn lại thì PWM offset trung bình cải tiến có THD thấp hơn, đặc biệt ở vùng chỉ số điều chế lớn.

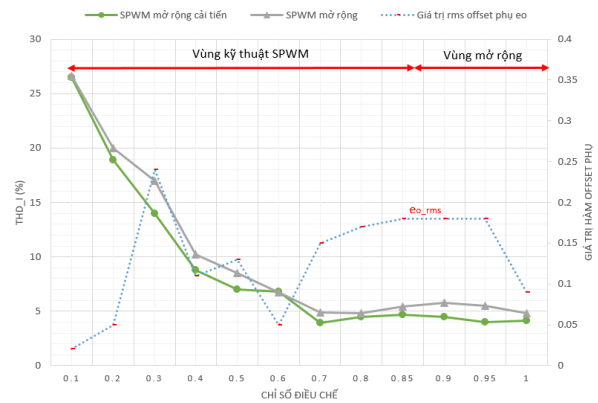
Hình 15 - Hình 20 lần lượt mô tả kết quả mô phỏng điện áp dây, dòng pha tải và phân tích FFT dòng điện của bộ NPC 4 bậc với lần lượt các phương pháp SPWM mở rộng cải tiến và phương pháp offset trung bình cải tiến ở các chỉ số điều chế lần lượt là  $m = 0.3$ ,  $m = 0.6$  và  $m = 0.9$ .

Với  $m = 0.3$ , điện áp dây và dòng pha tải bộ NPC 4 bậc được thể hiện ở Hình 15 với kỹ thuật a) SPWM mở rộng cải tiến, b) Offset trung bình cải tiến. Kết quả phân tích FFT dòng điện ở Hình 16 cho thấy chỉ số THD dòng điện của 2 kỹ thuật lần lượt là 14% và 14.5% cho thấy kỹ thuật SPWM mở rộng cải tiến có THD tốt hơn so với kỹ thuật offset trung bình cải tiến. Tiếp theo, điện áp dây và dòng pha tải được thể hiện ở Hình 17 với kỹ thuật a) SPWM mở rộng cải tiến, b) Offset trung bình cải tiến. Phân tích FFT dòng điện ở Hình 18 cho thấy chỉ số THD dòng điện của kỹ thuật SPWM mở rộng cải tiến là 6.8% trong khi giá trị này của kỹ thuật offset trung bình cải tiến chỉ là 5.7%.

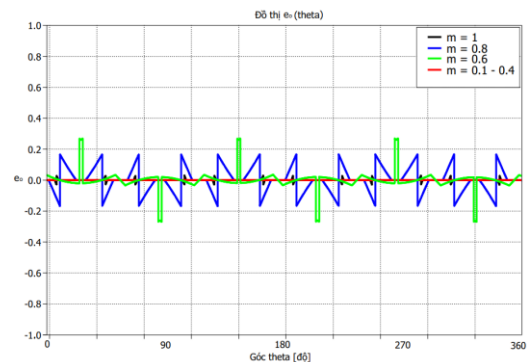
Tại  $m = 0.9$ , điện áp dây và dòng pha tải được thể hiện ở Hình 19 với kỹ thuật a) SPWM mở rộng cải tiến và b) Offset trung bình cải tiến với phân tích FFT thể hiện ở Hình 20. THD dòng của kỹ thuật offset trung bình cải tiến là 4.05%, thấp hơn so với 4.5% của kỹ thuật SPWM mở rộng cải tiến.



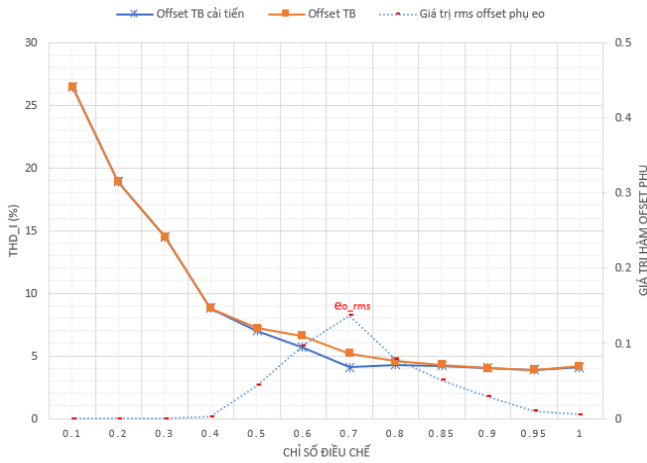
**Hình 10:** Đồ thị  $e_o(\theta)$  tại các chỉ số điều chế  $m = 1$ ,  $m = 0.6$ ,  $m = 0.3$  và  $m = 0.1$  khi áp dụng kỹ thuật SPWM mở rộng cải tiến.



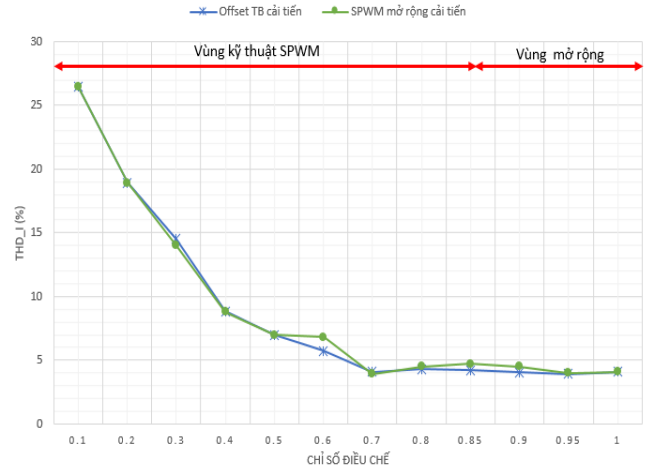
**Hình 11:** Đồ thị  $e_{Orms}(m)$  và THD<sub>i</sub>(m) của kỹ thuật SPWM mở rộng và SPWM mở rộng cải tiến theo chỉ số điều chế.



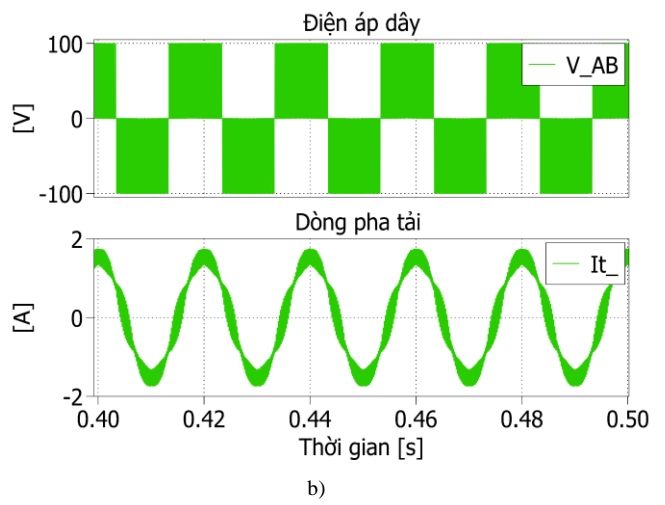
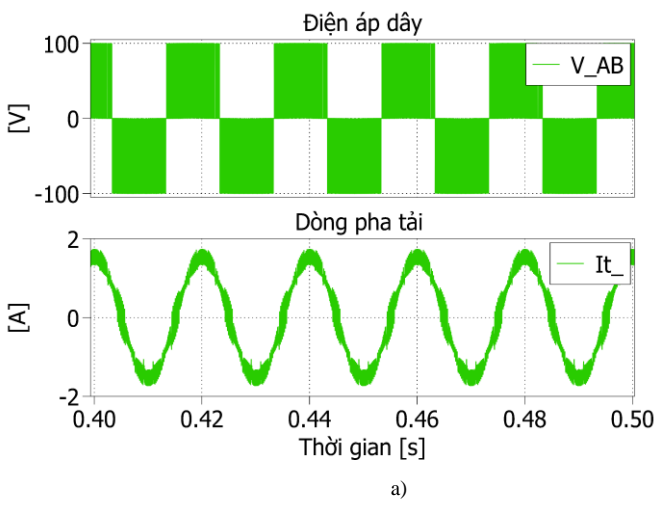
**Hình 12:** Đồ thị  $e_o(\theta)$  tại các chỉ số điều chế  $m = 1$ ,  $m = 0.8$ ,  $m = 0.6$  và  $m = 0.1 - 0.4$  khi áp dụng kỹ thuật PWM offset trung bình cải tiến.



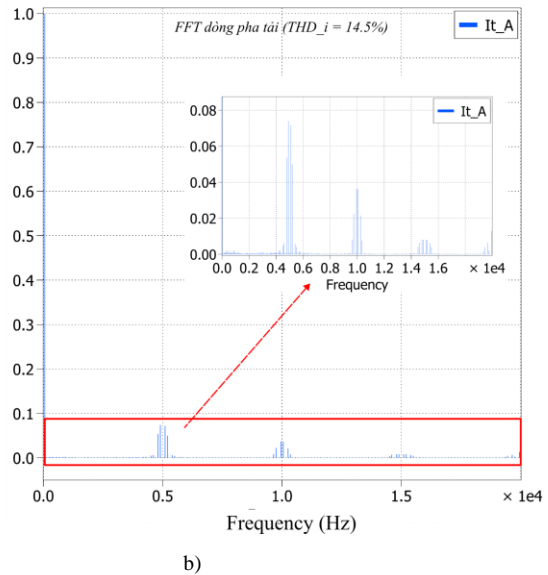
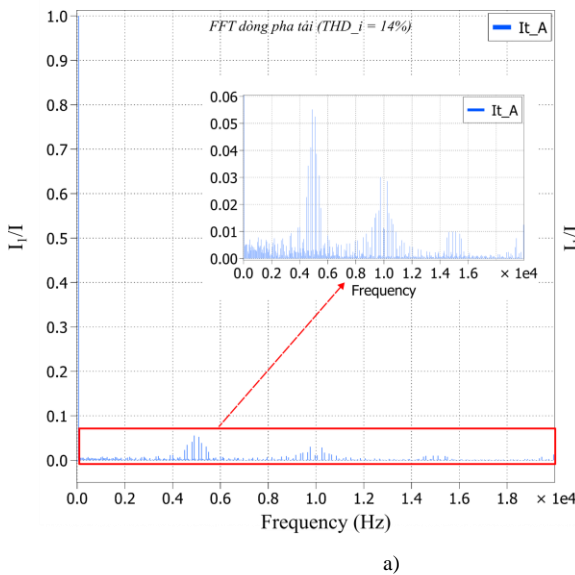
**Hình 13:** Đồ thị  $e_{Orms}(m)$  và  $THD_i(m)$  của kỹ thuật PWM offset trung bình và PWM offset trung bình cải tiến theo chỉ số điều chế.



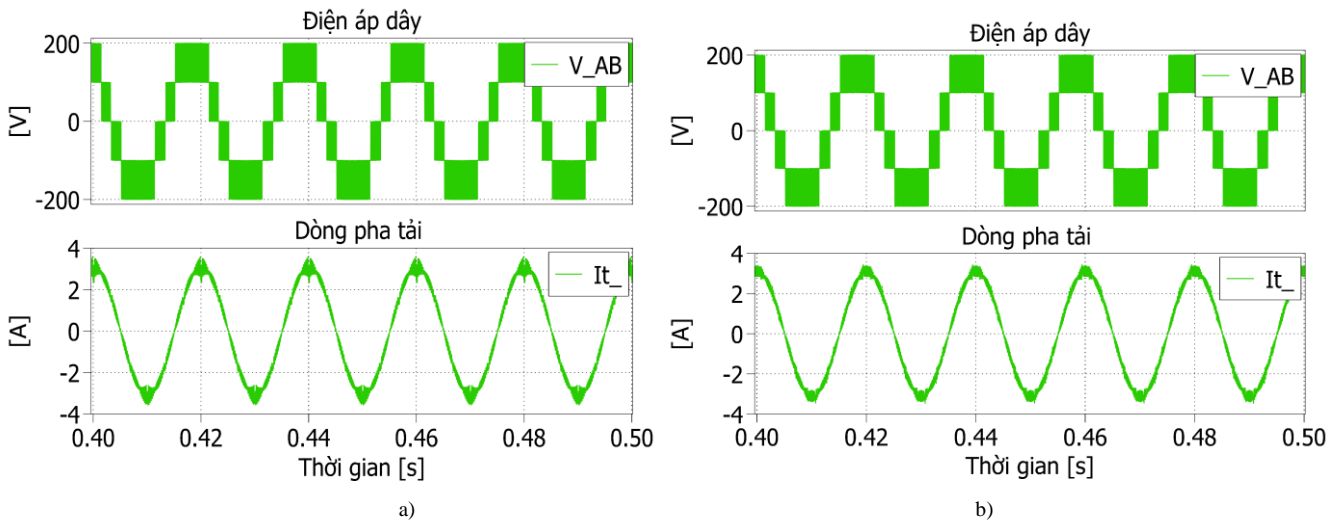
**Hình 14:** Đồ thị so sánh THD dòng điện giữa kỹ thuật SPWM mở rộng cải tiến và PWM offset trung bình cải tiến.



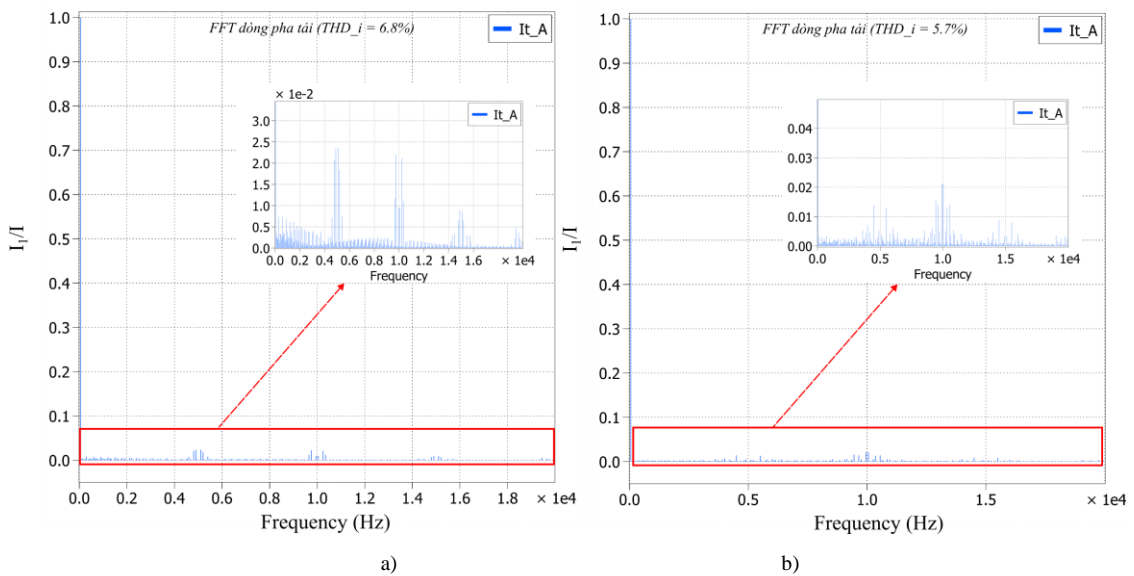
**Hình 15:** Điện áp dây và dòng pha tải bộ NPC 4 bậc với kỹ thuật a) SPWM mở rộng cải tiến, b) Offset trung bình cải tiến tại  $m = 0.3$



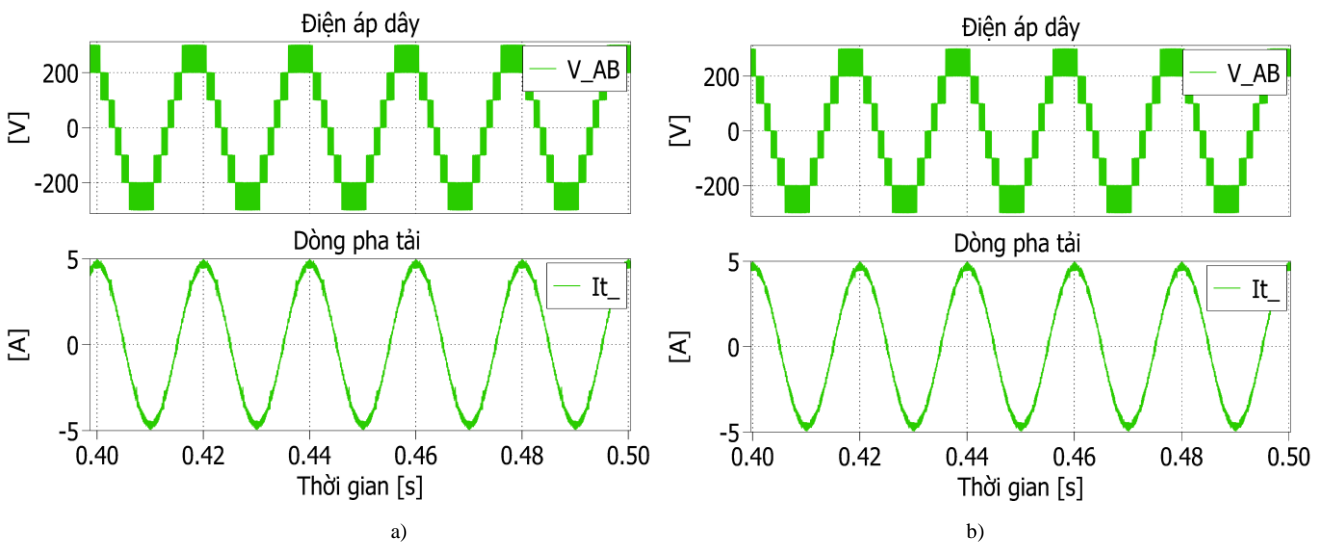
**Hình 16:** Phân tích FFT dòng tải với kỹ thuật a) SPWM mở rộng cải tiến, b) Offset trung bình cải tiến tại  $m = 0.3$



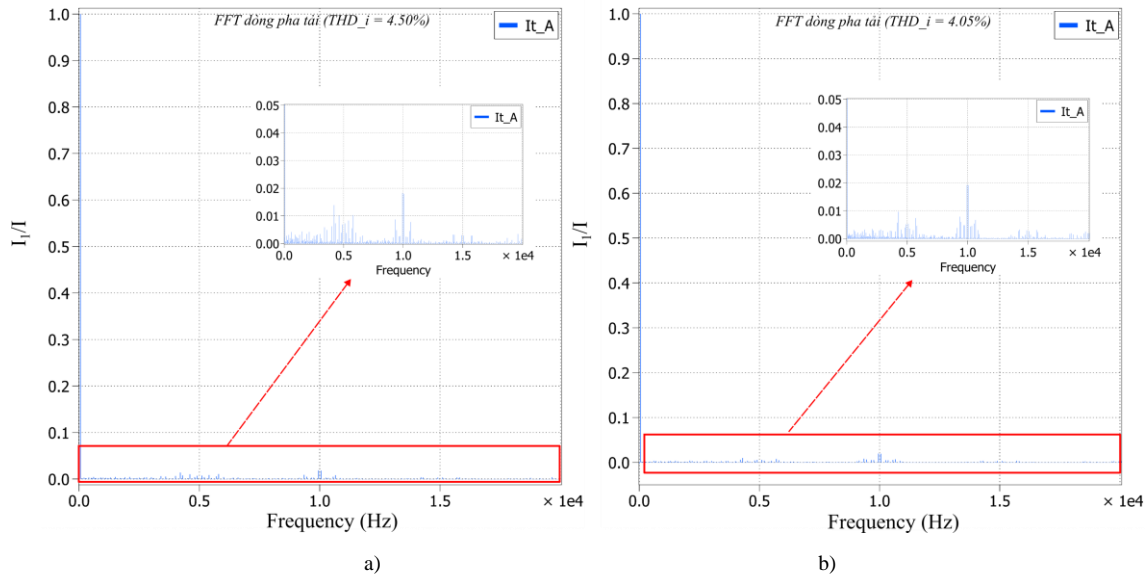
**Hình 17:** Điện áp dây và dòng pha tải bộ NPC 4 bậc với kỹ thuật a) SPWM mở rộng cải tiến, b) Offset trung bình cải tiến tại  $m = 0.6$



**Hình 18:** Phân tích FFT dòng tải với kỹ thuật a) SPWM mở rộng cải tiến, b) Offset trung bình cải tiến tại  $m = 0.6$



**Hình 19:** Điện áp dây và dòng pha tải bộ NPC 4 bậc với kỹ thuật a) SPWM cải tiến (vùng mở rộng), b) Offset trung bình cải tiến tại  $m = 0.9$



Hình 20: Phân tích FFT dòng tải với kỹ thuật a) SPWM cải tiến (vùng mở rộng), b) Offset trung bình cải tiến tại  $m = 0.9$

## 6. Kết luận

Bài báo này trình bày cách tiếp cận một BBĐ bậc 4 giúp tăng công suất và cải thiện đặc tính sóng hài cho các ứng dụng yêu cầu cao hơn so với các BBĐ bậc 3. Với đối tượng là bộ nghịch lưu NPC 4 bậc, bài báo đã thực hiện kỹ thuật điều chế sóng mang cải tiến bằng phương pháp thay đổi hàm offset. Trước tiên, đề xuất mở rộng phạm vi áp ra của phương pháp SPWM bằng phương pháp SPWM mở rộng bằng nguyên lý biên độ điện áp common mode cực tiểu. Do đó, mở rộng vùng làm việc đến chỉ số điều chế  $m = 1$  cho bộ nghịch lưu. Sau đó, các kỹ thuật điều chế sóng mang cải tiến được đề xuất bằng cách thêm vào thành phần offset phụ của điện áp điều khiển trong nghịch lưu 2 bậc để cải thiện độ méo dạng sóng hài. Kết quả mô phỏng cho thấy kỹ thuật điều chế sóng mang cải tiến đề xuất cho nghịch lưu NPC 4 bậc cải thiện được THD đáng kể so với các kỹ thuật truyền thống, trong đó kỹ thuật offset trung bình cải tiến có THD thấp nhất trong phần lớn vùng chỉ số điều chế giữa các kỹ thuật.

## Lời cảm ơn

Nghiên cứu được tài trợ bởi Đại học Quốc gia Thành phố Hồ Chí Minh (ĐHQG-HCM) trong khuôn khổ Đề tài mã số DN2022-20-03. Chúng tôi xin cảm ơn Trường Đại học Bách khoa, ĐHQG-HCM đã hỗ trợ cho nghiên cứu này.

## Tài liệu tham khảo

- [1] J. Rodriguez, Jih-Sheng Lai and Fang Zheng Peng, "Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, pp. 724-738, Aug. 2002, doi: 10.1109/TIE.2002.801052.
- [2] S. Kouro *et al.*, "Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 8, pp. 2553-2580, Aug. 2010, doi: 10.1109/TIE.2010.2049719.
- [3] J. Rodriguez, S. Bernet, P. K. Steimer and I. E. Lizama, "A Survey on Neutral-Point-Clamped Inverters," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 7, pp. 2219-2230, July 2010, doi: 10.1109/TIE.2009.2032430.
- [4] M. Khazraei, H. Sepahvand, K. A. Corzine and M. Ferdowsi, "Active Capacitor Voltage Balancing in Single-Phase Flying-Capacitor Multilevel Power Converters," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 2, pp. 769-778, Feb. 2012, doi: 10.1109/TIE.2011.2157290.
- [5] Y. Zhang, X. Wu and X. Yuan, "A Simplified Branch and Bound Approach for Model Predictive Control of Multilevel Cascaded H-Bridge STATCOM," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 10, pp. 7634-7644, Oct. 2017, doi: 10.1109/TIE.2017.2698360.
- [6] M. A. Perez, S. Ceballos, G. Konstantinou, J. Pou and R. P. Aguilera, "Modular Multilevel Converters: Recent Achievements and Challenges," in *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society*, vol. 2, pp. 224-239, 2021, doi: 10.1109/OJIES.2021.3060791.
- [7] B. P. McGrath and D. G. Holmes, "Multicarrier PWM strategies for multilevel inverters," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, pp. 858-867, Aug. 2002, doi: 10.1109/TIE.2002.801073.
- [8] Sanmin Wei, Bin Wu, Fahai Li and Congwei Liu, "A general space vector PWM control algorithm for multilevel inverters," *Eighteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC '03.*, Miami Beach, FL, USA, 2003, pp. 562-568 vol.1, doi: 10.1109/APEC.2003.1179268.
- [9] V. Yaramasu, B. Wu and J. Chen, "Model-Predictive Control of Grid-Tied Four-Level Diode-Clamped Inverters for High-Power Wind Energy Conversion Systems," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 6, pp. 2861-2873, June 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2276120.
- [10] K. Wang, Z. Zheng and Y. Li, "Topology and Control of a Four-Level ANPC Inverter," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 3, pp. 2342-2352, March 2020, doi: 10.1109/TPEL.2019.2927500.
- [11] J. Wang, X. Yuan and B. Jin, "Carrier-based Closed-loop DC-link Voltage Balancing Algorithm for Four Level NPC Converters Based on Redundant Level Modulation," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 12, pp. 11707-11718, Dec. 2021, doi: 10.1109/TIE.2020.3039225.
- [12] M. Wu, H. Tian, K. Wang, G. Konstantinou and Y. W. Li, "Generalized Low Switching Frequency Modulation for Neutral-Point-Clamped and Flying-Capacitor Four-Level Converters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 7, pp. 8087-8103, July 2022, doi: 10.1109/TPEL.2022.3147258.

# A New Strategy of Magnetic Design for DC Power Optimizers in Photovoltaic Applications

Dong-Thanh Vu<sup>1,2,\*</sup>, Quoc-Khanh Ngo<sup>1</sup>, Quang Bui-Dang<sup>1</sup> and Duy-Dinh Nguyen<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Hanoi University of Science and Technology, Hanoi, Vietnam

<sup>2</sup> EVSELab Co., Ltd., Vietnam

\*Corresponding author E-mail: [vudongthanh04210@gmail.com](mailto:vudongthanh04210@gmail.com)

## Abstract

This research introduces a novel approach to selecting and designing magnetic cores for DC power optimizers. Unlike traditional methods that depend on the Area Product ( $A_p$ ) and involve extensive trial and error to achieve the final design, the proposed methodology utilizes two essential parameters: the Core to Copper Loss Ratio ( $\gamma$ ) and the Window Utilization Factor ( $k_w$ ) for the inductor design process. The loss models of the inductor are formulated based on these variables, considering the impact of DC bias, a crucial factor that significantly affects the inductor in high magnetic field strength applications. To minimize the overall magnetic loss, the PSO algorithm is applied. The simulation results validate the effectiveness and rationality of the proposed magnetic models and optimization strategy. Therefore, this approach provides an efficient and effective alternative to the traditional trial-and-error approach for designing and selecting magnetic cores for DC power optimizers.

**Keywords:** Magnetic design, Inductor design, DC optimizer, Optimization algorithm.

## 1. Introduction

In recent years, there has been an increasing interest in photovoltaic (PV) energy as a potential alternative energy source that can reduce carbon emissions and provide a sustainable energy supply [1]. The conversion of PV power to the grid requires the use of a power converter to optimize energy efficiency and ensure that the output voltage and current meet grid requirements [2]. One of the most commonly used power converters in PV applications is the boost converter topology [3]. This DC-DC converter can increase the voltage of a DC input to a higher level, making it useful in PV applications where it can increase the low DC voltage output of a solar panel to a level suitable for feeding into the grid [2]. By applying maximum power point tracking algorithms (MPPT), the boost converter can also transfer maximum energy from the PV module to the inverter stage, making it a DC optimizer or DC power optimizer.

Designing a DC optimizer for a PV system poses several challenges due to the unique characteristics of the PV source and the grid connection requirements, such as variable and unpredictable input voltage, MPPT algorithms, thermal management, and magnetics design, among others, [2], [4]. The magnetic design of the DC optimizer is critical to its optimal performance. The design of magnetic components, such as the inductor and transformer, determines the efficiency and reliability of the converter [4]. Proper magnetic design can lead to higher efficiency, lower power losses, and reduced component size and

weight. However, the magnetic design process is complex and requires an understanding of various parameters and trade-offs. Several magnetics design methodologies have been published in the literature, providing design guidelines for creating magnetic components based on fundamental concepts [5–7]. Typically, these guidelines suggest a step-by-step process that includes core selection, conductor selection, loss evaluation, and other parameter estimation. However, the core selection is typically based only on an appropriate Area-Product ( $A_p$ ) parameter, which is independent of the converter's performance. Therefore, it requires repeating the process multiple times to achieve an optimal design. In [8], the author used observation and approximation methods to show the relationship between  $A_p$  and the total loss of magnetic components. However, the process still involves trial and error to obtain good results. To address this issue, report [9] used the 3D-graphical method for surveying and selecting a suitable design. However, these methods have not considered the effect of DC bias, which can significantly affect the final design. In PV applications, the boost converter operates with low voltage and high current, making this impact more significant.

This paper proposes a new approach to inductor design for a DC power optimizer. The winding loss ( $P_{cu}$ ) and ferrite loss ( $P_{fe}$ ) are formulated in terms of  $A_p$ . To enhance accuracy, the effect of DC bias is also addressed in modeling the inductor loss. The PSO algorithm is employed to find the optimal design. Inequality constraints were considered in the optimization

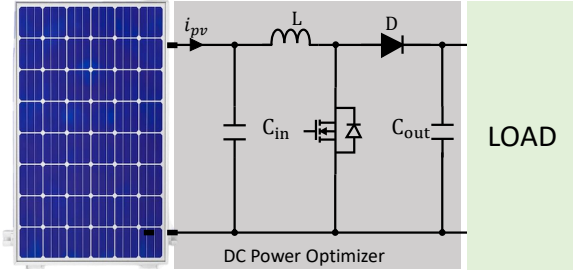


Figure 1: DC Power Optimizer

problem due to factors such as the limited window area of the inductor and the need to handle the operating temperature. The optimized inductor was then verified by finite element method magnetic (FEMM) analysis. Simulation results demonstrate that the loss models of the inductor are reliable.

## 2. Magnetic Circuit Analysis

### 2.1. Inductance Analysis

Fig. 1 showed the boost converter topology in PV application, the inductor of which is used to illustrate the design process. The inductance value can be calculated by the following equation (1) [3]:

$$L_0 = \frac{V_{mpp} \cdot D}{f_{sw} \Delta I} \quad (1)$$

where  $V_{mpp}$  is the input voltage of the PV,

$D$  is duty cycle,

$\Delta I$  is the current ripple of the inductor,

$f_{sw}$  is the switching frequency.

While the inductance value is typically treated as constant throughout circuit operation in designs [5–9], this assumption is not entirely accurate due to the presence of DC bias effect. This phenomenon has a significant impact on inductance value, causing a shift in its frequency response and increasing core losses [10]. This effect causes a mismatch between the designed and actual performance of the inductor, leading to degraded overall system performance. This effect is even more significant in applications with high DC current such as DC power optimizers.

Figure 2 provides an example illustrating how the permeability and the inductance value decrease due to the occurrence of DC bias. It is evident that the inductance value significantly decreases under DC bias, hence in this paper, the inductance value is recalculated based on the operating point of the circuit as the following equation (2):

$$L_b = L_0 \cdot k_b \quad (2)$$

where  $L_b$  is recalculated inductance value;  $k_b$  is the DC bias gain which depends on the magnetic core material. In this paper, the magnetic core of Micrometal manufacture is used to illustrate the design process. From [11],  $k_b$  can be expressed

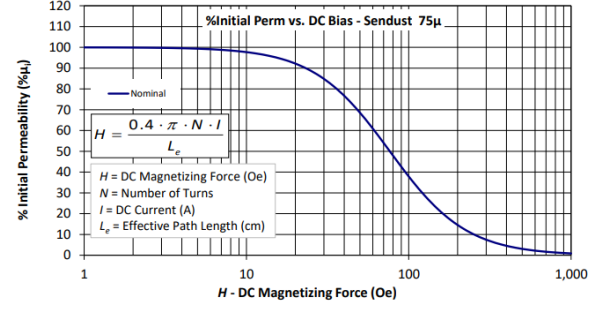


Figure 2: Percent of permeability vs DC Bias [11]

by the Equation (3):

$$k_b = \frac{1}{\frac{1}{a_1 + b_1 B_{ac}^{c_1}} + \frac{1}{d_1 B_{ac}^e} + \frac{1}{f_{sw}}} \quad (3)$$

where  $a_1, b_1, c_1, d_1$  and  $e$  is the material coefficients;  $B_{ac}$  is AC flux density of magnetic core.

### 2.2. Core Parameters Formulation

The design of an inductor typically begins with selecting a core [5–7]. An initial core selection is based on the core area product ( $A_p$ ) which is the product of  $W_a$  and  $A_c$ . The  $A_c$  and  $W_a$  of the magnetic core are illustrated in Fig.3. The product of them specifies the energy handling capability of the core and is defined by equation (4):

$$A_p = W_a \times A_c = \frac{2(\text{Energy})(10^4)}{B_m J k_u} \quad (4)$$

where  $B_m$  is the maximum flux density;  $J$  is current density;  $k_u$  is window utilization factor.

In [5–7], by selecting  $B_m, J$  and  $k_u$ , the initial parameters of  $A_p$  can be determined. Subsequently, the number of turns and type of wire is calculated based on the design inductance value, followed by the assessment of losses and temperature rise. However, this process does not take into account the impact of DC bias as analyzed in Section 2.1. Additionally, numerous trial and error iterations are typically required to arrive at the final design, while ensuring that parameters such as losses and temperature rise meet the specified requirements.

To streamline the design process, this paper proposes a loss model that accounts for the effect of DC bias and applies an optimization algorithm to find out the inductor which has the lowest loss. Computed-aided tools are employed to support the design process, thereby reducing the workload of the designer and resulting in a more accurate design.

The first step in this design process is to reformulate  $A_p$  related to magnetic mechanical, electromagnetic, and power dissipation parameters. This relationship is described in [8] as following equation (5):

$$A_p = \left[ \frac{\sqrt{1 + \gamma K_i L_b I_{\max}}}{B_m K_t \sqrt{k_u \Delta T}} \right]^{\frac{8}{7}} \quad (5)$$

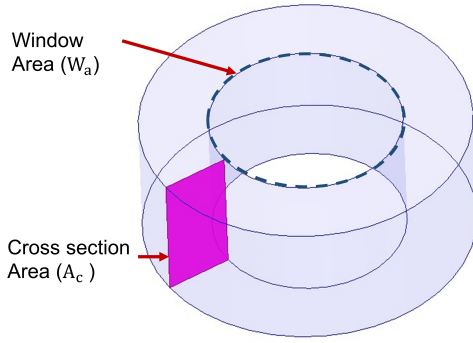


Figure 3: Magnetic core illustration.

where  $\gamma = P_{fe}/P_{cu}$  is core to copper loss ratio,

$K_i$  is root-mean-square to maximum inductor current ratio,

$L_b$  is the inductance value calculated in 2,

$K_t$  is a dimensional constant,

$\Delta T$  is the temperature rise of the inductor.

The key characteristics and physical measurements of the core, including  $W_a$ ,  $A_c$ , core volume ( $V_c$ ), the mean length turn (MLT), the magnetic path length of the core ( $l_e$ ), winding volume ( $V_w$ ) and total surface area ( $A_t$ ), can be determined based on the value of  $A_p$  using dimensional analysis, as explained in the references [8, 12]. In order to simplify the number of unknown factors, [9] introduced a ratio of  $W_a$  to  $A_c$ , which can be expressed by the following equation (6):

$$x = \frac{W_a}{A_c} \quad (6)$$

Therefore, the values of  $W_a$ ,  $A_c$ ,  $V_c$ , and  $l_e$  that correspond to each  $A_p$  value can be calculated by using the equations described in (7):

$$\begin{cases} W_a = \sqrt{A_p \times x} \\ A_c = \sqrt{\frac{A_p}{x}} \\ V_c = k_c \times A_p^{\frac{3}{4}} \\ l_e = \frac{V_c}{A_c} \end{cases} \quad (7)$$

where  $k_c$  depends on geometry and the manufacture;  $k_c = 5.6$  with vertical core and  $k = 3.3$  with toroidal core typically [8]. Then the current density ( $J$ ) within the winding needs to meet the maximum allowable temperature and can be expressed in terms of  $k_u$ ,  $\gamma$ ,  $\Delta T$  and  $A_p$  as the following equation (8):

$$J = K_t \frac{\sqrt{\Delta T}}{\sqrt{k_u(1+\gamma)} \sqrt[3]{A_p}} \quad (8)$$

Next, it is possible to calculate the inductance value in terms of the number of turns ( $N$ ) and core reluctance ( $\mathfrak{R}$ ):

$$L = \frac{N^2}{\mathfrak{R}_{\text{core}}} \quad (9)$$

where  $N$  and  $R_e$  can be calculated by (10) and (11):

$$N = \frac{k_u W_a}{A_w} \quad (10)$$

$$R_e = \frac{l_e}{\mu \mu_r A_c} \quad (11)$$

### 2.3. Loss Formulation

Inductor loss includes ferrite loss on the magnetic core and copper loss dissipating on windings as follows by equation (12):

$$\Delta P_{\text{ind}} = P_{fe} + P_{cu} \quad (12)$$

From [11] the core loss can be estimated by the following equation (13):

$$P_{fe} = V_c \cdot \left( \frac{f_{sw}}{\frac{a_2}{B_{ac}^3} + \frac{b_2}{B_{ac}^{2.3}} + \frac{c_2}{B_{ac}^{1.65}}} + d_2 \cdot B_{ac}^2 \cdot f_{sw}^2 \right) \quad (13)$$

where  $a_2, b_2, c_2, d_2$  is core loss coefficients

Substituting (7) to (13),  $P_{fe}$  can be calculated in terms of  $A_p$ , by following equation (14):

$$P_{fe} = k_c \times A_p^{\frac{3}{4}} \cdot \left( \frac{f_{sw}}{\frac{a_2}{B_{ac}^3} + \frac{b_2}{B_{ac}^{2.3}} + \frac{c_2}{B_{ac}^{1.65}}} + d_2 \cdot B_{ac}^2 \cdot f_{sw}^2 \right) \quad (14)$$

The basic formula of the copper loss can be expressed as the following equation (15):

$$P_{cu} = R_{dc} I_{rms}^2 \quad (15)$$

Apply approximation methods, [9] reports a calculation of the copper loss in terms of  $A_p$ ,  $k_u$  and  $J$  as following equation (16):

$$P_{cu} = k_w \cdot A_p^{\frac{3}{4}} \times \rho_w \times k_u \times J^2 \quad (16)$$

where  $\rho_w$  is the resistivity of copper winding;  $\rho_w = 1.68 \times 10^{-8}$ ,  $k_w$  depends on types of cores,  $k_w = 8$  with toroidal core.

## 3. Design Method

### 3.1. Design Constraints

The overall power dissipation of the inductor should be minimized in order to maximize system efficiency. The inductor is dropped by the DC bias as described in Section 2 for a given input parameters ( $V_{mpp}, P_{rate}, B_m, \Delta T$ ), the tuning parameters are  $\gamma$ ,  $k_u$  and  $x$ . Then, some additional constraints are applied to optimize the design.

The first physical constraint is to limit the winding current density in order to prevent overheating and damage to the material or conductor. High current densities can result in an increase in temperature, which can lead to thermal expansion, changes in material properties, and even melting or breakdown of the material [13], as shown in (17):

$$J_{min} < J < J_{max} \quad (17)$$

Next the inductance value ( $L$ ) in (9) needs to be limited to obtain the design requirement given by (18):

$$L \leq L_0 \pm 5\% \quad (18)$$

Then the inductance value at peak current should not decrease more than 30% from the initial value, this inductance value is limited by (19):

$$L_b \geq 70\% \times L \quad (19)$$

The window utilization factor ( $k_u$ ) needs to be limited to avoid magnetic saturation of the core, which can result in increasing loss of the inductor and an increase in winding resistance, leading to decreased efficiency and potential damage to the inductor [6], which should be restricted by (20):

$$k_{u_{min}} \leq k_u \leq k_{u_{max}} \quad (20)$$

The ratio of core loss to copper loss ( $\gamma$ ) in an inductor is an important consideration for the efficient design of the inductor. The range of this ratio needs to be limited by (21):

$$\gamma_{min} \leq \gamma \leq \gamma_{max} \quad (21)$$

Finally, the range of  $W_a$  to  $A_c$  ratio ( $x$ ) is also considered because of the core geometry reality. By comparing several core options, it was found that this ratio typically varies between 2 and 6 [9] and is shown in (22):

$$x_{min} \leq x \leq x_{max} \quad (22)$$

### 3.2. Objective Function

The primary purpose of this study is to design a lowest-loss inductor. Therefore, the objective function is to minimize the inductor loss. The equation (23) derives the objective function equation from this study:

$$f(\gamma, k_u, x) = \Delta P_{ind} \rightarrow \min \quad (23)$$

Minimization of  $f$  must meet the predetermined constraints as described in Section 3.1. Equations (24) contain constraints that must be appropriate in this inductor design:

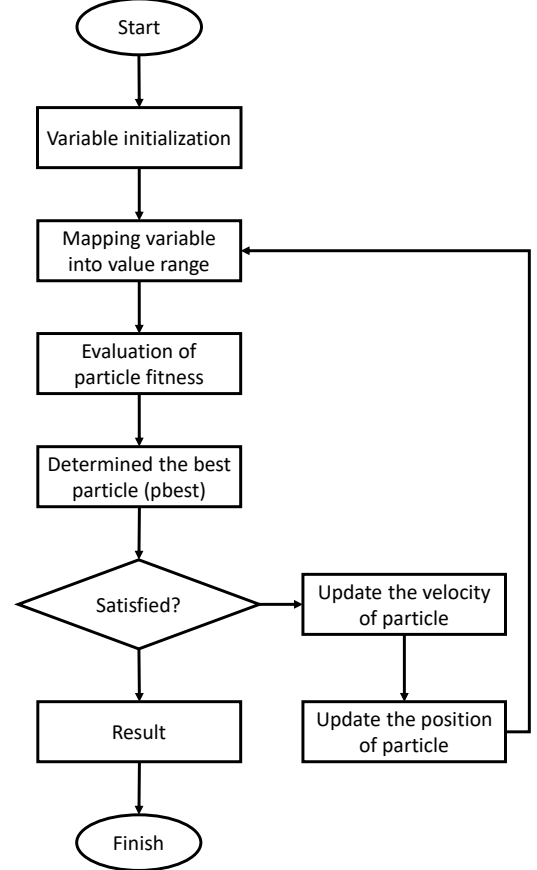
$$\begin{cases} c_1(\gamma, k_u, x) = J - J_{max} \leq 0 \\ c_2(\gamma, k_u, x) = J_{min} - J \leq 0 \\ c_3(\gamma, k_u, x) = L - L_0 \cdot (1 + 5\%) \leq 0 \\ c_4(\gamma, k_u, x) = L_0 \cdot (1 - 5\%) - L \leq 0 \\ c_5(\gamma, k_u, x) = 70\% \times L - L_b \leq 0 \\ c_6(\gamma, k_u, x) = k_u - k_{u_{max}} \leq 0 \\ c_7(\gamma, k_u, x) = k_{u_{min}} - k_u \leq 0 \\ c_8(\gamma, k_u, x) = \gamma_{min} - \gamma \leq 0 \\ c_9(\gamma, k_u, x) = \gamma - \gamma_{max} \leq 0 \\ c_{10}(\gamma, k_u, x) = x_{u_{min}} - x \leq 0 \\ c_{11}(\gamma, k_u, x) = x - x_{max} \leq 0 \end{cases} \quad (24)$$

Table 1 is a type of optimized design variables along with its lower and upper bounds.

There are numerous methods that can be employed to address the optimization challenges highlighted earlier. However, it is important to note that the optimization function in question involves a round-up or ceiling function, which renders it discontinuous and non-differentiable at that point. As a result, the use of explicit gradient-based techniques is not viable, and alternative approaches are required. One such alternative approach is

**Table 1:** Lower and upper bounds for genetic algorithm

Parameter	Symbol	Lower Bound	Upper Bound
Current density	$J$	1 A/mm <sup>2</sup>	9 A/mm <sup>2</sup>
Window utilization factor	$k_u$	0.05	1
Core to copper loss ratio	$\gamma$	0.5	5
$W_a$ to $A_c$ ratio	$x$	2	6



**Figure 4:** The flowchart of the PSO model

the use of heuristic techniques like the genetic algorithm (GA), differential evolution (DE), and particle swarm optimization (PSO), among others, as they can effectively tackle problems that are not amenable to gradient-based techniques [14]. In this particular study, the PSO approach was adopted due to its simplicity, ease of implementation, and feasibility for the problem at hand.

### 3.3. Principle of Particle Swarm Optimization

PSO is an optimization search algorithm based on swarm behavior. PSO is an algorithm based on population, exploiting the population to find potential solutions in the search space. The population is called a swarm, and the individual is called a particle [15].

$$S = \{x_1, x_2, x_3, \dots, x_N\} \quad (25)$$

$$x_i = (x_{i1}, x_{i2}, x_{i3}, \dots, x_{iN})^T \in A \quad (26)$$

The objective function is assumed to be available for all points in space A, and the particles move in search space A with ve-



**Table 2:** The PSO parameters.

Parameter	Value
Number of particles	250
Number of optimized variables	3
Number of the maximum iteration	30
Cognitive parameter	3
Social parameter	3

**Table 3:** Specification parameters

Parameter	Symbol	Value	Unit
Rated Power	$P_{rate}$	550	W
MPP Voltage	$V_{mpp}$	45	V
Switching Frequency	$f_{sw}$	30	kHz
Inductance Value	$L$	120	$\mu$ H
Peak Flux Density	$B_m$	500	mT
Temperature rise	$\Delta T$	40	$^{\circ}$ C

locity  $v_i$ . The velocity and position of each particle are updated interactively to allow the particle to find any point in space A.

$$v_i = (v_{i1}, v_{i2}, v_{i3}, \dots, v_{iN})^T \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (27)$$

The equations provided in (28) and (29) are the velocity and position update equations for each particle. The velocity update equation in (28) takes into account the best position ( $p_{ij}$ ) the particle has ever obtained and the particle's current position ( $x_{ij}$ ). The cognitive parameter ( $c_1$ ) and social parameter ( $c_2$ ) weigh the influence of the particle's current position and the best position the particle has ever obtained, respectively. The random variables  $R_1$  and  $R_2$  add stochasticity to the velocity update equation (28):

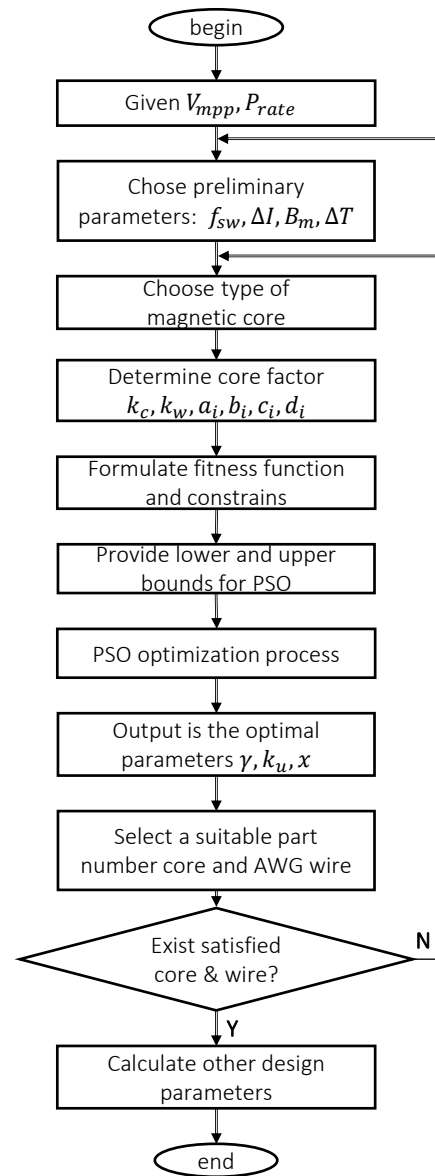
$$v_{ij}(t+1) = v_{ij}(t) + c_1 R_1 (p_{ij}(t) - x_{ij}(t)) + c_2 R_2 (p_{ij}(t) - x_{ij}(t)) \quad (28)$$

$$x_{ij}(t+1) = x_{ij}(t) + v_{ij}(t+1) \quad (29)$$

After updating and evaluating the particles in each iteration, the best position of the particles will be updated. This algorithm has advantages such as a simple program, high-quality solution, and fast convergence [15]. Figure 4 helps to visualize the flow of the PSO algorithm.

### 3.4. Case Study

This design is applied to the boost DC optimizer circuit, with the specifications shown in Table 3. The constraints are used based on Equation (24), and the lower bounds and upper bounds of each optimized design variables are presented in Table 1. In contrast, the PSO parameters are shown in Table 2. The flowchart of the entire design process is described in Fig.5. The design problem is initiated by specifying the rated power ( $P_{rate}$ ) and input voltage of the converter ( $V_{mpp}$ ). Subsequently, preliminary parameters such as the switching frequency, the maximum flux density, the desired temperature, and the inductance value are pre-selected. From the design's core type and material, the core's characteristic parameters are extracted to establish the loss model for the inductor. The constraints of parameters are provided to ensure the design's feasibility

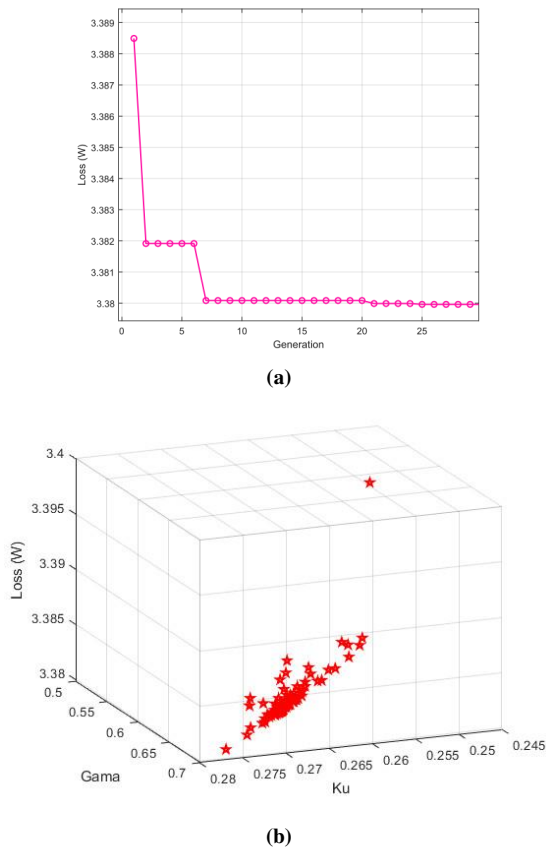
**Figure 5:** Design Process

and practicality. The loss model and the parameter constraints are the inputs into the PSO algorithm to obtain the value of  $\gamma$ ,  $k_u$  and  $x$ . The satisfied core size and winding wire are then derived from these values. The design process terminates when the combination of a core and winding wire that satisfies the design output is identified. Otherwise, the preliminary parameters or core type need to be re-evaluated and modified. This iterative process continues until the final outcome is the inductor with the lowest total loss.

## 4. Results, Comparison and Discussion

### 4.1. Optimization Result

The results of the design process are displayed in Fig.6. The x-axis of Fig.6a represents the number of iterations that the PSO algorithm has run for, while the y-axis of this figure 6a represents the fitness of the best individual in the population at each iteration. The fitness of the best individual in the population generally improves over time as the PSO algorithm runs



**Figure 6:** PSO Algorithm Results:

(a) The objective function value (b) Optimization of positioning

**Table 4:** Calculated core parameters

Parameter	Symbol	Calculation	Unit
Core to copper loss ratio	$\gamma$	0.537	
Window utilizing factor	$k_u$	0.251	
$W_a$ to $A_c$ ratio	$x$	4.01	
Window area product	$A_p$	4.263	cm <sup>4</sup>
Inductance at initial	$L_0$	127.94	$\mu$ H
Inductance at peak current	$L_b$	90.15	$\mu$ H
Number of turns	$N$	35	turns
Total loss	$P_{tot}$	3.380	W
Core loss	$P_{fe}$	1.202	W
Copper loss	$P_{cu}$	2.178	W

and converges after about 30 iterations. These properties are illustrated in Fig.6b which shows the 3D plot of the total loss and the variables of a fitness function. It can be observed that the cost of individuals in the 30<sup>th</sup> iteration is going forward nearly on the point of the global best, which means the PSO algorithm has found the optimal point.

The optimal fitness value, which corresponds to the minimum inductor loss, is achieved at 3.380 W for a particular set of parameters  $(\gamma, k_u, x)$  with values of (0.537, 0.251, 4.01). Table 4 shows other important parameters. The core MS-157075-2 of Micrometal manufacture and AWG 12 wire are selected to match the above parameters.

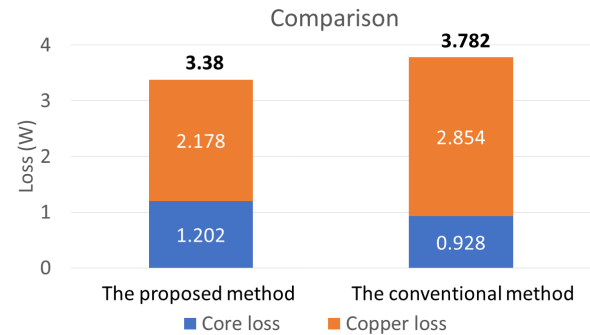
## 4.2. Comparison

The comparison of proposed results is necessary to indicate the differences between the conventional  $A_p$  method and the given optimal method. The  $A_p$  method is illustrated clearly in

Chapter 9 in [6] with some suggesting parameters; typically, the current density, the flux density, and the temperature rise are selected by 400 A/cm<sup>2</sup>, 0.5 T, and 40 °C, respectively. Hence, the selection of core and wire is conducted through the  $A_p$  value and  $A_w$  value. After calculating the  $A_p$  value of approximately 3.2 and the  $A_w$  value of roughly 0.03, the core MS-134075-2 and the AWG 13 are determined. Consequently, the comparison is indicated in the table 5 and Fig.7. The results show total loss of the traditional  $A_p$  method is more than the optimal method by approximately 11.9 %, which proves the efficiency of the given approach.

**Table 5:** Comparison of the given method and the proposed method.

Parameter	The conventional method	The given method
Inductance at initial current	124.97 $\mu$ H	127.94 $\mu$ H
Inductance at peak current	76.96 $\mu$ H	90.15 $\mu$ H
Total loss	3.782 W	3.38 W



**Figure 7:** The losses of proposed method and conventional method

## 4.3. Simulation Results

To validate the designed inductors, a finite-element analysis (FEA) was conducted using the ANSYS Maxwell version 18.0. The FEA results indicated that the flux density within the inductors exhibited a higher density towards the inner edge of the core, while the outer edge had a lower density, as depicted in Fig. 8. This phenomenon can be attributed to the flux seeking the shortest path to flow. The peak flux density was observed to be 562 mT, which satisfied the saturation condition. However, this value exceeded the designed value of 500 mT by 12%. This can be explained by the non-uniform distribution of flux within the magnetic core. While the design value assumes a uniform flux distribution throughout the magnetic core, it is evident that the inside of the inductor has a higher flux density, whereas the edge of the core has a lower flux density than the design value.

**Table 6:** Calculation and simulation parameters

Parameter	Symbol	Calculation	Simulation
Inductance at initial	$L_0$	127.94 $\mu$ H	128.32 $\mu$ H
Inductance at peak current	$L_b$	90.15 $\mu$ H	93.20 $\mu$ H
Core loss	$P_{fe}$	1.202 W	1.26 W
Copper loss	$P_{cu}$	2.178 W	2.19 W
Peak flux density	$B_m$	500 mT	562 mT

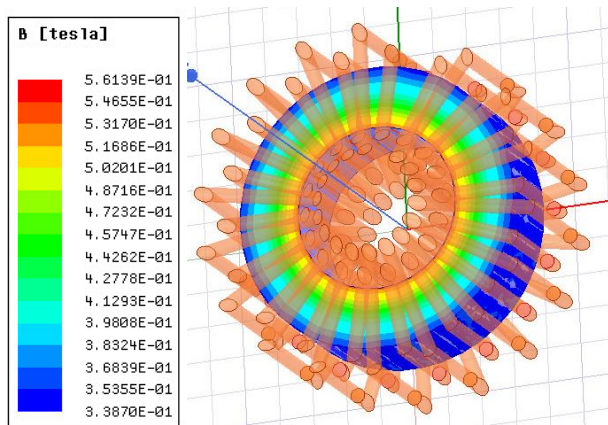


Figure 8: Simulation results with ANSYS Maxwell

Other key parameters, such as the inductance, copper and ferrite losses, were found to be almost identical to the designed values. The comparison between the calculated and simulated values is shown in Table 6. As demonstrated in this table, the calculation parameters matched FEA results very well, with the simulated inductance value of 127.94  $\mu\text{H}$  differing only 0.3% from the expected value of 128.32  $\mu\text{H}$ . Moreover, the inductance value at peak current was observed to decrease to 72.6%, satisfying the DC bias constraint specified in Section 3.1. The prediction of inductor loss was also found to be close to the FEA simulation results. Thus, based on these outcomes, it can be confirmed that the magnetic models and optimization strategy presented in the previous sections are reasonable.

## 5. Conclusion

This study proposes a novel methodology for designing and selecting magnetic cores for DC power optimizers, which diverges from the traditional approach that relies on the Area Product ( $A_p$ ) and requires multiple trial-and-error attempts to arrive at the final design. The proposed approach employs two critical starting parameters, namely the Core to DC Copper Loss Ratio ( $\gamma$ ) and the Window Utilization Factor ( $k_u$ ), for the inductor design process. Furthermore, to account for the significant impact of DC bias on the inductor in high magnetic field strength applications, the inductor's loss model are formulated using these variables. The PSO algorithm is utilized to minimize the overall magnetic loss. The simulation results validate that the magnetic models and optimization strategy presented in this study are rational and highly effective. Therefore, this methodology offers a more efficient and effective approach for designing and selecting magnetic cores for DC power optimizers than the traditional trial-and-error approach.

## Acknowledgement

This research is funded by Hanoi University of Science and Technology (HUST) under project numbered T2021-SAHEP-005.

## References

- [1] J. Yu, Y. M. Tang, K. Y. Chau, R. Nazar, S. Ali, and W. Iqbal, "Role of solar-based renewable energy in mitigating co2 emissions: evidence

- from quantile-on-quantile estimation," *Renewable Energy*, vol. 182, pp. 216–226, 2022.
- [2] F. Belhachat and C. Larbes, "Comprehensive review on global maximum power point tracking techniques for pv systems subjected to partial shading conditions," *Solar Energy*, vol. 183, pp. 476–500, 2019.
- [3] R. Ayop and C. W. Tan, "Design of boost converter based on maximum power point resistance for photovoltaic applications," *Solar Energy*, vol. 160, pp. 322–335, 2018.
- [4] T. Esum and P. L. Chapman, "Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques," *IEEE Transactions on energy conversion*, vol. 22, no. 2, pp. 439–449, 2007.
- [5] C. W. T. McLyman, *Magnetic Core Selection for Transformers and Inductors: A User's Guide to Practice and Specifications*. CRC Press, 2018.
- [6] McLyman, *Transformer and inductor design handbook*. CRC press, 2004.
- [7] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*. Springer Science & Business Media, 2007.
- [8] W. G. Hurley and W. H. Wölfle, *Transformers and inductors for power electronics: theory, design and applications*. John Wiley & Sons, 2013.
- [9] S. Janghorban, D. G. Holmes, B. P. McGrath, W. G. Hurley, and X. Yu, "Selecting magnetic cores for higher power inductors," in *2016 IEEE 7th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*. IEEE, 2016, pp. 1–6.
- [10] J. Muhlethaler, J. Biela, J. W. Kolar, and A. Ecklebe, "Core losses under the dc bias condition based on steinmetz parameters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 2, pp. 953–963, 2011.
- [11] *Iron Powder Products Catalog*, Micrometal, 2022. [Online]. Available: <https://www.micrometals.com/design-and-applications/literature>
- [12] W. G. Hurley, W. H. Wolfle, and J. G. Breslin, "Optimized transformer design: Inclusive of high-frequency effects," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 13, no. 4, pp. 651–659, 1998.
- [13] J. Liu, Y. Wang, C. Wan, S. Lu, and Y.-X. Yin, "Effects of electrolytic copper foil roughness on lithium-ion battery performance," *Journal of The Electrochemical Society*, vol. 159, no. 10, pp. A1671–A1676, 2022.
- [14] V. Kachitvichyanukul, "Comparison of three evolutionary algorithms: Ga, pso, and de," *Industrial Engineering and Management Systems*, vol. 11, no. 3, pp. 215–223, 2012.
- [15] K. E. Parsopoulos and M. N. Vrahatis, "Particle swarm optimization and intelligence: advances and applications: advances and applications," 2010.

## ZV Shaper - ADRC Combination Control for Crane System with Constrained Control Signal

Tran Thanh Bao<sup>1</sup>, Nguyen Minh Duc<sup>1</sup>, Duong Minh Duc<sup>1</sup>, Do Trong Hieu<sup>1,\*</sup>

<sup>1</sup>Hanoi University of Science and Technology

\*Corresponding author's E-mail: [hieu.dotrong@hust.edu.vn](mailto:hieu.dotrong@hust.edu.vn)

### Abstract

Gantry cranes are widely employed in various industries, including manufacturing and transportation. However, when used, the crane causes undesired cargo vibration, making it difficult to operate and workplace safety. Numerous crane control systems exist, but most are rather complex in controller design and practical implementation. Because of its ease of tuning, quick reaction, and robustness against changing process parameters, Active Disturbance Rejection Control (ADRC) is a viable alternative to standard Proportional-Integral-Derivative (PID) controllers. However, in many flexible systems, ADRC controllers have little ability to decrease residual oscillation. The input shaping method, a commonly used feedforward control strategy for vibration suppression, can be implemented to address this issue. This paper proposed a hybrid controller that combines ADRC with input shaping to achieve accurate position control, low residual oscillation in the crane system. The condition of the controller parameter is given to ensure the input signal limits.

**Keywords:** ADRC; Input shaping; limited control signal; gantry crane control

### Abbreviations

ADRC	Active Disturbance Rejection Control
PID	Proportional-Integral-Derivative
IS	Input Shaping
ESO	Extended State Observer
ZV	Zero Vibration

### 1. Introduction

This article discusses the challenges of operating crane systems, with a focus on controlling position and suppressing residual oscillations. Due to vibrations and residual oscillations, these systems often have significant response times, making it essential to develop effective control methods. Traditional closed-loop control methods have limitations, including difficulty identifying specific noise components and accurate modeling. They also require high-precision sensors and accurate object models, making them less suitable for crane systems.

In contrast, open-loop feedforward control methods are more commonly used and effective in controlling and suppressing residual oscillations. These methods do not rely on precise sensors or accurate object models, making them more practical for crane systems. Over the past decades, various vibration suppression control approaches have been studied,

including open-loop control (input shaping [1], hybrid control [2]), closed-loop control (linear control, optimal control, adaptive control [3]), and intelligent control (fuzzy control, neural networks, genetic algorithms [4]).

In recent years, Active Disturbance Rejection Control (ADRC) has been considered to replace the traditional PID controller. The concept of ADRC was proposed by J. Han[5], but only became explicit for the application of this method since a controller parameter tuning method was proposed in ADRC is a powerful control method in which system models are extended with a new state variable, including all unknown dynamics and disturbances. According to the studies [6,7], in crane control, the ADRC method is more effective than the PID control method in reducing the swing angle of the system, the ADRC method is also capable of compensating for nonlinear properties of the motor system such as dead-zone and input saturation. This makes it a more powerful and flexible control method than the PID controller, especially in applications with external disturbances.

Previous studies have given limited consideration to the constraint of control signals. If they have utilized input-shaping in conjunction with PID controllers, they have not addressed the ADRC controller. ADRC can estimate and suppress external disturbances while minimizing errors and improving control system performance. When combined with Input Shaping, ADRC becomes more effective in suppressing vibrations and improving performance. This article proposes combining ADRC and Input Shaping controllers to control the

crane position while suppressing residual oscillations with limited control signals.

The article is organized as follows: Section 2 presents the mathematical model of the crane system. Section 3 discusses the design of position control and vibration suppression using ADRC and input shaping. Simulation results are described in Section 4 to demonstrate the effectiveness of the proposed approach. Section 5 concludes the article by summarizing key findings and potential future research directions.

## 2. Dynamic model of Crane system

Considering the model of an overhead crane system moving horizontally along the X- axis, with a payload hanging below along the Y-axis as shown in Figure 1, where:

- $x$ : position of the trolley along the X-axis
- $l$ : length of the hoisting cable
- $\theta$ : sway angle
- $m_p$ : mass of the trolley
- $m_t$ : mass of the payload

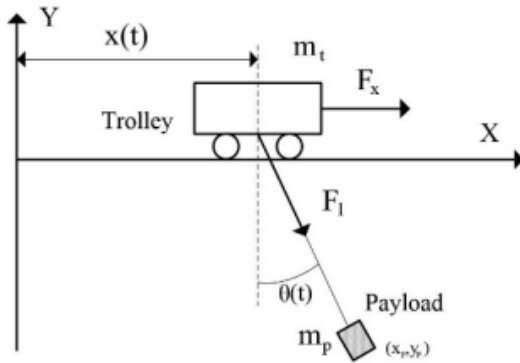


Figure 1: An overhead crane system

Basically, both the trolley and the payload are considered as point masses, and the friction between the trolley and the rail is neglected. Suppose that the tension force that will cause the hoisting cable to elongate is neglected, the equations for the gantry crane model are:

$$(m_t + m_p)\ddot{x} + m_p l \ddot{\theta} \cos \theta - m_p l \dot{\theta}^2 \sin \theta = F_x - B_{eq} \dot{x} \quad (1)$$

$$l \ddot{\theta} + \ddot{x} \cos \theta + g \sin \theta = -B_p \dot{\theta} \quad (2)$$

where:

- $F_x$  : the force drives the system
- $B_{eq}$  : the viscosity index
- $B_p$  : the damping coefficient

From equation (1), one has the form:

$$\ddot{x} = \frac{-m_p}{m_p + m_t} [(l \ddot{\theta} \cos \theta - l \dot{\theta}^2 \sin \theta) - B_{eq} \dot{x}] + \frac{F_x}{m_p + m_t}$$

In practice, the trolley is moved by using a motor and motor driver, allowing for precise speed control even in the presence

of disturbances. As a result, it is reasonable to assume that the trolley velocity can be managed by adjusting the input voltage. The transfer function for the trolley position in response to a control voltage input can be consider as [8]:

$$G_P = \frac{X(s)}{U(s)} = \frac{K}{(Ts+1)s} \quad (3)$$

where  $K > 0, T > 0$

From equation (2), when the angle of oscillation is small,  $\cos \theta \approx 1, \sin \theta \approx \theta$ , we consider that there is a transfer function between the angle of oscillation and the position:

$$\frac{\theta(s)}{X(s)} = \frac{-s^2}{ls^2 + B_p s + g} \quad (4)$$

where:  $B_p = 2\xi\sqrt{gl}$  and  $\xi$  is the damping coefficient.

## 3. Control system design

In this paper, we proposed the combination of ADRC with 2-pulse input shaping (called ZV shaper) to control crane, where ADRC controls the trolley position and the ZV Shaper is responsible for reducing oscillations and suppressing residual oscillations of the payload.

This control structure is shown in Figure 2 where ADRC controls the crane position and the ZV Shaper is responsible for reducing oscillations and suppressing residual oscillations of the payload.

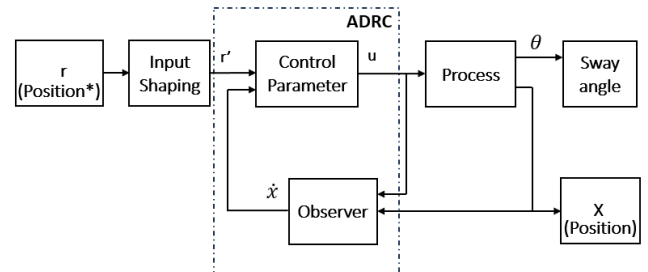


Figure 2: Control System Structure

### 3.1. Input Shaping

Input shaping is an input filter used to eliminate residual oscillations of the system. The idea of this technique is to eliminate the response of the previous pulse by issuing subsequent pulses at an appropriate time with an appropriate magnitude. At this point, the response of the subsequent pulse will eliminate part of the response of the previous pulse. So, until the last pulse is applied, the residual oscillation of the system will be eliminated.

Consider an oscillating system represented as a second-order function as follows:

$$\frac{X(s)}{F(s)} = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (5)$$

where:

$\omega_0$  : the natural frequency of the system  
 $\xi$  : the damping ratio

If an input pulse with magnitude  $A_i$  is applied to the system at time  $t_i$ , then the output response  $y(t)$  is determined:

$$y(t) = B_1 \cdot \sin(\omega \cdot t + \theta_1) \quad (6)$$

where:

$$B_1 = A_1 \cdot \frac{\omega_0}{\sqrt{1-\xi^2}} e^{-\xi\omega(t-t_1)},$$

$$\omega = \omega_0 \sqrt{1-\xi^2}, \text{ and } \theta_1 = \omega_0 \sqrt{1-\xi^2} t_1$$

As mentioned above, after the first pulse has been emitted, we emit a second pulse; the output response of the two pulses is calculated as follows:

$$y(t) = B_1 \cdot \sin(\omega \cdot t + \theta_1) + B_2 \cdot \sin(\omega \cdot t + \theta_2) \quad (7)$$

Trigonometric transformation obtained:

$$y(t) = B_0 \cdot \sin(\omega \cdot t + \theta_0) \quad (8)$$

with:

$$B_0 = \sqrt{(B_1 \cdot \sin\theta_1 + B_2 \cdot \sin\theta_2)^2 + (B_1 \cdot \cos\theta_1 + B_2 \cdot \cos\theta_2)^2}$$

$$\theta_0 = \tan^{-1} \left( \frac{B_1 \cdot \sin\theta_1 + B_2 \cdot \sin\theta_2}{B_1 \cdot \cos\theta_1 + B_2 \cdot \cos\theta_2} \right)$$

In the general case, if we apply  $N$  pulses to amplitude  $A_i$  at time  $t_i$  ( $i=1, \dots, N$ ), then the response of  $N$  pulses is determined by:

$$y(t) = \sum_{i=1}^N y_i(t) \sum_{i=1}^N B_i \cdot \sin(\omega \cdot t + \theta_i) \quad (9)$$

with:

$$B = \sqrt{\left( \sum_{i=1}^N B_i \cdot \sin(\theta_i) \right)^2 + \left( \sum_{i=1}^N B_i \cdot \cos(\theta_i) \right)^2}$$

$$\theta = \tan^{-1} \left( \frac{\sum_{i=1}^N B_i \cdot \sin(\theta_i)}{\sum_{i=1}^N B_i \cdot \cos(\theta_i)} \right)$$

In this paper, the input shaping method is considered with 2-pulse, called ZV (Zero Vibration) shaper, corresponding to  $N = 2$ , with magnitude  $A_1$  and  $A_2$  at time instant  $t_1$  and  $t_2$  respectively, these parameters are determined as follows:

$$\begin{cases} A_1 = \frac{1}{1+K^*}, & t_1 = 0 \\ A_2 = \frac{K^*}{1+K^*}, & t_2 = \frac{\pi}{\omega_d} \end{cases} \quad (10)$$

where:

$$K^* = \exp\left(-\frac{\pi\xi}{\sqrt{1-\xi^2}}\right); \omega_d = \omega_0 \sqrt{1-\xi^2}$$

### 3.2. ADRC for trolley position control

To construct the ADRC controller for the trolley position control, transform equation (3) into the form:

$$\dot{x} = f + b_0 \cdot u \quad (11)$$

with:

$$f(t) = \frac{-1}{T} \dot{x} \text{ and } b_0 = \frac{K}{T}$$

An Extended State Observer (ESO) is constructed to estimate the value of  $f$ , thereby compensating for the impact of  $f$  on the model using disturbance rejection method. The extended observer is designed in the form of:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1(t) = \hat{x}_2(t) + l_1(y(t) - \hat{x}_1(t)) \\ \dot{\hat{x}}_2(t) = \hat{x}_3(t) + b_0 \cdot u(t) + l_2(y(t) - \hat{x}_1(t)) \\ \dot{\hat{x}}_3(t) = l_3(y(t) - \hat{x}_1(t)) \end{cases} \quad (12)$$

where,  $l_1, l_2, l_3$  are observer parameters to be determined such that  $\hat{x}_1, \hat{x}_2, \hat{x}_3$  will track  $x, \dot{x}, f$ .

Then, with the control law of the form:  $u = (u_0 - \hat{x}_3)/b_0$  Equation (9) will be converted to the form of two simple integration stages:

$$\dot{x}(t) = u_0 \quad (13)$$

One of the simple proposed ways to choose a control law is to choose:

$$u_0 = K_P(r - \hat{x}_1) - K_D \cdot \hat{x}_2 \quad (14)$$

Substituting (14) into (13):

$$\dot{x}(t) = K_P(r(t) - x(t)) - K_D \cdot \dot{x}(t) \quad (15)$$

The closed-loop transfer function of the position control loop is then:

$$G_{cl}(s) = \frac{X(s)}{R(s)} = \frac{K_P}{s^2 + K_D s + K_P} \quad (16)$$

where  $K_P$  and  $K_D$  are the parameters of the controller.

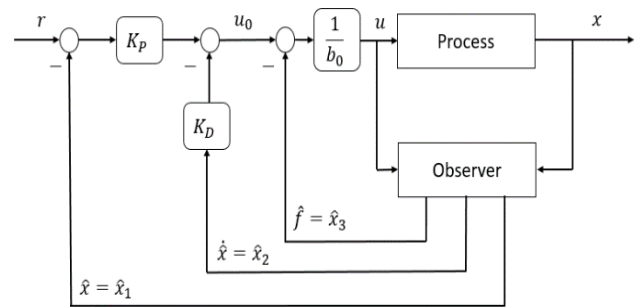


Figure 3: ADRC for a second-order plant

These parameters, along with the parameters of the extended observer, can be selected according to the method proposed by [9], where  $T_{set}$  is the desired settling time of the closed-loop response.

$$\begin{cases} K_P = (s^{CL})^2, K_D = -2s^{CL}, \\ l_1 = -3 \cdot s^{ESO}, l_2 = 3(s^{ESO})^2, l_3 = (s^{ESO})^3 \\ s^{CL} \approx -\frac{5.85}{T_{set}}, s^{ESO} = (3 \dots 10)s^{CL} \end{cases} \quad (17)$$

where

$s^{CL}$  : the closed loop pole

$s^{ESO}$  : the observer pole

Then the transfer function of the closed-loop position control loop:

$$G_{cl}(s) = \frac{X(s)}{R(s)} = \frac{(s^{CL})^2}{(s-s^{CL})^2} \quad (18)$$

### 3.3. Control signal examination

In this article, we consider the case that the control signal is limited to a certain range of values, that is:

$$V_{min} \leq u(t) \leq V_{max} \quad (19)$$

This condition will lead to some constraints on the parameter of the controller.

#### 3.3.1. In the case without ZV shaper

Let  $a = -s^{CL}$  ( $a > 0$ ), equation (18) takes the form:

$$G_{cl}(s) = \frac{X(s)}{R(s)} = \frac{a^2}{(s+a)^2} \quad (20)$$

The transfer function of the controller output response can be obtained through:

$$\frac{U(s)}{R(s)} = \frac{U(s)}{X(s)} \cdot \frac{X(s)}{R(s)} = \frac{1}{\frac{X(s)}{U(s)}} \cdot G_{cl}(s) \quad (21)$$

with  $\frac{X(s)}{U(s)}$  is the transfer function between the position output and control signal,  $\frac{X(s)}{R(s)}$  is the closed – loop transfer function of the trolley position control.

Let  $r(t) = L\delta(t)$ , ( $L > 0$ ) or  $R(s) = \frac{L}{s}$  then:

$$U(s) = \frac{R(s)}{\frac{X(s)}{U(s)}} \cdot \frac{X(s)}{R(s)} = L \cdot \frac{(Ts+1)}{K} \cdot \frac{a^2}{(s+a)^2} \quad (22)$$

Taking the inverse Laplace transform of  $U(s)$ :

$$u(t) = \frac{L \cdot a^2}{K} \cdot [T \cdot e^{-at} - (T \cdot a - 1) \cdot t \cdot e^{-at}] \quad (23)$$

To find local maximum/minimum of  $u(t)$ , we solve following equation:

$$u'(t) = \frac{L \cdot a^2}{K} \cdot e^{-at} [1 - 2 \cdot a \cdot T + a \cdot (a \cdot T - 1)t] = 0 \quad (24)$$

The local maximum/minimum of  $u(t)$  is determined at the time

$$t_m = \frac{2aT - 1}{a(aT - 1)}$$

$$\text{Then: } u(t_m) = \frac{L \cdot a}{K} \cdot (1 - aT) \cdot e^{\frac{1-2aT}{aT-1}} \quad (25)$$

**Case 1:** if  $a \in (0; \frac{1}{2T}]$

Then  $t_m > 0$  and  $\begin{cases} u'(t) > 0 \text{ when } 0 < t < t_m \\ u'(t) < 0 \text{ when } t_m < t < \infty \end{cases}$

From equation (25):

$$u(t_m) = \frac{L \cdot a}{K} \cdot (1 - aT) \cdot e^{\frac{1-2aT}{aT-1}} = u(t)_{max} \quad (26)$$

Combined with the limit condition (19), the following condition must be satisfied:

$$0 < u(t)_{max} = \frac{L \cdot a}{K} \cdot (1 - aT) \cdot e^{\frac{1-2aT}{aT-1}} \leq V_{max} \quad (27)$$

**Case 2:** if  $a \in (\frac{1}{T}; +\infty)$

Then  $t_m > 0$  and  $\begin{cases} u'(t) < 0 \text{ when } 0 < t < t_m \\ u'(t) > 0 \text{ when } t_m < t < \infty \end{cases}$

We have:

$$u(t_m) = \frac{L \cdot a}{K} \cdot (1 - aT) \cdot e^{\frac{1-2aT}{aT-1}} = u(t)_{min} < 0 \quad (28)$$

The solution set of  $a$  in this case is obtained with the following conditions:

$$\begin{cases} u(0) = \frac{L \cdot a^2}{K} \cdot T \leq V_{max} \\ V_{min} \leq u(t)_{min} = \frac{L \cdot a}{K} \cdot (1 - aT) \cdot e^{\frac{1-2aT}{aT-1}} < 0 \end{cases} \quad (29)$$

**Case 3:** if  $a \in (\frac{1}{2T}; \frac{1}{T}]$

In this case,  $t_m < 0$  and  $u'(t) < 0 \forall t \geq 0$ , thus obtaining the following conclusion:

$$u(t)_{max} = u(0) = \frac{L \cdot a^2}{K} \cdot T \leq V_{max} \quad (30)$$

From conclusions (27), (29), and (30), we can derive a comprehensive result about the conditions for the value of  $a$  such that the condition in equation (19) is satisfied. It will belong to one of the following conditions:

$$(I) \begin{cases} a \in (0; \frac{1}{2T}] \\ \frac{L \cdot a}{K} \cdot (1 - aT) \cdot e^{\frac{1-2aT}{aT-1}} \leq V_{max} \end{cases} \quad (31)$$

$$(II) \begin{cases} a \in (\frac{1}{T}; +\infty) \\ \frac{L \cdot a^2}{K} \cdot T \leq V_{max} \\ V_{min} \leq \frac{L \cdot a}{K} \cdot (1 - aT) \cdot e^{\frac{1-2aT}{aT-1}} < 0 \end{cases} \quad (32)$$

$$(III) \begin{cases} a \in (\frac{1}{2T}; \frac{1}{T}] \\ \frac{L \cdot a^2}{K} \cdot T \leq V_{max} \end{cases} \quad (33)$$

### 3.3.2. In the case with ZV shaper

The transfer function in the Laplace domain of two-pulse input shaping:

$$\begin{aligned} G_{ZV} &= A_1 + A_2 \cdot e^{-s\tau} \\ A_1 + A_2 &= 1; \quad A_1, A_2 > 0 \end{aligned} \quad (34)$$

In this case, the transfer function of the controller output response is obtained :

$$\begin{aligned} U(s)_{ZV} &= \frac{R(s)}{X(s)} \cdot G_{CL} \cdot G_{ZV} \\ &= \frac{L \cdot a^2}{K} \cdot \left[ A_1 \cdot \frac{T_s + 1}{(s+a)^2} + A_2 \cdot \frac{T_s + 1}{(s+a)^2} \cdot e^{-s\tau} \right] \end{aligned} \quad (35)$$

Taking the inverse Laplace transform of  $U(s)_{ZV}$ :

$$u(t)_{ZV} = A_1 \cdot u(t) + A_2 \cdot u(t - \tau) \cdot h(t - \tau) \quad (36)$$

with  $\begin{cases} h(t - \tau) = 0 & \text{when } 0 \leq t < \tau \\ h(t - \tau) = 1 & \text{when } t \geq \tau \end{cases}$

Considering condition in (34), then from (36), It can be observed that in the case where the system has ZV shaper, it can always be proven that:

$$u(t)_{ZV} < u(t)_{max} \quad (\forall t \geq 0) \quad (37)$$

with  $u(t)_{max}$  being the maximum value of the control signal when the system input does not have ZV:

Therefore, in this case, the equations (31) to (33) become sufficient conditions to calculate and select the value of  $a$  such that:

$$V_{min} < u(t)_{ZV} < V_{max} \quad (38)$$

## 4. Simulation Result

In this section, we consider system in equation (3) with the  $K = 6.14$  and  $T = 0.04$ . Suppose that the desire trolley position is  $L = 40cm$  and the control signal is limited to a range of values  $[-10(V), 10(V)]$ .

Table 1: The systems parameters

Symbol	Description	Value
$B_p$	Equivalent viscous damping of crane seen from the rope axis.	$0(Ns/rad)$
$\omega_0$	System natural frequency	$4.04(rad/s)$
$l$	Rope length	$0.6 (m)$
$A_1$	Magnitude of the first pulse	$0.5$
$A_2$	Magnitude of the second pulse	$0.5$
$t_1$	Time instant of the first pulse	$0 (s)$
$t_2$	Time instant of the second pulse	$0.776 (s)$

With the above system parameters, the value of  $a$  is only satisfied with the condition in **case I** (equation (31)), and the specific solution range of  $a$  is determined as follows:

$$a \in (0; 4.1] \quad (39)$$

To verify the performance of proposed controller, we will examine several scenarios with  $a = 1.4, a = 2.2, a = 4.2$  and  $a = 15$ . From Figure 4 to Figure 15, we have the results

of the position response of the trolley, the sway angle of the load and the control signal in their respective cases.

### Scenario 1: $a = 1.4$

ADRC parameters:  $K_p = a^2 = 1.96, K_D = 2a = 2.80$

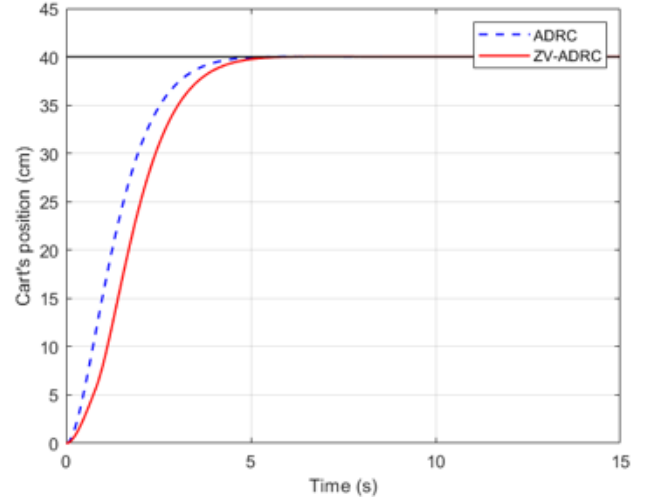


Figure 4: Trolley position with  $a = 1.4$

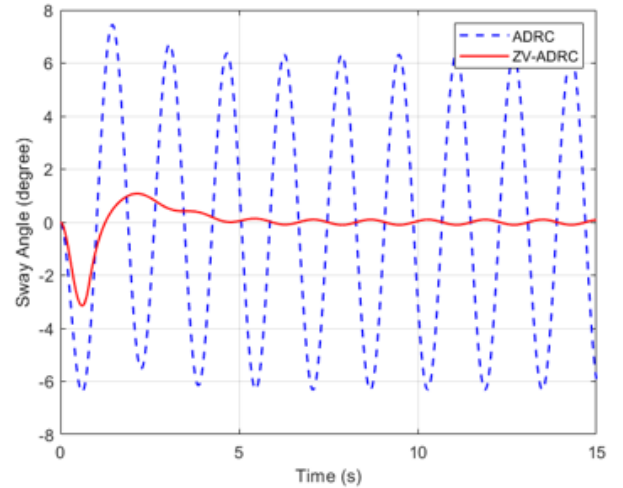


Figure 5: Payload sway angle with  $a = 1.4$

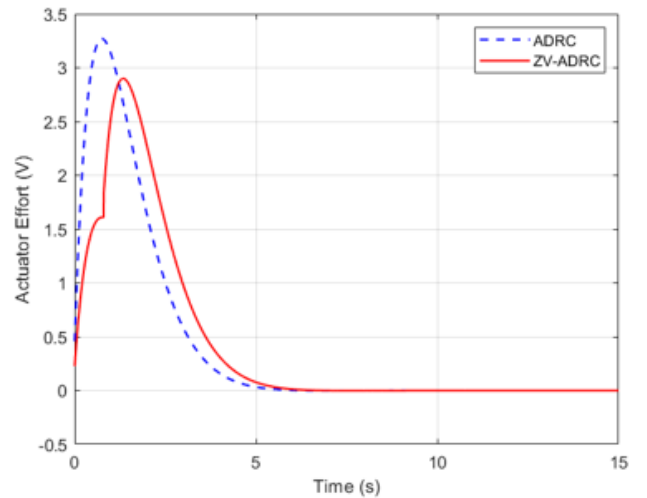


Figure 6: Control input with  $a = 1.4$



**Scenario 2:  $a = 2.2$**

ADRC parameters:  $K_p = a^2 = 4.84, K_D = 2a = 4.40$

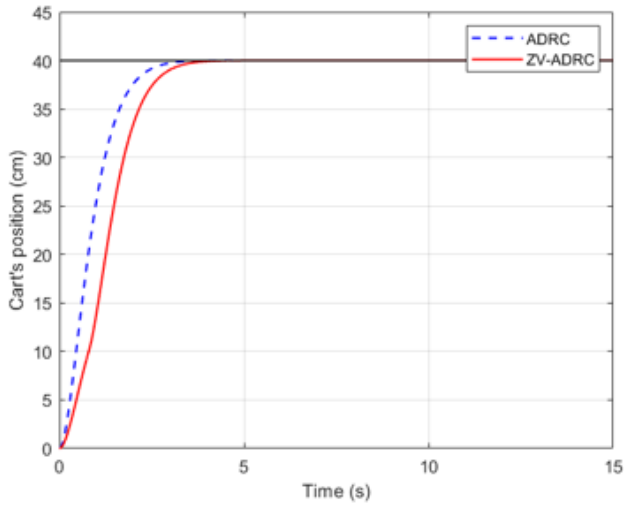


Figure 7: Trolley position with  $a = 2.2$

**Scenario 3:  $a = 4.2$**

ADRC parameters:  $K_p = a^2 = 17.64, K_D = 2a = 8.4$

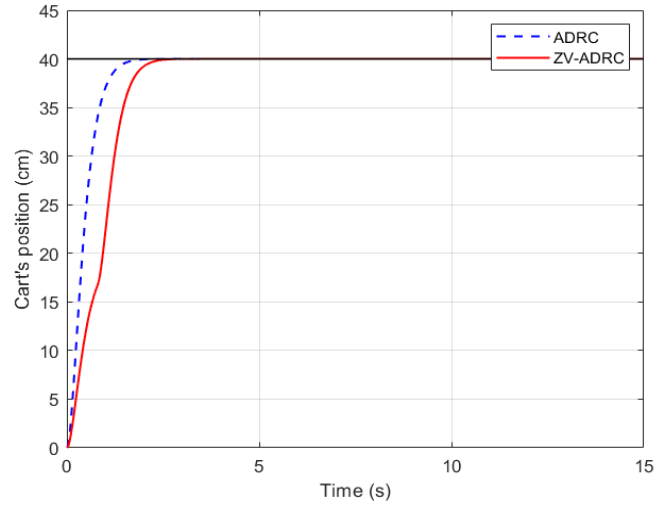


Figure 10: Trolley position with  $a = 4.2$

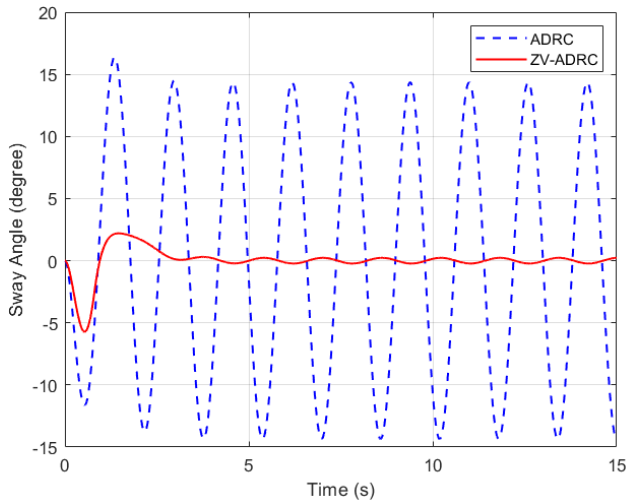


Figure 8: Payload sway angle with  $a = 2.2$

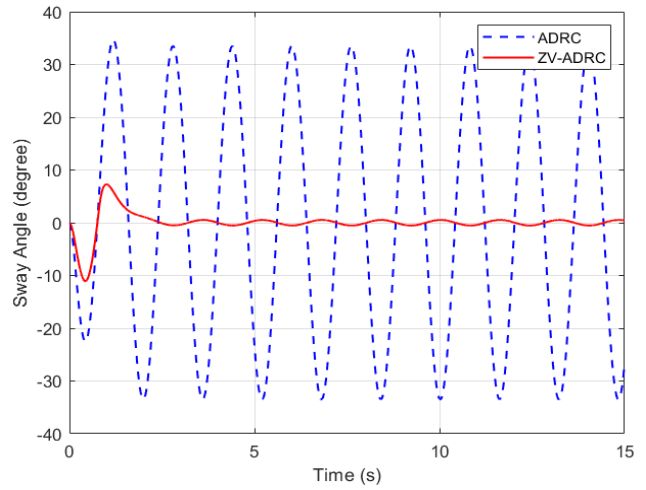


Figure 11: Payload sway angle with  $a = 4.2$

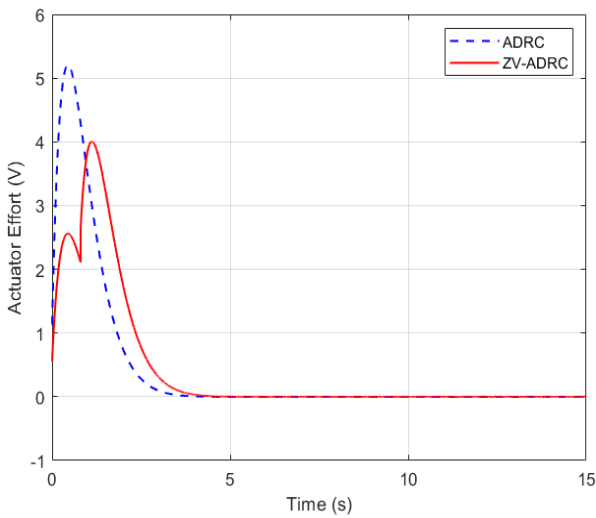


Figure 9: Control voltage with  $a = 2.2$

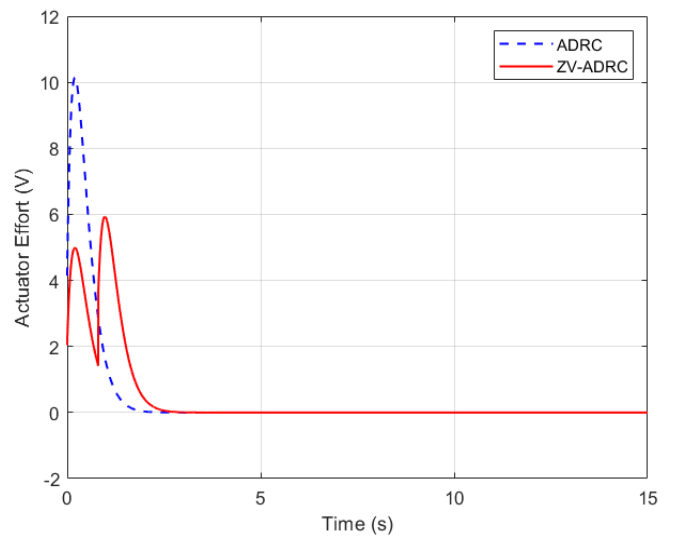
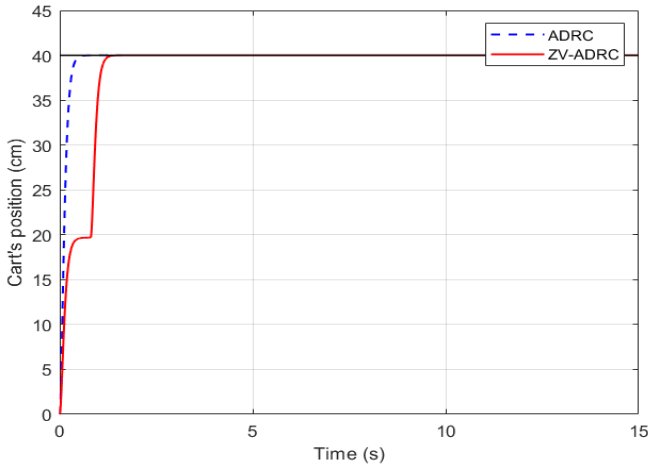
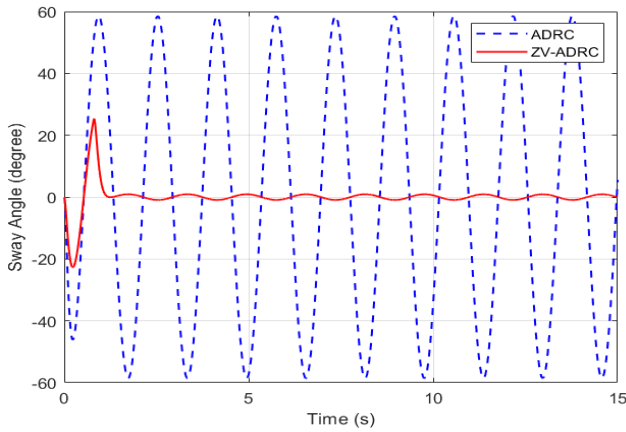
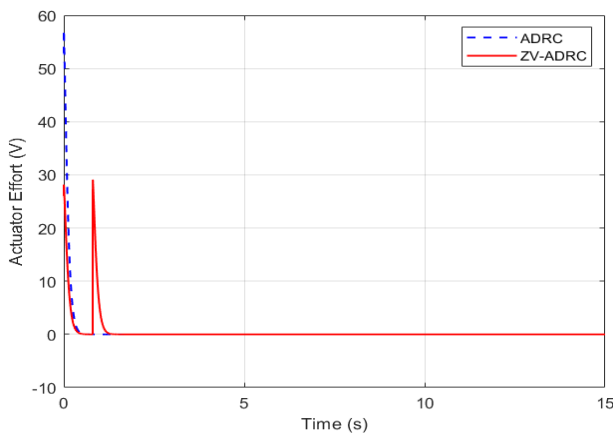


Figure 12: Control voltage with  $a = 4.2$

**Scenario 4:  $a = 15$** ADRC parameters:  $K_p = a^2 = 225, K_D = 2a = 30$ Figure 13: Trolley position with  $a = 15$ Figure 14: Payload's sway angle with  $a = 15$ Figure 15: Control voltage with  $a = 15$ 

These figures illustrate that as the value of parameter  $a$  increases, the position response time of the system improves but the sway angle of the load increases. The application of input shaping has been found effective in minimizing load oscillation. By selecting the values of  $a$  using (39), the control signal  $u(t)$  meets the limit condition both with and without input shaping. For  $a = 4.2$ , the control signal exceeds the limit when input shaping is not considered, but it remains within the limit when an input shaping is added. This is

because the conditions specified in equations (31) to (33) are only sufficient condition for the ZV-ADRC controller. In the case of  $a = 15$ , the Figure 15 clearly indicates that the control signal exceeds the limit region. Table 2 summarizes some reference values for each control case.

Table 2: Performance index

a		1.4	2.2	4.2	15
Residual vibration ( $^\circ$ )	ADRC	7.45 $^\circ$	16.37 $^\circ$	34.66 $^\circ$	14.35 $^\circ$
	ZV-ADRC	3.15 $^\circ$	5.73 $^\circ$	11.07 $^\circ$	14.35 $^\circ$
Response time (s)	ADRC	3.83	2.52	1.36	0.40
	ZV-ADRC	4.35	3.08	1.98	1.15
Settling time (s)	ADRC	5.05	4.13	2.49	0.76
	ZV-ADRC	6.08	4.76	3.15	1.51
Actuator effort max (V)	ADRC	3.27	5.02	10.15	57.26
	ZV-ADRC	2.90	4.01	5.93	29.06

**5. Conclusions**

In this study, we have proposed the idea of combining an input shaping called ZV shaper with ADRC controller to achieve position control and reduce residual oscillation of the crane system. Under the constraint of limited control signals, we have investigated the conditions for parameter computation of the ADRC controller. Through some simulation results, it has been shown that the proposed approach not only enables the system to achieve the desired position and mitigate residual oscillations but also ensures system stability during operation.

**References**

- [1] C. -G. Kang, "Impulse Vectors for Input-Shaping Control: A Mathematical Tool to Design and Analyze Input Shapers," in *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 39, no. 4, pp. 40-55, Aug. 2019.
- [2] K. Yano, K. Terashima, "Development and evaluation of operator support system for rotary crane," *18th IEEE International Conference on Control Applications*, pp. 1637-1642, 2009.
- [3] E. Abdel-Rahman, A. Nayfeh, Z. Masoud, "Dynamics and control of cranes: A review," *Journal of Vibration and Control*, pp. 863-908, 2003.
- [4] P. Hyla, "The crane control systems: A survey," *17th International Conference on Methods & Models in Automation & Robotics (MMAR)*, pp. 505-509, 2012.
- [5] Z.Gao, Y.Huang, J.Han, "An alternative paradigm for control system design," *40th IEEE Conference on Decision and Control*, pp. 4578-4585, 2001.
- [6] J.Han, "From PID to active disturbance rejection control," *IEEE Trans. Ind. Electronics.*, tãp 56, pp. 900-906, 2009.
- [7] LIU Shu-guang, ZHANG Long, YUE Chao-qi, "An ADRC-based Positioning and Anti-swing Control for Tower Crane," *China Automation Congress (CAC)*, pp. 7880-7884, 2021.
- [8] Mahmud Iwan Solihin, Wahyudi Wahyudi, Ari Legowo, "Fuzzy-tuned PID Anti-swing Control of Automatic Gantry Crane," *Journal of Vibration and Control*, 2010.
- [9] G. Herbs, "A Simulative Study on Active Disturbance Rejection Control as a Control Tool for Practitioners," *electronics*, pp. 246-279, 2013.
- [10] D. Yoo, S. S. T. Yau, Z.Gao, "On convergence of the linear extended observer," *IEEE International Symposium on Intelligent Control*, p. 1645-1650, 2006.

# Tính toán điện cảm Ld, Lq cho động cơ IPMSM bằng mạch từ trở tương đương xét đến sự ảnh hưởng của từ thông tản và hiện tượng bão hòa vật liệu từ

## Ld, Lq Inductance Computation of IPMSM by Magnetic Equivalent Circuit Taking Leakage Flux and Magnetic Saturation Phenomenon into Account

Phạm Duy Học<sup>1,\*</sup>, Nguyễn Đức Định<sup>1</sup>, Phạm Tiến Dũng<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Vietnam – Korea Institute of Science and Technology

\*Corresponding author E-mail: [pduhoc@most.gov.vn](mailto:pduhoc@most.gov.vn)

### Abstract

The paper proposes a new magnetic equivalent circuit. The proposed magnetic circuit is applied to calculate the Ld, Lq inductance for the IPMSM motor using the magnetic equivalent circuit method. Analysis PMSM by magnetic equivalent circuit method greatly reduces computational cost compared to finite element method, but the accuracy also reduced. We proposed the new magnetic equivalent circuit that increasing accuracy by including model of flux leakage phenomenon and magnetic saturation phenomenon. The proposed magnetic equivalent circuit is applied for IPMSM with V-shape magnet type. The results show that the difference between proposed method and finite element method is less than 8%.

**Keywords:** PMSM, V-shape, Magnetic Equivalent Circuit (MEC), Magnetic Saturation, Flux Leakage.

### Các từ viết tắt

MEC	Magnetic Equivalent Circuit
FEM	Finite Element Method
RNA	Reluctance Network Analysis
IPMSM	Interior Permanent Magnet Synchronous Motor
SPMSM	Surface Permanent Magnet Synchronous Motor

### Tóm tắt

Bài báo đề xuất mạch từ tương đương mới cho động cơ. Mạch từ đề xuất được áp dụng để tính toán điện cảm Ld, Lq cho động cơ IPMSM bằng phương pháp mạch từ tương đương. Sử dụng phương pháp mạch từ tương đương để giải tích động cơ PMSM giúp tiết kiệm tài nguyên máy tính và thời gian tính toán hơn nhiều so với phương pháp phần tử hữu hạn, tuy nhiên, nhược điểm của phương pháp này là độ chính xác thấp hơn phương pháp phần tử hữu hạn. Mạch từ tương đương được nhóm tác giả đề xuất giúp cải thiện độ chính xác do đã mô hình hóa được hiện tượng tản từ thông và hiện tượng bão hòa vật liệu từ. Mạch từ được xây dựng cho động cơ IPMSM nam châm dạng V. Kết quả tính toán được so sánh với phương pháp phần tử hữu hạn cho thấy sự sai lệch giữa hai phương pháp nhỏ hơn 8%.

### 1. Giới thiệu

Ngày nay, động cơ điện xuất hiện ở hầu hết các lĩnh vực của xã hội. Việc xuất hiện của đa dạng các sản phẩm yêu cầu sự chính xác cao như tay máy robot cộng tác (Collaborative robot), máy bay không người lái (drone), xe điện,... đòi hỏi động cơ cần thiết kế tối ưu để đảm bảo hiệu suất, tốc độ, mô-

men, nhiệt độ. Động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu (PMSM) với những lợi thế về khả năng sinh mô-men lớn, dải tốc độ làm việc rộng cũng như thiết kế nhỏ gọn và cho hiệu suất cao, do đó nhận được nhiều sự quan tâm trong việc nghiên cứu phát triển động cơ hiện nay. Với những ứng dụng trong đa dạng các sản phẩm, việc nghiên cứu phát triển động cơ PMSM cần được tối ưu giữa chi phí sản xuất cũng như hiệu năng của động cơ (hiệu suất, mô-men, dải tốc độ,...) với từng dòng sản phẩm. Các phương pháp mô hình hóa, phân tích, đánh giá chi tiết động cơ PMSM đã được đề xuất trong rất nhiều các nghiên cứu như phương pháp mạng từ trở (RNA) [1], phương pháp mạch từ tương đương (MEC) [2], phương pháp phần tử hữu hạn (FEM). Với sự đa dạng các loại động cơ PMSM như: động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu gắn chìm (IPMSM), động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu gắn bề mặt (SPMSM), động cơ PMSM nam châm dạng chữ V, nam châm dạng thanh,... việc phân tích động cơ theo các phương pháp trên đòi hỏi những yêu cầu khác nhau với từng loại động cơ.

Phương pháp phần tử hữu hạn hiện nay được sử dụng chủ yếu trong nghiên cứu thiết kế động cơ [3-5]. Phương pháp phần tử hữu hạn tính toán một cách chính xác các giá trị thành phần trong động cơ PMSM. Tuy nhiên, nó đòi hỏi thời gian tính toán lâu và khó kiểm soát được lỗi khi gặp vấn đề trong tính toán. Do đó, phương pháp phần tử hữu hạn sẽ phù hợp để kiểm chứng thiết kế động cơ sau quá trình phân tích thiết kế ban đầu. Trong hầu hết các động cơ PMSM, việc tính toán các giá trị điện cảm Ld, Lq và từ thông liên kết là yêu cầu bắt buộc để nghiên cứu thiết kế cũng như xây dựng phương pháp điều khiển cho động cơ. Trong các nghiên cứu [6-7], nhóm tác giả đã xây dựng mô hình mạch từ tương đương cho động cơ

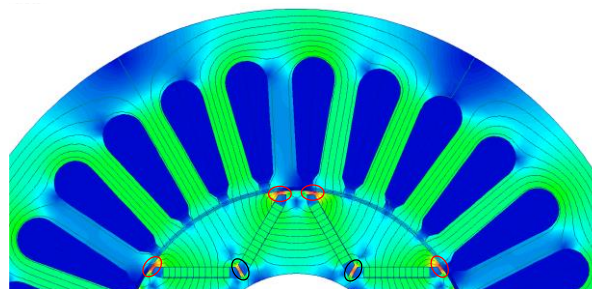
IPMSM với nam châm dạng chữ V và dạng thanh để tính toán các giá trị điện cảm và từ thông trên 2 trục d-q. Bên cạnh đó, các mô hình mạch từ tương đương được kết hợp với các phương pháp tối ưu để tính toán các giá trị không gian kích thước cho động cơ. Các mô hình mạng từ trở [8-9] được phân tích kết hợp phương pháp tối ưu đa mục tiêu (Multiobject) đưa ra không gian kích thước tối ưu cho động cơ IPMSM bao gồm kích thước rotor, stator, kích thước nam châm, kích thước răng rãnh và khe hở không khí. Hiện tượng bão hòa (saturation) của vật liệu dẫn từ ảnh hưởng rất lớn đến phân tích sự phân bố mật độ từ thông trong động cơ PMSM. Trong [10-12], phương pháp mạch từ trở tương đương được đề xuất cho mô hình động cơ PMSM giải quyết vấn đề về bão hòa từ của vật liệu đồng thời đưa ra các phương pháp để tính toán các giá trị mật độ phân bố từ thông trong động cơ. Ngoài những phương pháp xây dựng mạch từ trở tương đương cho động cơ, [13] đề xuất phương pháp mạng từ trở để phân tích động cơ IPMSM, các cụm từ trở được liên kết với nhau tạo thành mạng từ trở từ đó xây dựng các phương trình tính toán chính xác sự phân bố từ thông tại mọi vị trí trong động cơ.

Với những nền tảng trong nghiên cứu phát triển động cơ PMSM, nhóm nghiên cứu đề xuất một mạch từ tương đương mới, từ đó tính toán điện cảm  $L_d$ ,  $L_q$  bằng phương pháp MEC cho IPMSM có nam châm dạng V. Mạch từ được đề xuất trong nghiên cứu này có độ chính xác cao do đã mô hình hóa đầy đủ hiện tượng bão hòa từ và hiện tượng tản từ thông trong động cơ. Kết quả tính toán được so sánh với kết quả mô phỏng từ phần mềm sử dụng phương pháp phần tử hữu hạn.

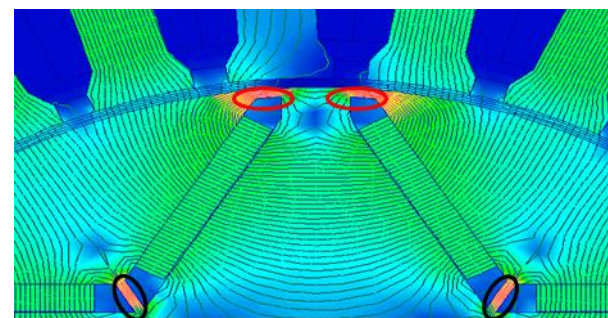
## 2. Từ thông trong động cơ IPMSM

### 2.1. Đường đi của từ thông trong động cơ

Có hai nguồn sinh từ trong động cơ điện nam châm vĩnh cửu nói chung và IPMSM nói riêng, đó là nguồn từ do nam châm sinh ra và nguồn từ do cuộn dây stator sinh ra. Trong động cơ điện, đường từ thông (hay đường sức từ) là đường khép kín và đường đi từ thông sẽ ưu tiên đi qua những vùng có từ trở nhỏ hơn.

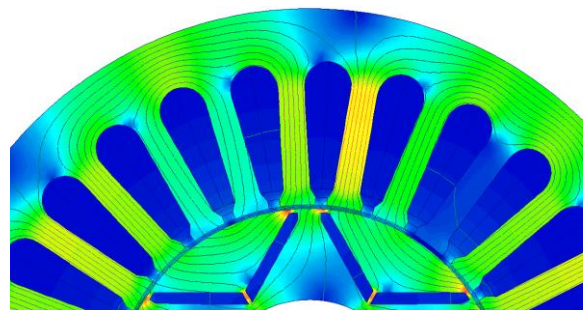


Hình 1-a. Đường sức từ của từ thông nam châm



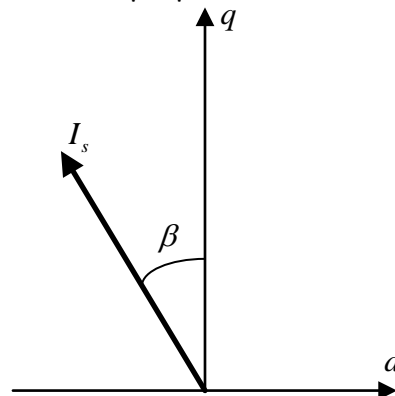
Hình 1-b. Thành phần tản của từ thông nam châm

Các đường sức từ của động cơ có hai thành phần: thành phần chính và thành phần tản. Thành phần chính là những đường sức từ hoàn thiện một vòng qua rotor, stator và khe hở không khí. Thành phần này tạo ra từ thông liên kết và sinh ra năng lượng. Thành phần tản là những đường sức chỉ đi vòng trong rotor, trong stator và không đi qua khe hở không khí. Ví dụ, các đường sức đi qua hai răng liền kề của stator, hay đường sức đi từ cực bắc đến cực nam của nam châm qua các cầu rotor là các thành phần tản. Thành phần tản không có tác dụng sinh ra năng lượng, chúng gây thất thoát năng lượng và sinh ra tổn hao sắt từ. Xét động cơ IPMSM có nam châm dạng V, khi chỉ có nam châm mà không có dòng điện, đường từ thông sẽ đi theo dạng hình 1-a. Thành phần từ thông chính là những đường sức từ hoàn thiện một vòng đi từ cực bắc của nam châm này, qua khe hở không khí, qua stator, vòng lại qua khe hở không khí và đi vào cực nam của nam châm kia. Thành phần từ thông tản (hình 1-b) là những đường sức đi qua phần cầu trên (ô tròn đỏ) và cầu dưới (ô tròn đen). Cũng có các thành phần tản khác ở răng động cơ, tuy nhiên thành phần này khá nhỏ và không được thể hiện trong hình 1.



Hình 2: Đường sức từ của từ thông dòng điện

Khi chỉ có nguồn dòng điện mà không có nguồn nam châm, các đường sức sẽ đi theo dạng hình 2. Thành phần từ thông chính là các đường sức từ hoàn thiện một vòng đi qua stator, rotor và qua khe hở không khí. Thành phần từ thông tản bao gồm thành phần đi qua cầu trên, cầu dưới và thành phần tản ở răng động cơ. Do nguồn từ nằm trên các răng nên từ thông tản trên các răng là đáng kể, chúng ta có thể thấy rõ đường từ thông tản này trong hình 2. Trong tính toán mạch từ với nguồn từ sinh ra từ dòng điện, từ thông tản tại răng của động cơ cần được xem xét để cải thiện độ chính xác.



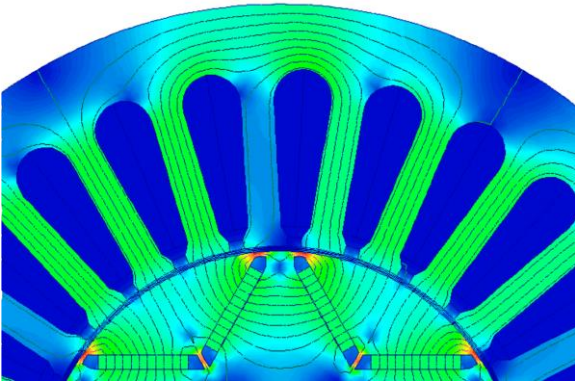
Hình 3: Góc điều khiển dòng điện -  $\beta$

Khác với đường từ thông do nguồn nam châm sinh ra đã có đường đi cố định, đường từ thông do dòng điện sinh ra phụ thuộc vào góc điều khiển dòng điện (hình 3 - góc điều khiển có thể thay đổi từ  $-90^\circ$  đến  $90^\circ$ ). Để phân tích đặc tính từ thông trong động cơ, chúng ta chia đường từ thông bất kỳ thành từ

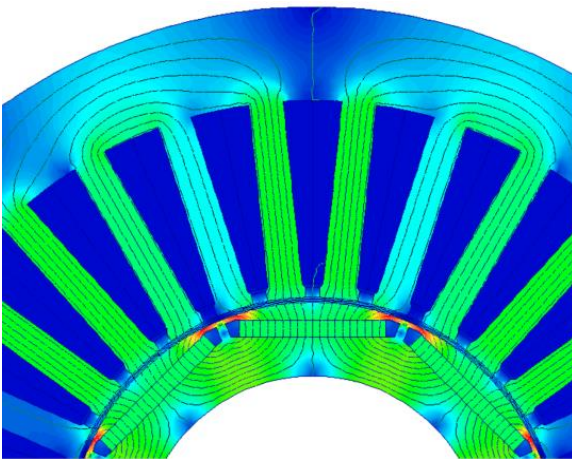
thông trục  $d$  và trục  $q$ . Đối với động cơ PMSM nói chung, khi ta chuyển hệ trục tọa độ ( $abc$ ) sang ( $dq$ ), trục  $d$  được chọn trùng với chiều từ thông của nam châm sinh ra, trục  $q$  được chọn vuông góc với trục  $d$ . Do đó, từ thông trên trục  $d$  là đường từ thông trùng với đường từ thông do nam châm sinh ra (tương ứng góc điều khiển là  $-90^\circ$  hoặc  $90^\circ$ ), từ thông trên trục  $q$  là đường từ thông vuông góc (điện) với từ thông trục  $d$  (tương ứng góc điều khiển là  $0^\circ$ ). Đường từ thông trên trục  $d$  và trục  $q$  sẽ được trình bày trong mục kế tiếp.

## 2.2. Từ thông trục $d$

Đường đi từ thông trục  $d$  trùng với đường đi từ thông do nam châm sinh ra. Xét hai loại động cơ IPMSM phổ biến là IPMSM nam châm dạng V và IPMSM dạng thanh, đường từ thông trục  $d$  được thể hiện như hình 4 và hình 5. Ta thấy, đường từ thông trục  $d$  trên động cơ IPMSM dạng V và dạng thanh có gây ra hiện tượng bão hòa từ tại vùng cầu xung quanh nam châm. Những vùng này bị bão hòa từ do tiết diện để từ thông đi qua nhỏ, dẫn đến mật độ từ thông lớn gây bão hòa vật liệu từ. Khi xét giải mạch từ trục  $d$ , chúng ta cần có phương pháp tiếp cận phù hợp để tính toán được các vùng bão hòa này. Nếu không, kết quả sẽ có sự sai lệch rất lớn.



Hình 4: Đường từ thông trục  $d$  của động cơ IPMSM nam châm dạng V

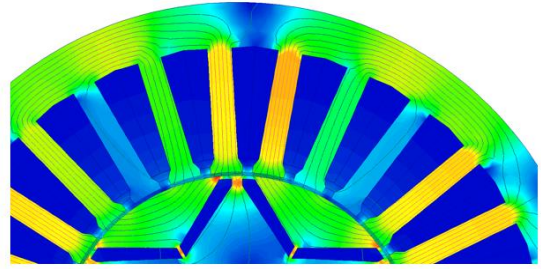


Hình 5: Đường từ thông trục  $d$  của động cơ IPMSM nam châm dạng thanh

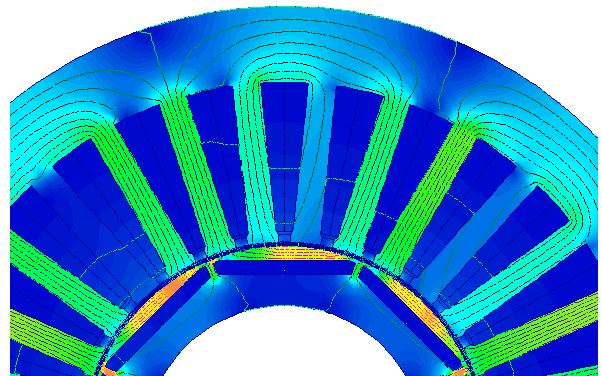
## 2.3. Từ thông trục $q$

Đường đi từ thông trục  $q$  vuông góc với đường đi từ thông trục  $d$ . Xét hai loại động cơ IPMSM phổ biến là IPMSM nam châm dạng V và IPMSM dạng thanh, đường từ thông trục  $q$  được thể hiện như hình 6 và hình 7. Giống như từ thông trục

$d$ , từ thông trục  $q$  cũng gây ra hiện tượng bão hòa từ tại vùng cầu xung quanh nam châm. Vì vậy, khi tính toán từ thông trục  $d$ , chúng ta cần tính toán đến sự bão hòa từ để thu được kết quả chính xác.



Hình 6: Đường từ thông trục  $q$  của động cơ IPMSM nam châm dạng V



Hình 7: Đường từ thông trục  $q$  của động cơ IPMSM nam châm dạng thanh

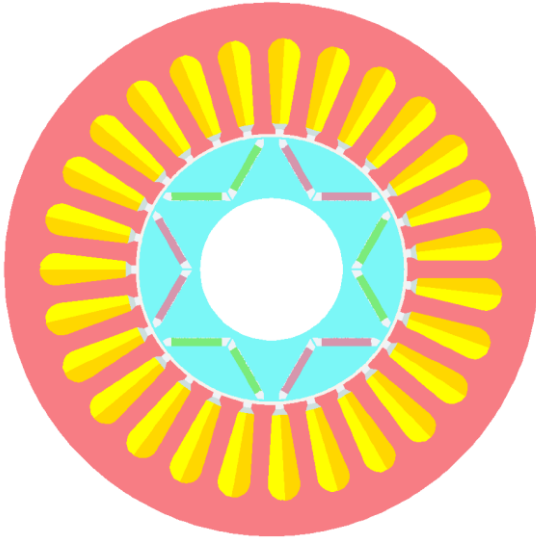
## 3. Mạch từ tương đương của động cơ IPMSM

### 3.1. Cấu hình động cơ IPMSM nam châm dạng V

Động cơ IPMSM dạng V được sử dụng phổ biến do khả năng sinh mô-men lớn và dải làm việc rộng. Trong nghiên cứu này, nhóm tác giả sử dụng phương pháp mạch từ tương đương để tính toán từ thông sinh ra của động cơ nam châm IPMSM dạng V, sau đó sử dụng kết quả tính toán từ thông để tính điện cảm trên trục  $d$  và trục  $q$ . Động cơ được ứng dụng tính toán là động cơ 27 rãnh, 6 cực, có biên dạng mặt cắt được thể hiện trong hình 8. Thông số kích thước động cơ được thể hiện trong bảng 1.

Bảng 1: Thông số kích thước động cơ IPMSM nam châm dạng V

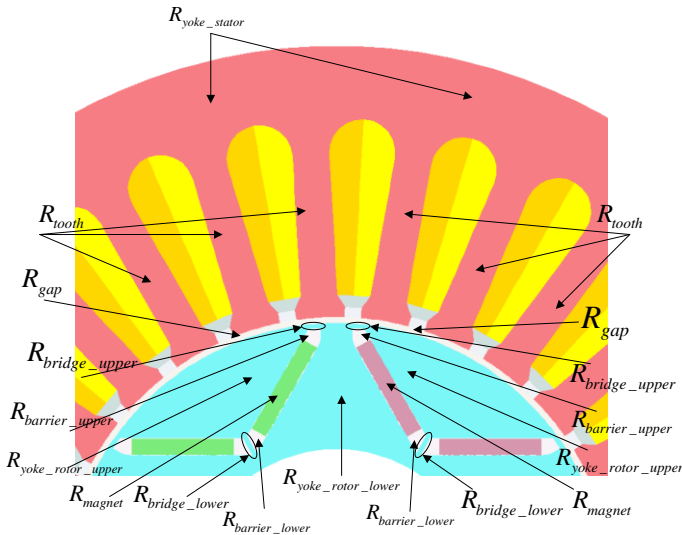
Thông số	Giá trị
Số rãnh	27
Số cực	6
Đường kính ngoài stator	205 mm
Đường kính trong stator	104 mm
Độ rộng răng	7mm
Độ dày nam châm	3 mm
Độ dài nam châm	19 mm
Góc V nam châm	$120^\circ$
Độ rộng khe hở không khí	1 mm



Hình 8: Biện dạng mặt cắt động cơ IPMSM nam châm dạng V

3.2. Xây dựng mạch từ trực d

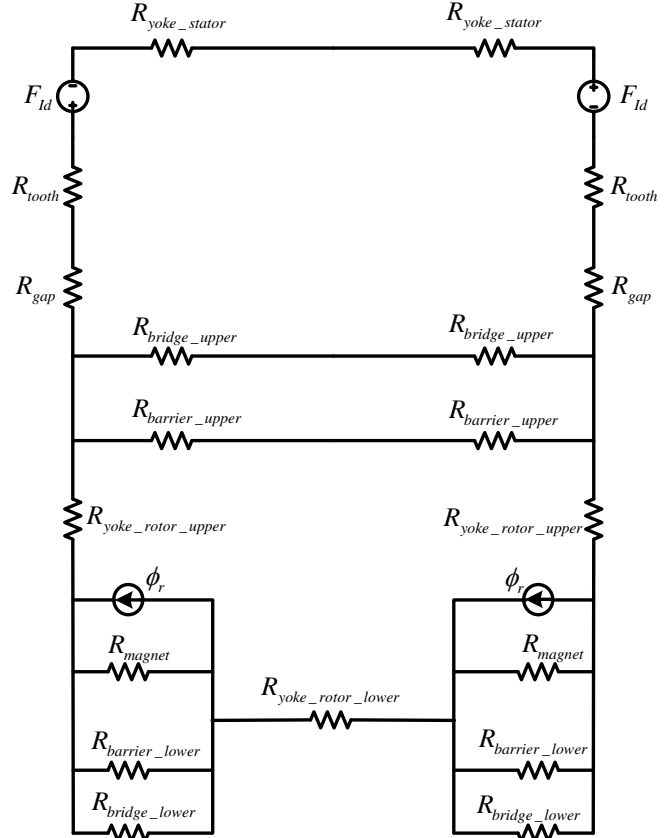
Mỗi khu vực đường từ thông đi qua tương ứng với một từ trở nhất định, các từ trở bao gồm: Từ trở gông stator ( $R_{yoke\_stator}$ ); từ trở răng stator ( $R_{tooth}$ ); từ trở khe hở không khí ( $R_{gap}$ ); từ trở cầu trên ( $R_{bridge\_upper}$ ); từ trở barrier trên ( $R_{barrier\_upper}$ ); từ trở gông rotor trên ( $R_{yoke\_rotor\_upper}$ ); từ trở nam châm ( $R_{magnet}$ ); từ trở gông rotor dưới ( $R_{yoke\_rotor\_lower}$ ); từ trở barrier dưới ( $R_{barrier\_lower}$ ); từ trở cầu dưới ( $R_{bridge\_lower}$ ). Các vùng này được thể hiện trong hình 9.



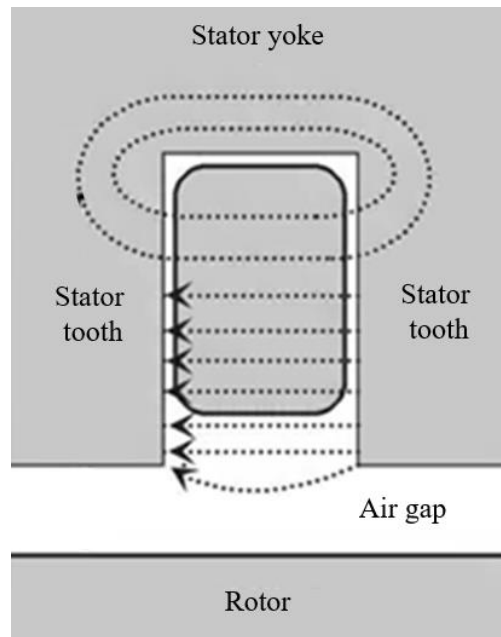
Hình 9: Ký hiệu các từ trở của đường từ thông trực d

Mạch từ trực d được xây dựng dựa vào đường đi từ thông trên trục d, thể hiện trong hình 10. Mạch từ trực d như hình 10 là mạch từ dạng đơn giản do đã lược bỏ thành phần tản trên răng stator. Mạch từ này thể hiện đúng đường đi từ thông chính và từ thông tản qua các vùng cầu trên, cầu dưới của từ thông trực d. Giá trị tính toán phụ thuộc nhiều vào độ chính xác của các từ trở, đặc biệt là từ trở tại các cầu (từ trở vùng xảy ra bão hòa từ). Hiện tượng tản tại răng stator được mô tả như hình 11. Hiện tượng này được mô hình hóa theo hình 12.

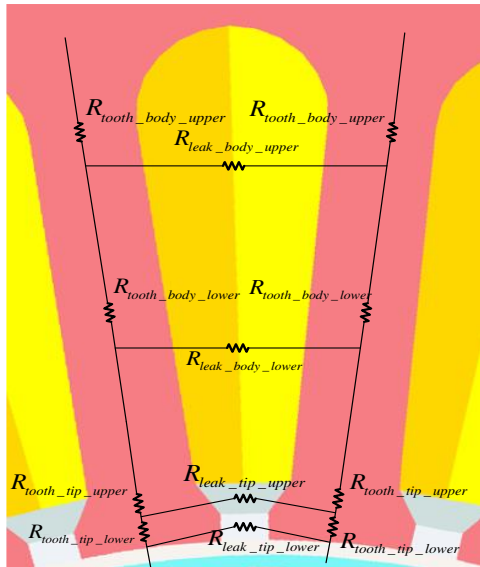
Thay vì mô hình hóa vùng răng của động cơ thành hai từ trở ( $R_{tooth}$ ) như hình 10, chúng ta chia răng thành các phần nhỏ hơn và các thành phần tản như hình 12. Mạch từ đầy đủ khi xét cả thành phần tản trên răng stator được thể hiện như hình 13.



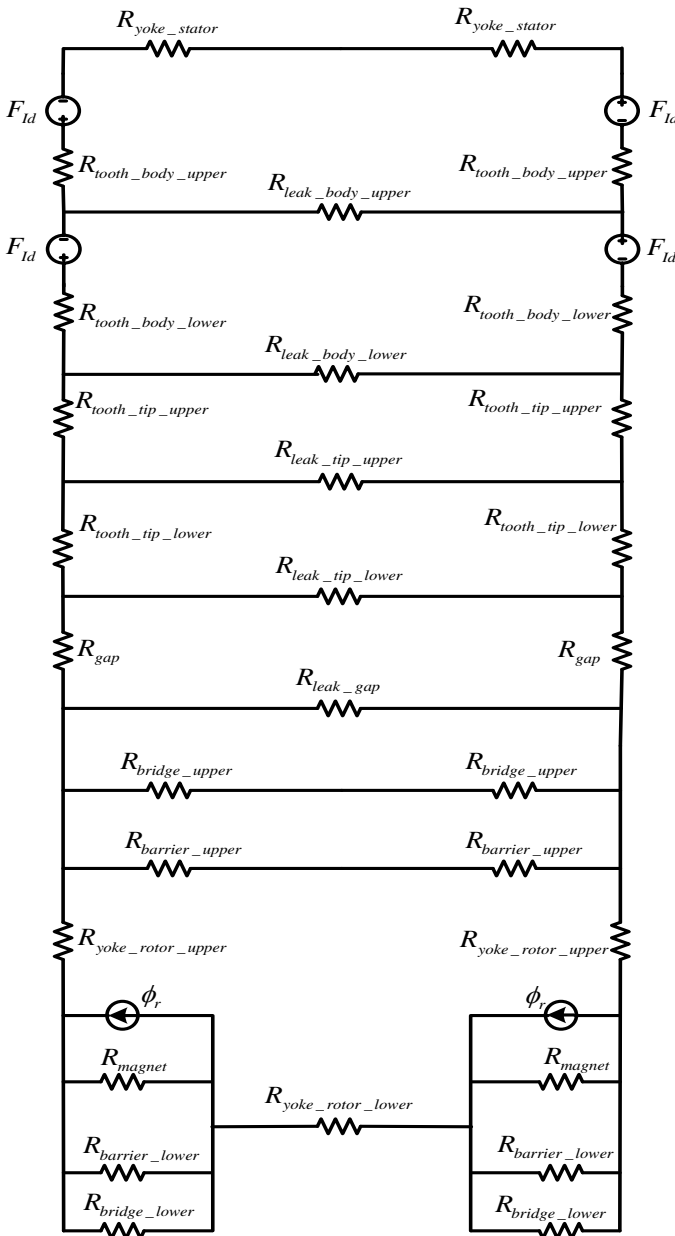
Hình 10: Mạch từ đơn giản trục d



Hình 11: Hiện tượng tản từ thông trên răng stator



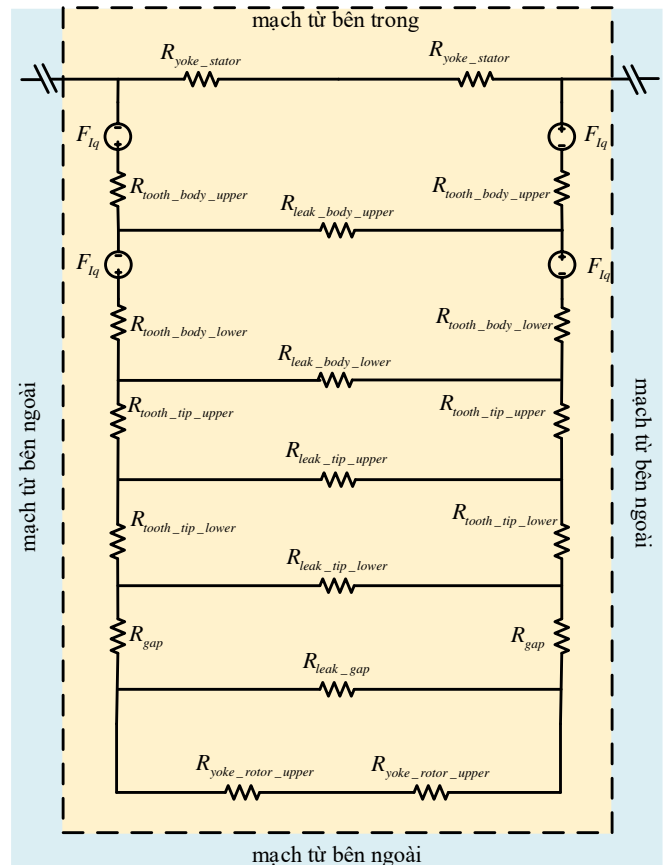
Hình 12: Mô hình hóa hiện tượng từ thông tản trên răng stator



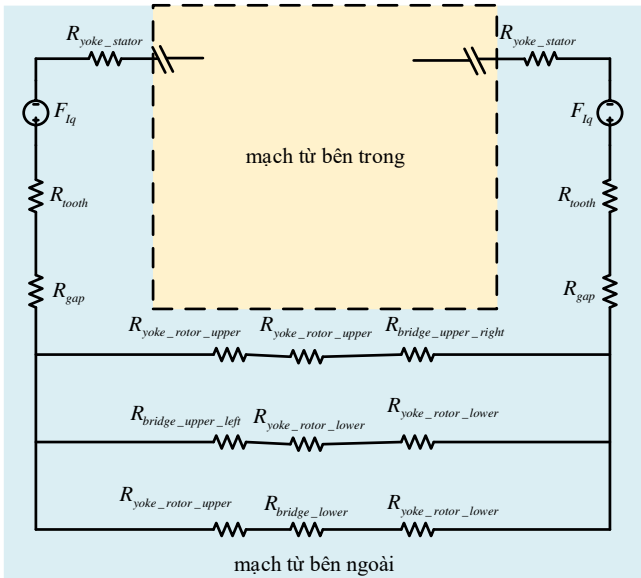
Hình 13: Mạch từ đầy đủ trục d

### 3.3. Xây dựng mạch từ trục q

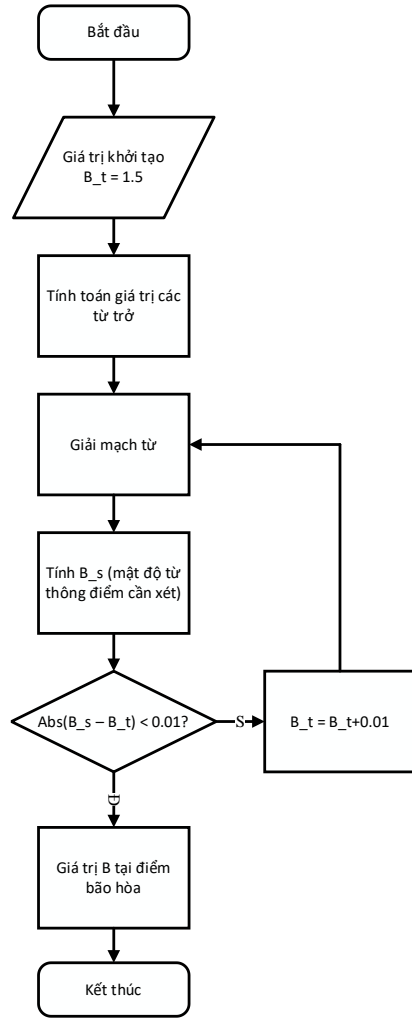
Tương tự như mạch từ trục d, mạch từ trục q cũng được xây dựng dựa trên đường từ thông trên trục q. Có thể mô hình hóa từ thông trên trục q của động cơ IPMSM dạng nam châm dạng V thành mạch từ tương đương như hình 14 và 15. Mạch từ trục q được chia làm hai vùng: vùng mạch từ bên trong (hình 14) và vùng mạch từ bên ngoài (hình 15). Tương ứng với 2 vùng là hai nguồn sinh từ riêng biệt. Khác với mạch từ trên trục d (do tính chất đường đi trên trục d mà chúng ta có thể gộp các đường từ thông thành một đường chính như trong mạch từ tương đương hình 13), mạch từ trên trục q phải chia thành 2 vùng với 2 nguồn từ được tính riêng và đường đi của từ thông trên mỗi vùng cũng khác nhau. Nếu gộp đường từ thông trên trục q thành một như trên trục d thì kết quả sẽ sai khác đáng kể do vùng mạch từ bên trong có từ trở nhỏ hơn nhiều so với vùng mạch từ bên ngoài nên từ thông có xu hướng đi qua vùng mạch từ bên trong nhiều hơn. Trong mạch từ tương đương trên trục d, do gộp các đường từ thông thành một đường nên  $R_{tooth}$  ở đây là sự tổng hợp của các răng mỗi bên: cụ thể trong động cơ 27 rãnh – 6 cực thì số răng trên mỗi cực là 4.5, do đó trên mạch từ trục d, mỗi  $R_{tooth}$  tương ứng với 2.75 răng. Trong mạch từ trục q, vùng màu vàng có  $R_{tooth}$  ứng với 1.5 răng, vùng màu xanh có  $R_{tooth}$  ứng với 0.75 răng. Sự phân chia này giúp chúng ta xác định được độ lớn của sức từ động trên mỗi nhánh.



Hình 14: Mạch từ trục q - vùng trong



Hình 15: Mạch từ trục q – vùng ngoài



Hình 17: Lưu đồ thuật toán tính mật độ từ thông tại điểm bão hòa từ

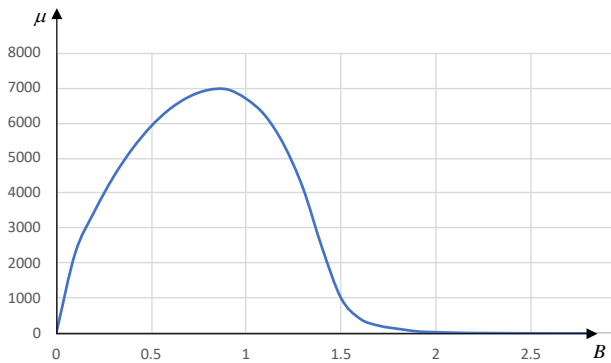
### 4. Giải mạch từ, tính toán điện cảm

#### 4.1. Giải mạch từ với hiện tượng bão hòa vật liệu từ

Từ trở của vật liệu dẫn từ được tính toán theo công thức:

$$R = \frac{l}{\mu \cdot \mu_0 \cdot S} \tag{1}$$

Trong đó:  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  là hằng số từ;  $\mu$  là độ từ thẩm của vật liệu;  $S$  là diện tích bề mặt vuông góc với đường sức từ;  $l$  là chiều dài của vật liệu dọc theo đường đi của đường sức từ.



Hình 16: Đường đặc tính độ từ thẩm tương đối của vật liệu lá thép kỹ thuật điện

Từ công thức (1), ta thấy giá trị từ trở phụ thuộc vào hệ số từ thẩm của vật liệu, độ dài đường đi của đường sức từ và diện tích bề mặt mà đường sức đi qua. Đối với vật liệu sắt từ, độ từ thẩm là giá trị thay đổi tùy thuộc vào lượng từ thông đi qua vùng vật liệu đó (hình 16). Khi vật liệu bị bão hòa từ, sự dẫn từ trong vật liệu đó bị giảm đi, thể hiện ở vùng có độ từ thẩm nhỏ và độ từ thẩm sẽ tiếp tục giảm nếu mật độ từ thông tăng. Trong tính toán mạch từ, chúng ta cần xác định chính xác mật độ từ thông ở những vùng bị bão hòa từ. Trong công bố này, nhóm nghiên cứu đề xuất thuật toán tính chính xác mật độ từ thông tại điểm có bão hòa, được diễn giải theo lưu đồ thuật toán trong hình 17.

#### 4.2. Giải mạch từ trên trục d

Nhằm đánh giá độ chính xác của mạch từ được đề xuất, nhóm nghiên cứu tiến hành giải mạch từ trục d theo nhiều kịch bản khác nhau, các kịch bản được thể hiện trong bảng 2, được chia làm 3 nhóm:

- Các kịch bản từ 1 đến 5: Từ dư nam châm  $B_r$  thay đổi, giá trị dòng điện và giá trị góc điều khiển bằng 0. Các kịch bản này để đánh giá sự chính xác của mạch từ đề xuất khi chỉ có nguồn sinh từ là nam châm.
- Các kịch bản từ 6 đến 8: Giá trị góc điều khiển thay đổi, giá trị từ dư của nam châm bằng 0 và giá trị dòng điện bằng 58A (giá trị dòng điện định mức). Các kịch bản này để đánh giá sự chính xác của mạch từ đề xuất khi chỉ có nguồn sinh từ là dòng điện.
- Các kịch bản từ 9 đến 11: Giá trị góc điều khiển thay đổi, giá trị từ dư của nam châm bằng 1.21 (T) và giá trị dòng điện bằng 58A. Các kịch bản này để đánh giá sự chính xác của mạch từ đề xuất khi có cả hai nguồn sinh từ.



**Bảng 2:** Các kịch bản tính toán cho mạch từ trực d

Kịch bản	Giá trị từ dư $B_r (T)$	Giá trị dòng điện $I_s (A)$	Giá trị góc điều khiển $\beta$ (độ)
KB 1	1.125	0	0
KB 2	1.21	0	0
KB 3	1.26	0	0
KB 4	1.31	0	0
KB 5	1.39	0	0
KB 6	0	58	90
KB 7	0	58	60
KB 8	0	58	30
KB 9	1.21	58	90
KB 10	1.21	58	60
KB 11	1.21	58	30

Điện cảm trực d được tính bằng công thức (tham chiếu trên hệ trục tọa độ d-q):

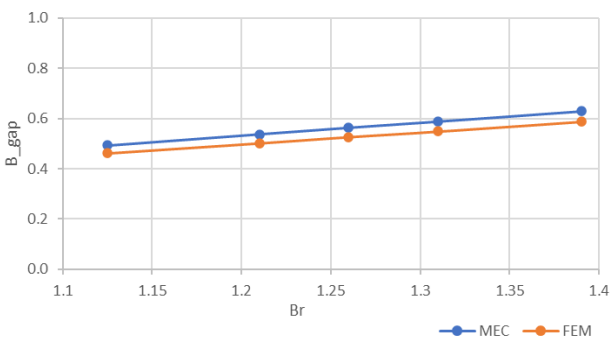
$$L_d = \frac{\phi_d - \phi_f}{I_d} = \frac{\phi_d - \phi_f}{I_s \cos \beta} \quad (2)$$

Với  $\phi_d$  là tổng từ thông liên kết trên trục d;  $\phi_f$  là từ thông liên kết trên trục d do nam châm sinh ra.  $I_s$  là giá trị dòng điện;  $\beta$  là góc điều khiển dòng điện.

Trong các kịch bản 1 – 5, với mục tiêu đánh giá độ chính xác của phương pháp MEC khi chỉ có nguồn sinh từ là nam châm, vì vậy dòng điện và góc điều khiển đều bằng 0. Kết quả điện cảm sẽ không được tính toán trong các kịch bản này. Thay vào đó, nhóm tác giả so sánh kết quả mật độ từ thông tại khe hở không khí ( $B_{gap}$ ) khi tính toán bằng phương pháp MEC và khi mô phỏng bằng phần mềm sử dụng phương pháp phần tử hữu hạn. Kết quả được thể hiện trong bảng 3 và hình 18.

**Bảng 3:** So sánh kết quả tính toán mật độ từ thông khe hở không khí giữa hai phương pháp MEC và FEM

Kịch bản	Mật độ từ thông khe hở không khí $B_{gap}$		
	MEC (T)	FEM (T)	Sai số (%)
KB 1	0.493	0.461	6.491
KB 2	0.538	0.502	6.691
KB 3	0.564	0.526	6.738
KB 4	0.589	0.549	6.791
KB 5	0.629	0.588	6.518



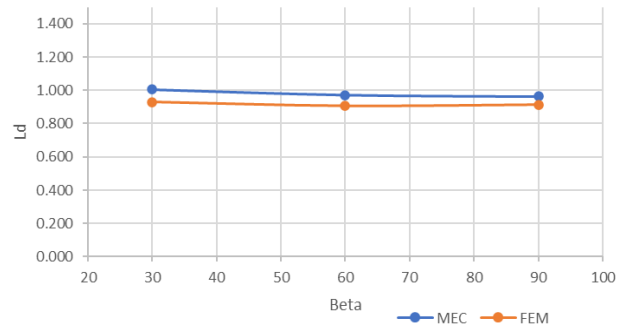
**Hình 18:** Sự thay đổi mật độ từ thông khe hở không khí theo từ dư của nam châm

Trong các kịch bản còn lại, nhóm tác giả so sánh từ thông liên kết trục d và điện cảm trên trục d giữa hai phương pháp MEC

và FEM. Kết quả được thể hiện trong bảng 4. Hình 19 thể hiện giá trị điện cảm trục d thay đổi theo góc điều khiển dòng điện trong điều kiện làm việc định mức của động cơ ( $I_s = 58A; B_r = 1.21T$ ).

**Bảng 4:** So sánh kết quả tính toán từ thông liên kết trục d và điện cảm trục d giữa hai phương pháp MEC và FEM

Kịch bản	Từ thông liên kết trục d $\phi_d$			Điện cảm trục d $L_d$		
	MEC (mWb)	FEM (mWb)	Sai số (%)	MEC (mWb)	FEM (mWb)	Sai số (%)
KB 6	88.093	92.105	4.356	1.074	1.123	4.363
KB 7	78.776	81.449	3.282	1.109	1.147	3.313
KB 8	53.162	49.953	6.036	1.296	1.218	6.019
KB 9	78.929	74.920	5.079	0.962	0.913	5.094
KB 10	69.020	64.400	6.694	0.972	0.907	6.687
KB 11	41.205	38.080	7.584	1.005	0.929	7.562



**Hình 19:** Giá trị điện cảm  $L_d$  tại các góc điều khiển khác nhau trong điều kiện làm việc định mức

Ta thấy, kết quả điện cảm trục d không có sự khác biệt quá lớn (nhỏ hơn 8%). Kết quả từ thông liên kết và mật độ từ thông trong các kịch bản khác nhau cũng tương đối giống nhau (chênh lệch không quá 8%).

### 4.3. Giải mạch từ trên trục q

Tương tự như trục d, nhằm đánh giá độ chính xác của mạch từ được đề xuất cho trục q, nhóm nghiên cứu tiến hành giải mạch từ trục q theo nhiều kịch bản khác nhau, các kịch bản được thể hiện trong bảng 5. Các kịch bản này có sự thay đổi khác nhau ở giá trị dòng điện và góc điều khiển dòng điện.

**Bảng 5:** Các kịch bản tính toán cho mạch từ trục q

Kịch bản	Giá trị dòng điện $I_s (A)$	Giá trị góc điều khiển $\beta$ (độ)
KB 1	58	0
KB 2	58	30
KB 3	58	60
KB 4	29	0
KB 5	29	30
KB 6	29	60

Điện cảm trực  $q$  được tính bằng công thức (tham chiếu trên hệ trục tọa độ d-q):

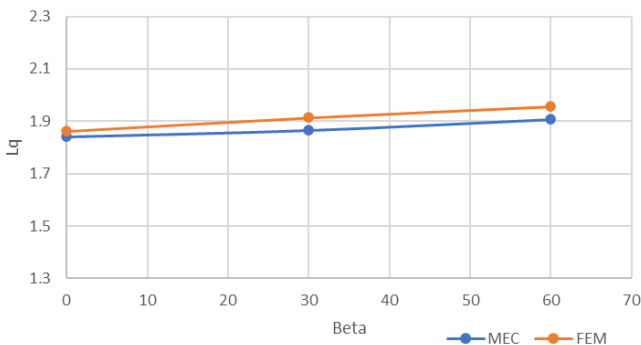
$$L_q = \frac{\phi_q}{I_q} = \frac{\phi_q}{I_s \sin \beta} \quad (3)$$

Với  $\phi_q$  là từ thông từ thông liên kết trên trục  $q$ .

Kết quả từ thông liên kết trục  $q$  và điện cảm trục  $q$  tính toán theo phương pháp MEC và được so sánh với phương pháp FEM trong bảng 6. Hình 20 thể hiện giá trị điện cảm trục  $q$  thay đổi theo góc điều khiển dòng điện trong điều kiện làm việc định mức của động cơ.

**Bảng 6:** So sánh kết quả tính toán từ thông liên kết trục  $q$  và điện cảm trục  $q$  giữa hai phương pháp MEC và FEM

Kích bản	Từ thông liên kết trục $q$			Điện cảm trục $q$ $L_q$		
	MEC (mWb)	FEM (mWb)	Sai số (%)	MEC (mWb)	FEM (mWb)	Sai số (%)
KB 1	151.005	152.717	1.121	1.841	1.862	1.128
KB 2	132.551	135.917	2.477	1.866	1.913	2.457
KB 3	78.247	80.214	2.452	1.908	1.956	2.454
KB 4	78.248	83.712	6.527	1.908	2.041	6.516
KB 5	67.830	71.802	5.532	1.910	2.022	5.539
KB 6	39.425	40.874	3.545	1.923	1.993	3.512



**Hình 20:** Giá trị điện cảm  $L_q$  tại các góc điều khiển khác nhau trong điều kiện làm việc định mức

Trên trục  $q$ , kết quả điện cảm và từ thông liên kết trong các kích bản khác nhau không khác biệt nhau quá 7%.

## 5. Kết luận

Trong công bố này, nhóm tác giả đã tính toán điện cảm  $L_d$ ,  $L_q$  của động cơ IPMSM bằng phương pháp mạch từ tương đương. Nhóm tác giả đã đề xuất một mạch từ tương đương mới, có khả năng mô hình hóa hiện tượng tản từ thông và hiện tượng bão hòa vật liệu từ. Mạch từ được đề xuất mang lại kết quả đáng tin cậy khi sự khác biệt với phương pháp phần tử hữu hạn là không nhiều. Bằng việc sử dụng mạch từ được đề xuất, chúng ta có thể tính toán điện cảm, từ thông nhanh hơn, tiết kiệm chi phí tính toán. Điều này mang lại lợi ích lớn khi muốn thiết kế nhanh một cấu hình động cơ sơ bộ hay khi thực hiện thiết kế tối ưu động cơ.

## References

- [1] Y. Hane, Y. Uchiyama, K. Nakamura. *Reluctance Network Model of Interior Permanent Magnet Motor with Polar Anisotropic Magnet*. Journal of the Magnetics Society of Japan 45(5):125-130, August 2021.
- [2] Attila Nyitrai, Miklós Kuczmann. *Magnetic equivalent circuit and finite element modelling of anisotropic rotor axial flux permanent magnet synchronous motors with fractional slot distributed winding*. IET Electric Power Applications, February 2023.
- [3] G. Y. Sizov, D. M. Ionel and N. A. O. Demerdash *Modeling and Parametric Design of Permanent-Magnet AC Machines Using Computationally Efficient Finite-Element Analysis*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, no. 6, pp. 2403-2413, June 2012
- [4] F. Parasiliti, M. Villani, S. Lucidi and F. Rinaldi *Finite-Element-Based Multiobjective Design Optimization Procedure of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors for Wide Constant-Power Region Operation*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, no. 6, pp. 2503-2514, June 2012
- [5] V. Ruuskanen, J. Nerg, J. Pyrhönen, S. Ruotsalainen and R. Kennel, *Drive Cycle Analysis of a Permanent-Magnet Traction Motor Based on Magnetostatic Finite-Element Analysis*. IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 64, no. 3, pp. 1249-1254, March 2015
- [6] H. Goto, H. -J. Guo and O. Ichinokura *A new magnetic matrix model of IPMSM*. IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, Glendale, AZ, USA, 2010, pp. 2207-2211
- [7] K. -D. Lee, J. Lee and H. -W. Lee *Inductance Calculation of Flux Concentrating Permanent Magnet Motor through Nonlinear Magnetic Equivalent Circuit*. IEEE Transactions on Magnetics, vol. 51, no. 11, pp. 1-4, Nov. 2015
- [8] Gerbaud, Laurent & Garbuio, Lauric & Emmanuel, Vinot & Reinbold, Vincent. (2015) *Optimal sizing of an electrical machine using a magnetic circuit model: Application to a hybrid electrical vehicle*. IET Electrical Systems in Transportation.
- [9] K. -C. Kim, J. Lee, H. J. Kim and D. -H. Koo *Multiobjective Optimal Design for Interior Permanent Magnet Synchronous Motor*. IEEE Transactions on Magnetics, vol. 45, no. 3, pp. 1780-1783, March 2009
- [10] S. Küttler, K. E. -K. Benkara, G. Friedrich, F. Vangraefschèpe and A. Abdelli *Analytical model taking into account the cross saturation for the optimal sizing of IPMSM*. 2012 XXth International Conference on Electrical Machines, Marseille, France, 2012, pp. 2779-2785
- [11] W. -H. Kim et al. *Inductance Calculation in IPMSM Considering Magnetic Saturation*. IEEE Transactions on Magnetics, vol. 50, no. 1, pp. 1-4, Jan. 2014
- [12] K. J. Meessen, P. Thelin, J. Soulard and E. A. Lomonova *Inductance Calculations of Permanent-Magnet Synchronous Machines Including Flux Change and Self- and Cross-Saturations*. IEEE Transactions on Magnetics, vol. 44, no. 10, pp. 2324-2331, Oct. 2008
- [13] Caballero D, Prieto B, Artetxe G, Elosegui I, Martinez-Iturralde M. *Node Mapping Criterion for Highly Saturated Interior PMSMs Using Magnetic Reluctance Network*. Energies. 2018

# Điều khiển chống dao động tải trọng cho hệ thống cầu trục dựa trên bộ quan sát trạng thái mở rộng

## Extended state observer-inspired robust controller for overhead crane payload tracking and anti-swinging problems

Nguyễn Văn Chung<sup>1</sup>, Lê Xuân Hiếu<sup>1</sup>, Nguyễn Danh Huy<sup>1</sup>, Nguyễn Tùng Lâm<sup>1</sup> và Lưu Thị Huế<sup>2,\*</sup>

<sup>1</sup>Đại học Bách Khoa Hà Nội

<sup>2</sup>Đại học Điện Lực

\*Corresponding author E-mail: [huelts@epu.edu.vn](mailto:huelts@epu.edu.vn)

### Abstract

This paper proposed a nonlinear three-dimension overhead crane with three moving including the moving of the cart along the x-axis and y-axis, the winding motion of the rope to track the load to the desired trajectory. However, there are a variety of uncertain components that affect the overhead crane system. Therefore, the extended state observer and the second-order sliding mode control are proposed to solve this problem. Moreover, the stabilization of the close-loop is also guaranteed through the Lyapunov function. Finally, the simulation and the comparison with other methods are provided to highlight the advantage quality of the observer and proposed control method.

**Keywords:** overhead cranes, three dimensions overhead crane, second-order sliding mode control, extended state observer

### Kí hiệu

Kí hiệu	Đơn vị	Mô tả
$x, y$	m	Vị trí của xe con chuyển động theo trục $x$ và trục $y$
$\phi, \theta$	rad	Góc xoay, góc lắc của tải trọng
$l$	m	Chiều dài của dây cáp
$m_x, m_y, m_l$	kg	Khối lượng tương đương của các bộ phận chuyển động theo các phương $x, y, l$ của xe con
$m$	kg	Khối lượng của tải trọng
$b_x, b_y$		Ma sát của xe đẩy theo các hướng chuyển động $x, y$
$b_l$		Ma sát trong của dây treo
$f_x, f_y, f_l$	N	Lực tác động lên trục $x$ , trục $y$ và lực tác động lên dây cáp tương ứng.

### Các từ viết tắt

OC	Overhead cranes
3-DOC	Three Dimension Overhead Crane
SMC	Sliding Mode Control
SO-SMC	Second-order Sliding Mode Control
ESO	Extended State Observer

### Tóm tắt

Bài báo này giới thiệu một hệ thống phi tuyến cầu trục ba chiều, với ba chuyển động gồm: chuyển động của xe đẩy theo trục  $x$  và trục  $y$ , chuyển động quấn dây nhằm di chuyển tải trọng tới vị trí mong muốn. Một bộ điều khiển trượt bậc hai kết hợp với bộ quan sát trạng thái mở rộng được đề xuất để giải quyết vấn đề bất định, nhiễu và ước lượng các trạng thái cho hệ thống cầu trục 3D phi tuyến. Bộ quan sát trạng thái mở rộng được trình bày và chứng minh hội tụ. Ngoài ra, bộ điều khiển trượt bậc hai cũng được phân tích và chứng minh ổn định trong hệ thống vòng kín. Cuối cùng, mô phỏng được thực hiện để kiểm tra chất lượng bộ quan sát, cũng như chứng minh hiệu quả của phương pháp đề xuất.

### 1. Giới thiệu

Cầu trục treo (OC) được sử dụng rộng rãi trong các nhà máy, công trường xây dựng để vận chuyển các tải trọng nặng trong không gian làm việc. Một hệ thống (OC) điển hình gồm một xe đẩy di chuyển trong mặt phẳng, tải trọng được treo vào xe đẩy thông qua hệ thống dây cáp. Điều khiển cho (OC) luôn yêu cầu chính xác để đảm bảo cầu trục hoạt động chính xác và an toàn. Do tải trọng của hệ thống thay đổi, sự lắc lư trong không gian ba chiều quanh các trục khác nhau, điều này làm tăng thêm sự phức tạp cho hệ thống. Vì thế hệ thống cầu trục là một hệ có mô hình bất định và phi tuyến. Các nghiên cứu về

điều khiển cho (OC) đã rất được quan tâm, một số công trình áp dụng các kỹ thuật điều khiển khác nhau đã được công bố, như bộ điều khiển thích nghi trong [4], [5] đã điều khiển tiệm cận vị trí của xe đẩy và ổn định góc lắc tải trọng khi hệ thống bất định về tham số và thiếu chính xác. Bộ điều khiển thích nghi dựa trên thụ động được trình bày trong [6], đảm bảo đầu vào – đầu ra của hệ thống kín ổn định và đảm bảo sai số quỹ đạo của tải trọng hội tụ về không theo hướng thẳng đứng và duy trì giới hạn theo hướng nằm ngang. Một phương pháp điều khiển khác được sử dụng rộng rãi cho hệ thống OC đó là bộ điều khiển trượt (SMC) do tính bền vững của bộ điều khiển đối với nhiễu ngoài tác động, trong bài [7] một sơ đồ điều khiển chống rung được thiết kế dựa trên điều khiển (SMC) để đáp ứng các yêu cầu nghiêm ngặt về góc xoay và điều khiển vị trí xe đẩy chính xác. Một bộ điều khiển (SMC) mới yêu cầu phản hồi trạng thái một phần [8] được thiết kế cho (OC) con lắc kép dựa trên động lực học phi tuyến tách rời được thực hiện dựa trên động lực học phi tuyến ban đầu. Một bộ điều khiển hỗn hợp được đề xuất trong [9] bởi Lê Anh Tuấn và các cộng sự kết hợp bộ điều khiển tuyến tính hóa phản hồi từng phần và bộ điều khiển (SMC). Bộ điều khiển tuyến tính hóa để triệt tiêu rung lắc, còn (SMC) sử dụng để nâng tải trọng.

Kỹ thuật điều khiển cầu trục còn được lấy cảm hứng từ sự phát triển của điều khiển bù ngược [10], [11], kỹ thuật điều khiển đã dựa trên bộ quan sát nhiễu được sử dụng để ước lượng và bù các tác động của nhiễu vào hệ thống. Một kỹ thuật điều khiển khác nữa cho hệ thống cầu trục hoạt động kém hiệu quả bằng phát triển phương pháp tái tạo nhiễu hoặc đầu vào chưa biết dựa trên bộ quan sát khoảng [12]. Bộ điều khiển (SMC) tích hợp với bộ quan sát nhiễu được đề xuất trong [13] đảm bảo hiệu suất điều khiển (OC) đạt yêu cầu khi (OC) làm việc trong điều kiện không thuận lợi, bộ quan sát nhiễu được thiết kế thêm cho cần trục để ước tính và sau đó loại bỏ ảnh hưởng của nhiễu. Bộ quan sát mờ kết hợp với bộ điều khiển (SMC) để ước lượng vùng chết của bộ truyền động và bất định của hệ thống được phát triển trong [14]. Trong [15] đề xuất phương pháp điều khiển phản hồi phi tuyến, cùng với bộ quan sát nhiễu thời gian hữu hạn, các nhiễu bất định sẽ bị suy giảm và loại bỏ bởi bộ quan sát nhiễu.

Với hệ thống (OC) một số biến trạng thái của hệ thống rất khó đo hoặc không đo được như góc lắc hay vận tốc lắc của con lắc... Bộ điều khiển (SMC) dựa trên bộ quan sát Luenberger để ước lượng các trạng thái của hệ thống cầu trục 3D được đề xuất trong [2]. Trong [16], [17] đề xuất hai bộ điều khiển bền vững phi tuyến làm giảm hiện tượng nhiễu của đầu ra và đầu ra nhanh chóng ổn định, đồng thời sử dụng bộ quan sát trạng thái để ước lượng vận tốc.

Như vậy có thể thấy các bộ quan sát ở trên chỉ làm một trong hai nhiệm vụ: một là ước lượng các biến trạng thái của hệ thống hoặc ước lượng nhiễu. Nhưng hệ thống luôn tồn tại đồng thời cả hai: hệ thống chịu sự tác động của nhiễu, mô hình bất định và một số biến trạng thái của hệ thống không đo được hoặc khó đo. Để khắc phục những hạn chế của các phương pháp điều khiển hệ thống cầu trục 3D với chiều dài cáp thay đổi, bài báo này đề xuất một phương pháp điều khiển trượt bậc hai kết hợp với bộ quan sát trạng thái mở rộng (ESO) để điều khiển xe con bám quỹ đạo mong muốn và chống rung lắc cho tải trọng, đồng thời nhiễu tổng và một số biến trạng thái của hệ thống được ước lượng. Điều này giúp hệ thống khử nhiễu và giảm chi phí cho bộ điều khiển khi hệ thống không cần sử dụng một số cảm biến. Bằng cách sử dụng cấu trúc này và so sánh nó với

các công trình có liên quan trước đó, đóng góp của bài viết có thể được tóm tắt như sau:

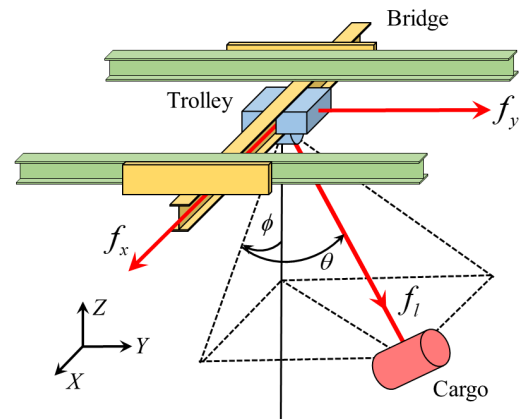
1. Bộ điều khiển trượt bậc hai làm giảm đáng kể hiện tượng chattering, đảm bảo xe con chuyển động bám theo quỹ đạo, đồng thời tải trọng được nâng với sự rung lắc nhỏ.
2. Các biến trạng thái của hệ thống khó đo hoặc không đo được được ước lượng, đồng thời nhiễu và bất định của hệ thống (nhiều tổng) cũng được ước lượng bằng bộ quan sát trạng thái mở rộng. Sự kết hợp giữa SO-SMC và ESO đảm bảo hệ thống bền vững và ổn định, đồng thời các biến trạng thái của hệ thống và nhiễu đều được ước lượng. Điều này làm giảm sự công kênh và giảm chi phí của hệ thống điều khiển.

Bài viết được cấu trúc như sau: Phần 2 trình bày mô hình động lực học của hệ thống và bộ quan sát trạng thái mở rộng. Bộ điều khiển SO-SMC được trình bày trong phần 3. Phần 4 các kết quả mô phỏng xác minh tính hiệu quả và độ tin cậy của phương pháp đề xuất. Cuối cùng kết luận, nhận xét được thảo luận trong phần 5.

## 2. Mô hình và bộ quan sát trạng thái mở rộng cho cầu trục 3D

### 2.1. Mô hình động lực học

Hệ thống cầu trục trong không gian ba chiều (3-DOC) gồm một con lắc đơn và một xe đẩy chuyển động được minh họa trong Hình 1. Theo phương pháp Euler-Lagrange, phương trình động lực học của 3-DOC được lập tương tự như trong [1] và [2] như sau:



Hình 1. Mô hình cầu trục trong không gian ba chiều.

$$\mathbf{M}(\mathbf{q})\ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{B}\dot{\mathbf{q}} + \mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})\dot{\mathbf{q}} + \mathbf{G}(\mathbf{q}) + \mathbf{D} = \mathbf{F} \quad (1)$$

trong đó  $\mathbf{q} = [x, y, l, \phi, \theta]^T$  là vectơ trạng thái;  $x, y$  là vị trí của xe con,  $l$  là chiều dài của dây,  $\phi, \theta$  là góc lắc của tải trọng theo các phương trục  $x$  và  $y$ .  $\mathbf{M}(\mathbf{q}) \in \mathcal{R}^{5 \times 5}$  là ma trận quán tính;  $\mathbf{B} \in \mathcal{R}^{5 \times 5}$  là ma trận hệ số tắt dần;  $\mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) \in \mathcal{R}^{5 \times 5}$  là ma trận tương hỗ và ly tâm;  $\mathbf{G}(\mathbf{q}) \in \mathcal{R}^{5 \times 1}$  biểu thị véc tơ lực trọng trường;  $\mathbf{D} \in \mathcal{R}^{5 \times 1}$  là véc tơ nhiễu tác động vào hệ thống;  $\mathbf{F} = [f_x, f_y, f_l, 0, 0]^T$  là lực tác động lên hệ thống. Các ma trận và véc tơ trong phương trình (1) được xác định như sau:

$$\mathbf{M}(\mathbf{q}) = \begin{bmatrix} m_{11} & 0 & m_{13} & m_{14} & m_{15} \\ 0 & m_{22} & m_{23} & 0 & m_{25} \\ m_{31} & m_{32} & m_{33} & 0 & 0 \\ m_{41} & 0 & 0 & m_{44} & 0 \\ m_{51} & m_{52} & 0 & 0 & m_{55} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} b_x & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & b_y & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b_l & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & c_{13} & c_{14} & c_{15} \\ 0 & 0 & c_{23} & 0 & c_{25} \\ 0 & 0 & 0 & c_{34} & c_{35} \\ 0 & 0 & c_{43} & m_{44} & m_{45} \\ 0 & 0 & c_{53} & m_{54} & m_{55} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{G}(\mathbf{q}) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ g_3 \\ g_4 \\ g_5 \end{bmatrix}.$$

Các hệ số của  $\mathbf{M}(\mathbf{q})$  được cho bởi:

$$m_{11} = m_x + m; m_{13} = m_{31} = m \sin \phi \cos \theta;$$

$$m_{14} = m_{41} = ml \cos \phi \cos \theta; m_{15} = m_{51} = -ml \sin \phi \sin \theta;$$

$$m_{22} = m_y + m; m_{23} = m_{32} = m \sin \theta; m_{25} = m_{52} = ml \cos \theta;$$

$$m_{33} = m_l + m; m_{44} = ml^2 \cos^2 \theta. m_{55} = ml^2;$$

Các hệ số của ma trận  $\mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})$ :

$$c_{13} = m \cos \phi \cos \theta \dot{\phi} - m \sin \phi \sin \theta \dot{\theta},$$

$$c_{14} = m \cos \phi \cos \theta \dot{l} - ml \cos \phi \sin \theta \dot{\theta} - ml \sin \phi \cos \theta \dot{\phi};$$

$$c_{15} = -ml \cos \phi \sin \theta \dot{\phi} - m \sin \phi \sin \theta \dot{l} - ml \sin \phi \cos \theta \dot{\theta};$$

$$c_{23} = m \cos \theta \dot{\theta}; c_{25} = m \cos \theta \dot{l} - ml \sin \theta \dot{\theta};$$

$$c_{34} = -ml \cos^2 \theta; c_{35} = -ml \dot{\theta};$$

$$c_{43} = ml \cos^2 \theta \dot{\phi}; c_{44} = ml \cos^2 \theta \dot{l} - ml^2 \cos \theta \sin \theta \dot{\theta};$$

$$c_{45} = -ml^2 \cos \theta \sin \theta \dot{\phi};$$

$$c_{53} = ml \dot{\theta}; c_{54} = ml^2 \cos \theta \sin \theta \dot{\theta}; c_{55} = m \dot{l}$$

Véc tơ  $\mathbf{G}(\mathbf{q})$  có các hệ số khác không và bằng:

$$g_3 = -mg \cos \phi \cos \theta; g_4 = mgl \sin \phi \cos \theta; g_5 = mgl \cos \phi \sin \theta$$

Cuối cùng  $\mathbf{D}$  là nhiễu không xác định tác động vào hệ thống:

$$\mathbf{D} = [d_x, d_y, d_l, d_\phi, d_\theta]^T.$$

## 2.2. Bộ quan sát trạng thái

Trong hệ thống 3-DOC phi tuyến một số biến trạng thái rất khó đo được hoặc không thể đo được như vận tốc của góc lắc. Trong khi đó các biến trạng thái này luôn cần được biết khi thiết kế điều khiển cho hệ thống. Vì vậy bộ quan sát trạng thái mở rộng (ESO) được thiết kế không những quan sát các biến trạng thái mà còn ước lượng thành phần phi tuyến bất định và nhiễu của hệ thống.

Các biến trạng thái của bộ quan sát được định nghĩa như sau:

$$\mathbf{x}_1 = \mathbf{q}; \quad \mathbf{x}_2 = \dot{\mathbf{q}} \quad (2)$$

Từ phương trình (1), phương trình động lực học của hệ thống được viết lại dưới dạng biến trạng thái như sau:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_1 = \mathbf{q} \\ \dot{\mathbf{x}}_2 = \dot{\mathbf{x}}_1 \\ \dot{\mathbf{x}}_3 = \mathbf{M}^{-1}(\mathbf{q})\mathbf{F} - \mathbf{M}^{-1}(\mathbf{q})(\mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})\dot{\mathbf{q}} + \mathbf{G}(\mathbf{q}) + \mathbf{B}\dot{\mathbf{q}} + \mathbf{D}) \end{cases} \quad (3)$$

Đặt  $f(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}, \mathbf{t}) = -\mathbf{M}^{-1}(\mathbf{q})(\mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})\dot{\mathbf{q}} + \mathbf{G}(\mathbf{q}) + \mathbf{B}\dot{\mathbf{q}} + \mathbf{D})$ , véc tơ phi tuyến  $f(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}, \mathbf{t}) \in \mathcal{R}^{5 \times 1}$  bao gồm cả thành phần bất định và nhiễu tác động vào hệ thống được gọi chung là nhiễu tổng. Lúc này, nhiễu tổng được coi là một trạng thái mở rộng trong bộ ESO, đặt  $f(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}, \mathbf{t}) = \mathbf{x}_3$ .

**Giả thiết 1:** Giả thiết rằng nhiễu tổng  $f(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}, \mathbf{t})$  và các đạo hàm của nó là liên tục và bị chặn.

Phương trình trạng thái (3) được viết lại thành:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_1 = \mathbf{x}_2 \\ \dot{\mathbf{x}}_2 = \mathbf{x}_3 + \mathbf{M}^{-1}(\mathbf{q})\mathbf{F} \\ \dot{\mathbf{x}}_3 = \zeta(t) \end{cases} \quad (4)$$

Trong đó  $\zeta(t)$  là đạo hàm của hàm  $f(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}, \mathbf{t})$ . Biến trạng thái  $\mathbf{z}_i$  được định nghĩa là biến quan sát của  $\mathbf{x}_i$ , ( $i = 1 - 3$ ). Do đó, sai số quan sát được xác định:  $\mathbf{e}_i = \mathbf{z}_i - \mathbf{x}_i$ . Dựa trên phương trình (4), phương trình trạng thái của hệ thống được viết theo bộ ESO trong [18] như sau:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{z}}_1 = \mathbf{z}_2 - \Lambda_1 \mathbf{e}_1 \\ \dot{\mathbf{z}}_2 = \mathbf{z}_3 + \mathbf{M}^{-1}(\mathbf{q})\mathbf{F} - \Lambda_2 Fal_1 \\ \dot{\mathbf{z}}_3 = -\Lambda_3 Fal_2 \end{cases} \quad (5)$$

Trong đó  $\Lambda_1, \Lambda_2, \Lambda_3$  là ma trận xác định dương có số chiều là  $5 \times 5$ .  $Fal_1$  và  $Fal_2$  là hàm của  $\mathbf{e}_1$  được định nghĩa bởi:

$$Fal_1(\mathbf{e}_1, \gamma_1, \delta) = \begin{cases} \frac{\mathbf{e}_1}{\delta^{1-\gamma_1}}, & \max |\mathbf{e}_1| \leq \delta \\ |\mathbf{e}_1|^{\gamma_1} \text{sign}(\mathbf{e}_1), & \max |\mathbf{e}_1| > \delta \end{cases}$$

$$Fal_2(\mathbf{e}_1, \gamma_2, \delta) = \begin{cases} \frac{\mathbf{e}_1}{\delta^{1-\gamma_2}}, & \max |\mathbf{e}_1| \leq \delta \\ |\mathbf{e}_1|^{\gamma_2} \text{sign}(\mathbf{e}_1), & \max |\mathbf{e}_1| > \delta \end{cases}$$

trong đó  $\delta, \gamma_1, \gamma_2$  là các hằng số dương thỏa mãn  $\gamma_1 \in (0, 1)$  and  $\gamma_2 \in (0, 1)$

Sự hội tụ của ESO có được từ sai số của hệ thống, được xây dựng từ phương trình (4) và (5). Để thuận lợi cho việc tính toán, coi  $\mathbf{F}$  trong ESO (5) không thay đổi với hệ thống (4). Sai số quan sát thu được như sau:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{e}}_1 = \mathbf{e}_2 - \Lambda_1 \mathbf{e}_1 \\ \dot{\mathbf{e}}_2 = \mathbf{e}_3 - \Lambda_2 Fal_1 \\ \dot{\mathbf{e}}_3 = -\zeta(t) - \Lambda_3 Fal_2 \end{cases} \quad (6)$$

**Định lý 1:** Sai số quan sát  $\mathbf{e}_i$  của hệ thống được xem xét dưới giả thiết 1, nếu các hệ số trong ma trận  $\Lambda_1$  đủ lớn sao cho  $\min(\text{diag}(\Lambda_1)) > \bar{K} (\|\text{diag}(\Lambda_2)\|_\infty + \|\text{diag}(\Lambda_3)\|_\infty + 3)$  thì sai số quan sát sẽ hội tụ tiệm cận về 0.

*Chứng minh.* Xem xét tính ổn định của ESO theo tiêu chuẩn ổn định Lyapunov, hàm Lyapunov được đề xuất như sau:

$$V_{eso} = \frac{1}{2} \mathbf{e}_1^T \mathbf{e}_1 + \frac{1}{2} \mathbf{e}_2^T \mathbf{e}_2 + \frac{1}{2} \mathbf{e}_3^T \mathbf{e}_3 \quad (7)$$

Đạo hàm phương trình (7) được tính như sau:

$$\dot{V}_{eso} = \mathbf{e}_1^T \dot{\mathbf{e}}_1 + \mathbf{e}_2^T \dot{\mathbf{e}}_2 + \mathbf{e}_3^T \dot{\mathbf{e}}_3 \quad (8)$$

Thế (6) vào (8), ta có được đạo hàm hàm Lyapunov như sau:

$$\dot{V}_{eso} = -\mathbf{e}_1^T \Lambda_1 \mathbf{e}_1 + \mathbf{e}_1^T \mathbf{e}_2 - \mathbf{e}_2^T \Lambda_2 Fal_1 - \mathbf{e}_3^T \Lambda_3 Fal_2 + \mathbf{e}_2^T \mathbf{e}_3 - \mathbf{e}_3^T \zeta(t) \quad (9)$$

Ta có  $Fal_1$  và  $Fal_2$  là hàm bậc nhất theo  $\mathbf{e}_1$ . Đặt  $\Psi = [\mathbf{e}_1^T, \mathbf{e}_2^T, \mathbf{e}_3^T, \zeta^T(t)]^T$  thì  $\mathbf{e}_1^T \mathbf{e}_2 - \mathbf{e}_2^T \Lambda_2 Fal_1 - \mathbf{e}_3^T \Lambda_3 Fal_2 + \mathbf{e}_2^T \mathbf{e}_3 - \mathbf{e}_3^T \zeta(t) < \bar{K} (\|\text{diag}(\Lambda_2)\|_\infty + \|\text{diag}(\Lambda_3)\|_\infty + 3) \|\Psi\|_\infty^2$  với  $\bar{K}$  là hằng số dương lớn hơn 1 và  $\mathbf{e}_1^T \Lambda_1 \mathbf{e}_1 < \|\text{diag}(\Lambda_1)\|_\infty \|\Psi\|_\infty^2$ . Nếu các hệ số trong ma trận  $\Lambda_1$  được chọn đủ lớn sao cho  $\min(\text{diag}(\Lambda_1)) > \bar{K} (\|\text{diag}(\Lambda_2)\|_\infty + \|\text{diag}(\Lambda_3)\|_\infty + 3)$  thì sẽ tồn tại  $\dot{V}_{eso} < 0$ . Vì vậy, sai số quan sát hội tụ về không, và tính ổn định của ESO đã được chứng minh.  $\square$

### 3. Bộ điều khiển trượt bậc hai dựa trên ESO cho hệ thống cầu trục

Trong phần này, lực tác dụng lên hệ thống được định nghĩa:  $\mathbf{F}_a = [f_x, f_y, f_l]^T$ . Hệ thống lấy các biến trạng thái được ước lượng bằng bộ quan sát (5) phản hồi lại cho bộ điều khiển, tín hiệu điều khiển  $\mathbf{F}_a$  được xác định đảm bảo tính ổn định cho hệ thống cầu trục 3D. Hệ thống cầu trục 3D là hệ thống thiếu cơ cấp chấp hành, có ba tín hiệu điều khiển là  $f_x, f_y, f_l$ , trong khi đó lại có năm biến cần điều khiển là  $x, y, l, \phi, \theta$ . Vì vậy để điều khiển hệ thống cần viết lại phương trình động lực học (1) dưới dạng hai phương trình: một phương trình đủ cơ cấp chấp hành, còn một phương trình thiếu cơ cấp chấp hành. Hai phương trình đó được viết dưới dạng sau:

$$\mathbf{M}_{a1}(\mathbf{q})\ddot{\mathbf{q}}_a + \mathbf{M}_{u1}(\mathbf{q})\ddot{\mathbf{q}}_u + \mathbf{D}_{a1}\dot{\mathbf{q}}_a + \mathbf{C}_{a1}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})\dot{\mathbf{q}}_a + \mathbf{C}_{u1}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}_u)\dot{\mathbf{q}}_u + \mathbf{G}_1(\mathbf{q}) = \mathbf{F}_a \quad (10)$$

$$\mathbf{M}_{a2}(\mathbf{q})\ddot{\mathbf{q}}_a + \mathbf{M}_{u2}(\mathbf{q})\ddot{\mathbf{q}}_u + \mathbf{C}_{a2}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})\dot{\mathbf{q}}_a + \mathbf{C}_{u2}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}_u)\dot{\mathbf{q}}_u + \mathbf{G}_2(\mathbf{q}) = \mathbf{0} \quad (11)$$

trong đó:  $\mathbf{q}_a = [x, y, l]^T$ ;  $\mathbf{q}_u = [\phi, \theta]^T$

$$\mathbf{M}_{a1}(\mathbf{q}) = \begin{bmatrix} m_{11} & 0 & m_{13} \\ 0 & m_{22} & m_{23} \\ m_{31} & m_{32} & m_{33} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{M}_{u1}(\mathbf{q}) = \begin{bmatrix} m_{14} & m_{15} \\ 0 & m_{25} \\ 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{M}_{a2}(\mathbf{q}) = \begin{bmatrix} m_{41} & 0 & 0 \\ m_{51} & m_{52} & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{M}_{u2}(\mathbf{q}) = \begin{bmatrix} m_{44} & 0 \\ 0 & m_{55} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{C}_{a1}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & c_{13} \\ 0 & 0 & c_{23} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{C}_{u1}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}_u) = \begin{bmatrix} c_{14} & c_{15} \\ 0 & c_{25} \\ c_{34} & c_{35} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{C}_{a2}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & c_{43} \\ 0 & 0 & c_{53} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{C}_{u2}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}_u) = \begin{bmatrix} c_{44} & c_{45} \\ c_{54} & c_{55} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{D}_{a1} = \begin{bmatrix} b_x & 0 & 0 \\ 0 & b_y & 0 \\ 0 & 0 & b_l \end{bmatrix}; \quad \mathbf{G}_1(\mathbf{q}) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ g_3 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{G}_2(\mathbf{q}) = \begin{bmatrix} g_4 \\ g_5 \end{bmatrix}.$$

Thế phương trình (11) vào phương trình (10), các biến trạng thái đầy đủ cơ cấp chấp hành có thể viết dưới dạng phương trình:

$$\overline{\mathbf{M}}(\mathbf{q})\ddot{\mathbf{q}}_a + \overline{\mathbf{C}}_1(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})\dot{\mathbf{q}}_a + \overline{\mathbf{C}}_2(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})\dot{\mathbf{q}}_u + \overline{\mathbf{G}}(\mathbf{q}) = \mathbf{F}_a \quad (12)$$

trong đó:

$$\overline{\mathbf{M}}(\mathbf{q}) = \mathbf{M}_{a1}(\mathbf{q}) - \mathbf{M}_{u1}^{-1}(\mathbf{q})\mathbf{M}_{u2}(\mathbf{q})\mathbf{M}_{a2}(\mathbf{q});$$

$$\overline{\mathbf{C}}_1(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) = \mathbf{D}_{a1} + \mathbf{C}_{a1}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) - \mathbf{M}_{u1}(\mathbf{q})\mathbf{M}_{u2}^{-1}(\mathbf{q})\mathbf{C}_{a2}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}});$$

$$\overline{\mathbf{C}}_2(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) = \mathbf{C}_{u1}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) - \mathbf{M}_{u1}(\mathbf{q})\mathbf{M}_{u2}^{-1}(\mathbf{q})\mathbf{C}_{u2}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}});$$

$$\overline{\mathbf{G}}(\mathbf{q}) = \mathbf{G}_1(\mathbf{q}) - \mathbf{M}_{u1}(\mathbf{q})\mathbf{M}_{u2}^{-1}(\mathbf{q})\mathbf{G}_2(\mathbf{q}).$$

Theo giả thiết 1 thì nhiễu tổng của hệ thống liên tục và bị chặn vì vậy tất cả các ma trận  $\overline{\mathbf{M}}(\mathbf{q})$ ,  $\overline{\mathbf{C}}_1(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})$ ,  $\overline{\mathbf{C}}_2(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})$ ,  $\overline{\mathbf{G}}(\mathbf{q})$  liên tục và bị chặn.

Định nghĩa  $\mathbf{q}_{ad} = [x_r, y_r, l_r]^T$  và  $\mathbf{q}_{ud} = [\phi_r, \theta_r] = [0, 0]^T$  là vị trí và góc lắc mong muốn của hệ thống;  $\mathbf{z}_a = [\mathbf{z}_1(1), \mathbf{z}_1(2), \mathbf{z}_1(3)]^T$ ,  $\mathbf{z}_u = [\mathbf{z}_1(4), \mathbf{z}_1(5)]^T$  và  $\mathbf{z}_{3a} = [\mathbf{z}_3(1), \mathbf{z}_3(2), \mathbf{z}_3(3)]^T$ . Ta có  $\mathbf{z}_a$  là ước lượng của  $\mathbf{q}_a$ ,  $\mathbf{z}_u$  là ước lượng của  $\mathbf{q}_u$ , và  $\mathbf{z}_{3a}$  là ước lượng của nhiễu tổng  $\overline{\mathbf{M}}(\mathbf{q})^{-1}[-\overline{\mathbf{C}}_1(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})\dot{\mathbf{q}}_a - \overline{\mathbf{C}}_2(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})\dot{\mathbf{q}}_u - \overline{\mathbf{G}}(\mathbf{q}) - \mathbf{D}_{a1}]$ .

Để xây dựng thuật toán SO-SMC dựa trên ESO, trước hết mặt trượt bậc một được xác định:

$$\mathbf{s}_0 = \dot{\mathbf{q}}_a + \alpha\ddot{\mathbf{q}}_a + \beta\ddot{\mathbf{q}}_u \quad (13)$$

với  $\ddot{\mathbf{q}}_a = \mathbf{q}_a - \mathbf{q}_{ad}$  và  $\ddot{\mathbf{q}}_u = \mathbf{q}_u - \mathbf{q}_{ud}$  là các véc tơ sai số. Do  $\mathbf{q}_{ud} = [0, 0]^T$  vì vậy  $\ddot{\mathbf{q}}_u = \mathbf{q}_u$ . Các tham số  $\alpha = \text{diag}(\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3)$

và  $\beta = \begin{bmatrix} \beta_1 & 0 & 0 \\ 0 & \beta_2 & 0 \end{bmatrix}^T$  là các ma trận xác định dương.

Đạo hàm mặt trượt (13) theo thời gian ta có:

$$\dot{\mathbf{s}}_0 = \ddot{\mathbf{q}}_a + \alpha\ddot{\dot{\mathbf{q}}}_a + \beta\ddot{\dot{\mathbf{q}}}_u \quad (14)$$

Ước lượng mặt trượt dựa trên ESO, biến trạng thái  $\mathbf{z}_a$  và  $\mathbf{z}_u$  được định nghĩa như sau:

$$\hat{\mathbf{s}}_0 = (\dot{\mathbf{z}}_a - \dot{\mathbf{q}}_{ar}) + \alpha(\mathbf{z}_a - \mathbf{q}_{ar}) + \beta(\mathbf{z}_u - \mathbf{q}_{ur}) \quad (15)$$

Biến trạng  $\dot{\mathbf{q}}$  không đo được và bộ điều khiển lấy giá trị ước lượng của  $\dot{\mathbf{q}}$  là  $\mathbf{z}_2$  từ bộ quan sát để tính toán cho tín hiệu điều khiển cho 3DOC. Sai số quan sát:  $\mathbf{e}_a = \mathbf{z}_a - \mathbf{q}_a = [e_1(1), e_1(2), e_1(3)]^T$  and  $\mathbf{e}_u = \mathbf{z}_u - \mathbf{q}_u = [e_1(4), e_1(5)]^T$ , Ước lượng mặt trượt dựa trên ESO được viết lại như sau:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{s}}_0 &= (\dot{\mathbf{z}}_a - \dot{\mathbf{q}}_{ar}) + \alpha(\mathbf{z}_a - \mathbf{q}_{ar}) + \beta(\mathbf{z}_u - \mathbf{q}_{ur}) \\ &= (\dot{\mathbf{z}}_a - \dot{\mathbf{q}}_a) + \alpha(\mathbf{z}_a - \mathbf{q}_a) + \beta(\mathbf{z}_u - \mathbf{q}_u) + (\dot{\mathbf{q}}_a - \dot{\mathbf{q}}_{ar}) \\ &\quad + \alpha(\mathbf{q}_a - \mathbf{q}_{ar}) + \beta(\mathbf{q}_u - \mathbf{q}_{ur}) \\ &= \dot{\mathbf{e}}_a + \alpha\mathbf{e}_a + \beta\mathbf{e}_u + \dot{\mathbf{q}}_a + \alpha\ddot{\mathbf{q}}_a + \beta\ddot{\mathbf{q}}_u \\ &= \mathbf{e}_{2a} - \Lambda_1\mathbf{e}_a + \alpha\mathbf{e}_a + \beta\mathbf{e}_u + \mathbf{s}_0 \\ &= \mathbf{e}_{2a} + (\alpha - \Lambda_{1a})\mathbf{e}_a + \beta\mathbf{e}_u + \mathbf{s}_0 \end{aligned} \quad (16)$$

Đạo hàm của ước lượng mặt trượt theo thời gian được xác định:

$$\dot{\hat{\mathbf{s}}}_0 = (\dot{\mathbf{z}}_a - \dot{\mathbf{q}}_{ar}) + \alpha(\dot{\mathbf{z}}_a - \dot{\mathbf{q}}_{ar}) + \beta(\dot{\mathbf{z}}_u - \dot{\mathbf{q}}_{ur}) \quad (17)$$

Hơn nữa, lưu ý rằng  $\dot{\mathbf{z}}_a = \dot{\mathbf{e}}_a + \dot{\mathbf{x}}_a = \mathbf{e}_{2a} + \dot{\mathbf{q}}_a = \mathbf{e}_{3a} - \Lambda_{2a}Fal_{1a} + \dot{\mathbf{q}}_a$ , với  $\mathbf{e}_{2a}$ ,  $\mathbf{e}_{3a}$ ,  $\Lambda_{2a}$ ,  $Fal_{1a}$  là ba phần tử đầu tiên của  $\mathbf{e}_2$ ,  $\mathbf{e}_3$ ,  $\Lambda_2$ ,  $Fal_1$  tương ứng được lấy từ phương trình (6).

Lúc này, luật điều khiển SO-SMC dựa trên ESO được xây dựng như sau:

$$\begin{aligned} \mathbf{F}_a &= -\mathbf{K}\text{sign}(\hat{\mathbf{s}}_0) - \overline{\mathbf{M}}(\mathbf{q}) \left[ \mathbf{z}_{3a} + 2\alpha(\dot{\mathbf{z}}_a - \dot{\mathbf{q}}_{ar}) - \ddot{\mathbf{q}}_{ar} \right. \\ &\quad \left. + \alpha^T \alpha(\mathbf{z}_a - \mathbf{q}_{ar}) + \beta(\dot{\mathbf{z}}_u - \dot{\mathbf{q}}_{ur}) + \alpha\beta(\mathbf{z}_u - \mathbf{q}_{ur}) \right] \end{aligned} \quad (18)$$

trong đó  $\mathbf{z}_a = [\mathbf{z}_1(1), \mathbf{z}_1(2), \mathbf{z}_1(3)]^T$  là biến ước lượng của  $\mathbf{q}_a$  và  $\mathbf{z}_u = [\mathbf{z}_1(4), \mathbf{z}_1(5)]^T$  là biến ước lượng của  $\mathbf{q}_u$ ,  $\dot{\mathbf{z}}_a = [\mathbf{z}_2(1), \mathbf{z}_2(2), \mathbf{z}_2(3)]^T$  là biến ước lượng của  $\dot{\mathbf{q}}_a$  và  $\dot{\mathbf{z}}_u = [\mathbf{z}_2(4), \mathbf{z}_2(5)]^T$  là biến ước lượng của  $\dot{\mathbf{q}}_u$ ,  $\mathbf{z}_{3a} = [\mathbf{z}_3(1), \mathbf{z}_3(2), \mathbf{z}_3(3)]$  là biến ước lượng của nhiễu tổng được xác định dựa trên bộ quan sát trạng thái mở rộng (5);  $\mathbf{K} = \text{diag}(k_1, k_2, k_3)$  là ma trận hằng số xác định dương.

Luật điều khiển (18) bao gồm hai thành phần: Thành phần thứ nhất  $\mathbf{K}\text{sign}(\mathbf{s}_0)$  có tác dụng giúp quỹ đạo của cầu trục 3D bám theo quỹ đạo đặt dạng mặt trượt; thành phần thứ hai là phần còn lại sẽ giúp các biến trạng thái tiến tới mặt trượt.

**Định lý 2:** Bộ điều khiển SO-SMC được xem xét dưới giả thiết 1, nếu các tham số điều khiển  $\alpha$  được chọn đủ lớn sao cho  $\min(\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3) > (\|\text{diag}(\Lambda_{1a})\|_\infty + 2 + \max(\beta_1, \beta_2))$  thì bộ điều khiển SO-SMC dựa trên ESO với luật điều khiển (18) sẽ đảm bảo tính ổn định. Tức khi đó mặt trượt  $\mathbf{s}_0$  sẽ tiến về 0 và hệ thống cầu trục 3D với bộ điều khiển vòng kín sẽ ổn định tiệm cận.

*Chứng minh.* Hàm Lyapunov được chọn như sau:

$$V_{smc} = \frac{1}{2}\hat{\mathbf{s}}_0^T\hat{\mathbf{s}}_0 + \frac{1}{2}\mathbf{e}_1^T K_1 \mathbf{e}_1 + \frac{1}{2}\mathbf{e}_2^T K_2 \mathbf{e}_2 + \frac{1}{2}\mathbf{e}_3^T K_3 \mathbf{e}_3 \quad (19)$$

Để chứng minh được thuận tiện hơn, ta định nghĩa:

$$V = \frac{1}{2} \hat{s}_0^T \hat{s}_0 \quad (20)$$

Dựa vào phương trình (12) và (17), và sau đó (18) vào, đạo hàm của hàm  $V$  được xác định như sau :

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \hat{s}_0^T \dot{\hat{s}}_0 \quad (21) \\ &= \hat{s}_0^T [\mathbf{e}_{3a} - \Lambda_{2a} Fal_{1a} - \bar{\mathbf{M}}^{-1}(\mathbf{q}) \mathbf{K} \text{sign}(\hat{s}_0) - \mathbf{z}_{3a} \\ &\quad - 2\alpha(\dot{\mathbf{z}}_a - \dot{\mathbf{q}}_{ar}) + \ddot{\mathbf{q}}_{ar} - \alpha^T \alpha(\mathbf{z}_a - \mathbf{q}_{ar}) - \beta(\dot{\mathbf{z}}_u - \dot{\mathbf{q}}_{ur}) \\ &\quad - \alpha\beta(\mathbf{z}_u - \mathbf{q}_{ur}) - \ddot{\mathbf{q}}_{ar} + \alpha(\dot{\mathbf{z}}_a - \dot{\mathbf{q}}_{ar}) + \beta(\dot{\mathbf{z}}_u - \dot{\mathbf{q}}_{ur}) \\ &\quad - \bar{\mathbf{M}}^{-1}(\mathbf{q}) [\bar{\mathbf{C}}_1(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) \dot{\mathbf{q}}_a + \bar{\mathbf{C}}_2(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) \dot{\mathbf{q}}_u + \bar{\mathbf{D}}_a + \bar{\mathbf{G}}(\mathbf{q})]] \end{aligned}$$

mà ta có  $\mathbf{e}_{3a} = \mathbf{z}_{3a} - \mathbf{x}_{3a} = \mathbf{z}_{3a} + \bar{\mathbf{M}}^{-1}(\mathbf{q}) [\bar{\mathbf{C}}_1(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) \dot{\mathbf{q}}_a + \bar{\mathbf{C}}_2(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) \dot{\mathbf{q}}_u + \bar{\mathbf{D}}_a]$  và sử dụng (15) và (16), do đó phương trình (21) trở thành:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \hat{s}_0^T [-\Lambda_{2a} Fal_{1a} - \bar{\mathbf{M}}^{-1}(\mathbf{q}) \mathbf{K} \text{sign}(\hat{s}_0) - \alpha(\dot{\mathbf{z}}_a - \dot{\mathbf{q}}_{ar}) \\ &\quad - \alpha^T \alpha(\mathbf{z}_a - \mathbf{q}_{ar}) - \alpha\beta(\mathbf{z}_u - \mathbf{q}_{ur})] \\ &= -[\mathbf{e}_{2a} + (\alpha - \Lambda_{1a})\mathbf{e}_a + \beta\mathbf{e}_u + \mathbf{s}_0]^T \Lambda_{2a} Fal_{1a} \\ &\quad - \hat{s}_0^T \bar{\mathbf{M}}^{-1}(\mathbf{q}) \mathbf{K} \text{sign}(\hat{s}_0) - \hat{s}_0^T \alpha \hat{s}_0 \quad (22) \end{aligned}$$

Đạo hàm của hàm Lyapunov (19) xác định được như sau:

$$\begin{aligned} \dot{V}_{smc} &= \dot{V} + \dot{V}_{eso} \\ &= -\mathbf{e}_a^T (\alpha - \Lambda_{1a})^T \Lambda_{2a} Fal_{1a} - [\mathbf{e}_{2a} + \beta\mathbf{e}_u + \mathbf{s}_0]^T \Lambda_{2a} Fal_{1a} \\ &\quad - \hat{s}_0^T \bar{\mathbf{M}}^{-1}(\mathbf{q}) \mathbf{K} \text{sign}(\hat{s}_0) - \hat{s}_0^T \alpha \hat{s}_0 + \dot{V}_{eso} \quad (23) \end{aligned}$$

Do  $Fal_{1a}$  là hàm bậc nhất theo  $\mathbf{e}_a$  do đó, nếu chọn  $\alpha > \Lambda_{1a}$  thì  $-\mathbf{e}_a^T (\alpha - \Lambda_{1a})^T \Lambda_{2a} Fal_{1a} \leq 0$ . Đặt  $\chi = [\mathbf{e}_a^T, \mathbf{e}_{2a}^T, \mathbf{e}_u^T, \mathbf{s}_0^T]^T$ , khi đó  $-\mathbf{e}_{2a} + \beta\mathbf{e}_u + \mathbf{s}_0]^T < (2 + \max(\beta_1, \beta_2)) \|\chi\|_\infty$  và  $\mathbf{e}_a^T (\alpha - \Lambda_{1a})^T < \|\text{diag}(\alpha - \Lambda_{1a})\|_\infty \|\chi\|_\infty$ . Ma trận  $\bar{\mathbf{M}}(\mathbf{q})$  được xác định dựa trên định nghĩa trong phương trình (12):

$$\bar{\mathbf{M}}(\mathbf{q}) = \begin{bmatrix} m_{n11} & m_{n12} & m_{n13} \\ m_{n21} & m_{n22} & m_{n23} \\ m_{n31} & m_{n32} & m_{n33} \end{bmatrix} \quad (24)$$

với  $m_{n11} = m_x + m_y + m \sin^2 \phi \cos^2 \theta$ ,  $m_{n12} = m \sin \phi \cos \theta \sin \theta$ ,  $m_{n13} = m \sin \phi \cos \theta$ ,  $m_{n21} = m \sin \phi \sin \theta \cos \theta$ ,  $m_{n22} = m_x + m \sin^2 \theta$ ,  $m_{n23} = m \sin \theta$ ,  $m_{n31} = m \sin \phi \cos \theta$ ,  $m_{n32} = m \sin \theta$ ,  $m_{n33} = m_l + m$

Có thể thấy rằng  $\bar{\mathbf{M}}(\mathbf{q})$  là ma trận xác định dương, vì vậy với các tham số điều khiển trong  $\alpha$  được chọn đủ lớn sao cho  $\min(\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3) > (\|\text{diag}(\Lambda_{1a})\|_\infty + 2 + \max(\beta_1, \beta_2))$ , và dưới điều kiện trong Định lý 1 sẽ tồn tại  $\dot{V}_{smc} \leq 0$ . Khi đó mặt trượt  $\mathbf{s}_0$  bị chặn, do đó áp dụng định lý Barbalat's trong [3] vào bài toán này thì mặt trượt và hệ thống ổn định tiệm cận.  $\square$

#### 4. Kết quả mô phỏng

Trong phần này, mô phỏng được trình bày để xác minh tính khả thi của bộ điều khiển SO-SMC dựa trên ESO cho hệ thống cầu trục 3D. Đồng thời bộ điều khiển PID dựa trên ESO cũng được mô phỏng thêm để so sánh với phương pháp SO-SMC-ESO. Tham số của hệ thống và bộ điều khiển được sử dụng trong mô phỏng như Bảng 1. Không chỉ thế các tiêu chí đánh giá chất lượng của hệ thống dưới 2 bộ điều khiển SO-SMC-ESO

**Bảng 1.** Tham số của hệ thống và bộ điều khiển

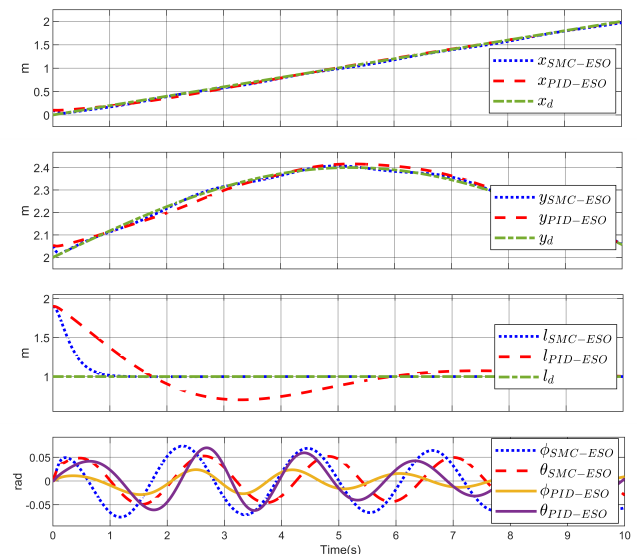
Tham số của hệ thống	Tham số của bộ điều khiển
$m_x = 12\text{kg}, m_y = 5\text{kg},$ $m_l = 2\text{kg}, m = 1.85\text{kg}$ $b_x = 20\text{Nm/s},$ $b_y = 30\text{Nm/s},$ $b_l = 50\text{Nm/s}, g = 9.81\text{m/s}^2$	$\alpha = \text{diag}(22, 38, 6),$ $\beta_1 = -4, \beta_2 = -7,$ $\mathbf{K} = \text{diag}(0.15, 0.15, 0.1)$ $K_I = \text{diag}(100, 95, 110),$ $K_P = \text{diag}(100, 100, 100),$ $K_D = \text{diag}(105, 95, 115).$

**Bảng 2.** Tiêu chí chất lượng điều khiển

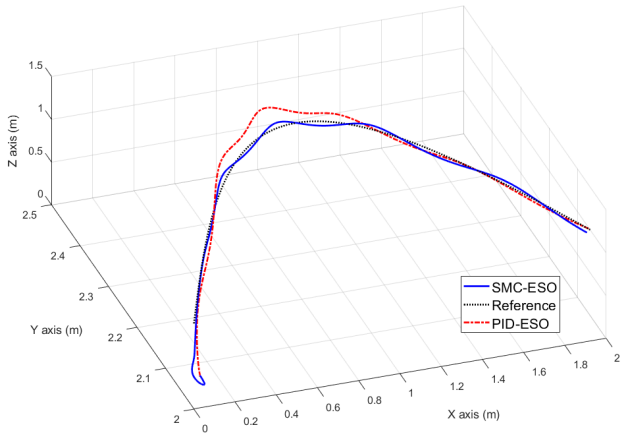
Tiêu chí	Phương pháp	IE	ITSE	IAE	ITAE
$x$ (m)	PID-ESO	-0.11	-0.62	0.14	0.62
	SO-SMC- ESO	-0.04	-0.12	0.16	0.42
$y$ (m)	PID-ESO	0.04	0.36	0.14	0.59
	SO-SMC- ESO	$8.10^{-3}$	0.1	0.05	0.25
$l$ (m)	PID-ESO	0.22	-0.79	1.73	4.6
	SO-SMC- ESO	0.72	0.36	0.73	0.38
$\phi$ (rad)	PID-ESO	-0.02	-0.14	0.46	2.315
	SO-SMC- ESO	-0.01	-0.03	0.11	0.49
$\theta$ (rad)	PID-ESO	0.04	0.17	0.36	1.825
	SO-SMC- ESO	-0.025	0.03	0.30	1.307

và PID-ESO được cung cấp trên các tiêu chí Integral error (IE), Integral of Time Multiplied Square Error (ITSE), Integral Absolute error (IAE), và Integral of Time Multiplied Absolute Error (ITAE) cũng được cung cấp trong Bảng 2 cho thấy sự hiệu quả của phương pháp đề xuất.

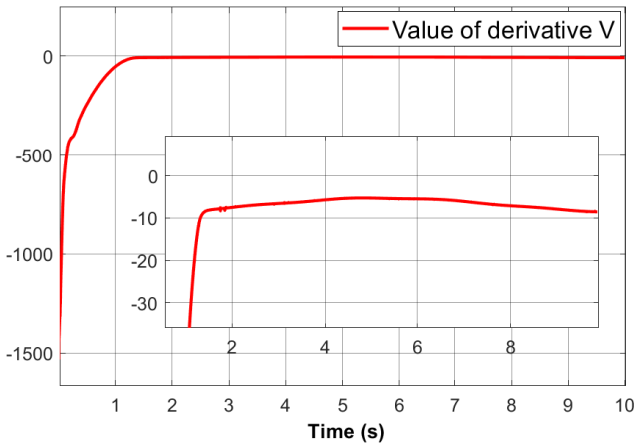
Các kết quả mô phỏng của hai bộ điều khiển SO-SMC dựa trên ESO và bộ điều khiển PID dựa trên ESO được minh họa trong các hình từ Hình 2 - Hình 7



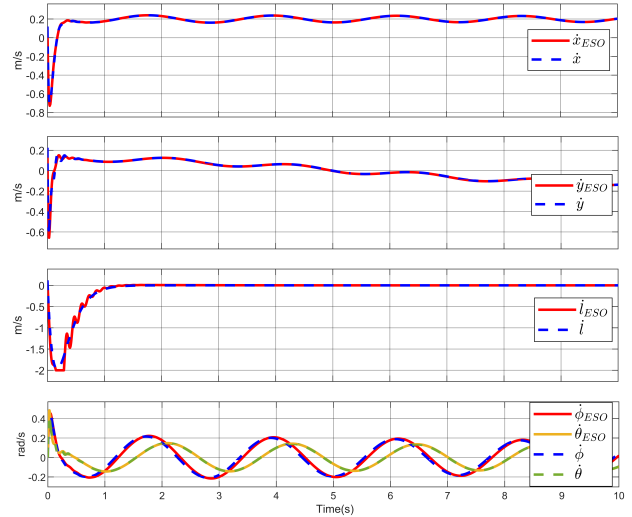
**Hình 2.** Vị trí của xe con và góc lắc của tải trọng với bộ điều khiển SO-SMC-ESO và PID-ESO



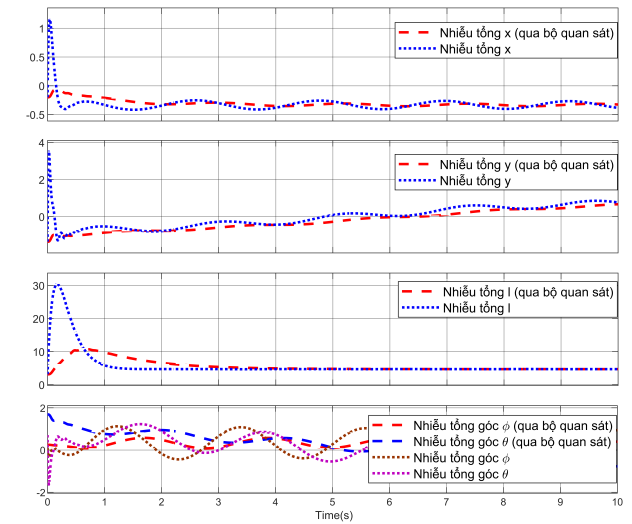
Hình 3. Vị trí tải trong không gian 3D.



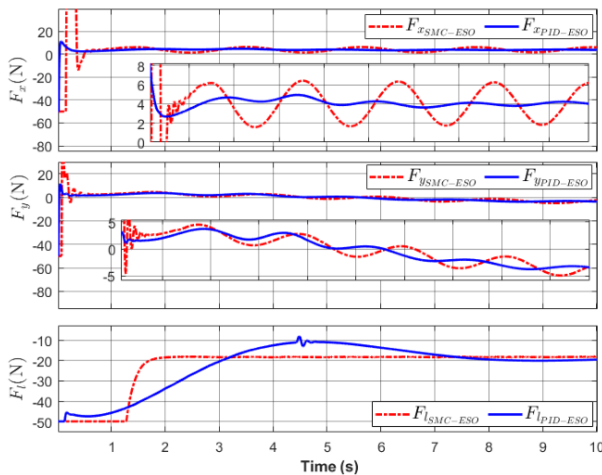
Hình 4. Giá trị của đạo hàm hàm Lyapunov.



Hình 6. vận tốc quan sát và vận tốc thực



Hình 7. Nhiễu tổng quan sát và nhiễu tổng thực



Hình 5. Lực điều khiển tác động theo phương x,y,l.

Từ kết quả của Hình 2 cho thấy đáp ứng đầu ra của hệ thống với bộ điều khiển SO-SMC dựa trên ESO khá tốt, thời gian quá độ ngắn (từ 2s đến 3s) và độ quá điều chỉnh rất nhỏ. Còn bộ điều khiển PID dựa trên ESO thời gian quá độ dài hơn, với chuyển động theo trục y và chuyển động của dây cáp thì có độ quá điều chỉnh lớn. Như vậy có thể thấy bộ điều SO-SMC dựa trên ESO có đáp ứng tốt hơn bộ điều khiển PID dựa trên ESO. Hình 3 cho thấy tải trọng đã được di chuyển tới vị trí mong muốn. Các tham số  $K$ ,  $\alpha$  và  $\Lambda_1$  đã được chọn hợp lý để đảm bảo đạo hàm Lyapunov ( $V_{smc}$ ) xác định âm theo như Định lý 2 được minh họa trong Hình 4. Các kết quả từ Hình 6 và Hình 7 cho thấy bộ quan sát ESO hoạt động tốt và chính xác. Bộ ESO đã ước lượng được đồng thời cả các trạng thái và nhiễu tổng của hệ thống cầu trục 3D.

### 5. Kết luận

Trong bài báo này, bộ điều khiển trượt bậc hai dựa trên bộ quan sát trạng thái mở rộng được thiết kế để điều khiển hệ thống 3-DOC. Bộ điều khiển đề xuất đã giải quyết được vấn đề hiện tượng chattering trong điều khiển trượt và vẫn đảm bảo xe con bám quỹ đạo và tải trọng được nâng với rung lắc nhỏ. Đồng



thời cũng giải quyết được vấn đề nhiễu tác động lên hệ thống và các biến trạng thái của hệ thống không đo được hết bằng cảm biến bằng cách sử dụng bộ quan sát ESO để ước lượng chúng. Bộ điều khiển được đảm bảo ổn định trong vòng kín và được kiểm chứng chất lượng thông qua các kết quả mô phỏng. Trong thời gian tới, các thí nghiệm trên mô hình thực nghiệm sẽ được thực hiện cho bộ điều khiển này, để xác minh tính đúng đắn và khả năng ứng dụng của bộ điều khiển vào thực tế.

## Lời cảm ơn

Nghiên cứu này được tài trợ bởi Đại học Bách khoa Hà Nội (HUST) trong đề tài mã số T2022-PC-003.

## Tài liệu

- [1] Tuan, Le Anh, et al. Second-order sliding mode control of a 3D overhead crane with uncertain system parameters. *International journal of precision engineering and manufacturing*, 2014, 15: 811-819.
- [2] Almutairi, Naif B.; ZRIBI, Mohamed. Sliding mode control of a three-dimensional overhead crane. *Journal of vibration and control*, 2009, 15.11: 1679-1730.
- [3] Slotine, Jean-Jacques E., et al. *Applied nonlinear control*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice hall, 1991.
- [4] Yang, Jung Hua, and Kuang Shine Yang. Adaptive coupling control for overhead crane systems. *Mechatronics* 17.2-3 (2007): 143-152.
- [5] Ma, Bojun, Yongchun Fang, and Xuebo Zhang. Adaptive tracking control for an overhead crane system. *IFAC Proceedings Volumes* 41.2 (2008): 12194-12199.
- [6] Shen, Ping-Yen, Julia Schatz, and Ryan James Caverly. Passivity-based adaptive trajectory control of an underactuated 3-DOF overhead crane. *Control Engineering Practice* 112 (2021): 104834.
- [7] Shyu, Kuo-Kai, Cheng-Lung Jen, and Li-Jen Shang. Design of sliding-mode controller for anti-swing control of overhead cranes. *31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005.. IEEE, 2005.*
- [8] Chen, Qingrong, et al. Partial state feedback sliding mode control for double-pendulum overhead cranes with unknown disturbances. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part C: Journal of Mechanical Engineering Science* 236.8 (2022): 3902-3911.
- [9] Tuan, Le Anh, et al. Combined control with sliding mode and partial feedback linearization for 3D overhead cranes. *International Journal of Robust and Nonlinear Control* 24.18 (2014): 3372-3386.
- [10] S. Li, H. Sun, J. Yang, X. Yu. Continuous finite-time output regulation for disturbed systems under mismatching condition. *IEEE Trans. Autom. Control* 60 (1) (2015) 277–282.
- [11] Y. Qian, Y. Fang. Switching logic-based nonlinear feedback control of offshore ship-mounted tower cranes: a disturbance observer-based approach. *IEEE Trans. Autom. Sci. Eng.* 16 (3) (2019) 1125–1136.
- [12] Zhu, Fanglai, and Yu Shan. Anti-Disturbance State Feedback Controller Based on Disturbance Reconstruction for Underactuated Overhead Crane. *IFAC-PapersOnLine* 53.2 (2020): 4151-4156.
- [13] Lu, Biao, Yongchun Fang, and Ning Sun. Sliding mode control for underactuated overhead cranes suffering from both matched and unmatched disturbances. *Mechatronics* 47 (2017): 116-125.
- [14] Park, Mun-Soo, Dongkyoung Chwa, and Myunghwan Eom. Adaptive sliding-mode antisway control of uncertain overhead cranes with high-speed hoisting motion. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems* 22.5 (2014): 1262-1271.
- [15] Wu, Xianqing, Kexin Xu, and Xiongxiang He. Disturbance-observer-based nonlinear control for overhead cranes subject to uncertain disturbances. *Mechanical systems and signal processing* 139 (2020): 106631.
- [16] Duong, Le Van, and Le Anh Tuan. "Modeling and observer-based robust controllers for telescopic truck cranes." *Mechanism and Machine Theory* 173 (2022): 104869.
- [17] Tuan, Le Anh, Quang Ha, and Pham Van Trieu. "Observer-based nonlinear robust control of floating container cranes subject to output hysteresis." *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control* 141.11 (2019).
- [18] Zhao, Ling, Haiyan Cheng, and Tao Wang. "Sliding mode control for a two-joint coupling nonlinear system based on extended state observer." *ISA transactions* 73 (2018): 130-140.

# Khởi động mềm động cơ KĐB-3P công suất lớn: Cơ sở lý thuyết và ứng dụng

## Soft Starting of High Power Three Phase Induction Motor: Theory and Applications

Lê Duy Vỹ<sup>1</sup>, Hồ Đình Hùng<sup>1</sup>, Phạm Bảo Chung<sup>1</sup> và Nguyễn Mạnh Linh<sup>1,\*</sup>

<sup>1</sup>Đại Học Bách Khoa Hà Nội

\*Tác giả liên hệ: [linh.nguyenmanh@hust.edu.vn](mailto:linh.nguyenmanh@hust.edu.vn)

### Abstract

In most heavy-industry, three-phase asynchronous motors have become an inevitable piece of equipment that transforms electrical into mechanical power due to their simple and reliable structure. One major problem with the high-power motor is starting, since direct-on-line starting of high-power motors usually cause voltage sag and over-current which may affect other equipments in the same network. Besides, most heavy machines are sensitive to high acceleration and jerking of mechanical parts. So, having a thorough understanding of soft starting solutions for high-power three-phase asynchronous motors is extremely important to electrical engineers. In this research, the most being-used soft-starting solutions of three-phase induction motors are reviewed with in-depth analysis. Based-on numerical simulations carried-out with the two most popular loads: pump/fan and dry-friction, the reader can see the effectiveness of each soft-starting method intuitively

**Keywords:** Soft starter, Variable frequency drive, Cascaded H-bridge inverter, Three-phase asynchronous motor

### Ký hiệu

Ký hiệu	Đơn vị	Ý nghĩa
$r_s, r_r$	$\Omega$	Điện trở của stato và rô-to
$x_s, x_r$	$\Omega$	Điện kháng rò của stato, rô-to
$x_m$	$\Omega$	Điện kháng từ hóa
J	$kgm^2$	Momen quán tính

### Danh mục từ viết tắt

PI	Bộ điều khiển kiểu tỉ lệ - tích phân
ĐCKĐB-3P	Động cơ không đồng bộ 3 pha
KĐM-3P	Khởi động mềm 3 pha
VFD	Biến tần
CHB-MLI	Biến tần đa mức cầu H xếp chồng
THD	Độ méo sóng hài
DTC	Điều khiển trực tiếp mô men
PLL	Vòng khóa pha

### Tóm tắt

Trong hầu hết các ngành công nghiệp nặng, động cơ không đồng bộ ba pha đã trở thành một thiết bị không thể thiếu để biến điện năng thành cơ năng và ngược lại, do cấu trúc đơn giản và độ tin cậy cao

của chúng. Một trong những vấn đề của động cơ công suất lớn là khởi động, vì hầu hết các máy hạng nặng đều nhạy cảm với tốc độ biến thiên quá nhanh của vận tốc và gia tốc. Bên cạnh đó, việc khởi động trực tiếp động cơ công suất lớn thường gây ra hiện tượng sụt áp, quá dòng và do đó ảnh hưởng tiêu cực không chỉ đến bản thân động cơ mà còn đến các thiết bị khác trong cùng mạng lưới. Vì vậy, việc hiểu biết cặn kẽ về các giải pháp khởi động mềm cho ĐCKĐB-3P công suất lớn là vô cùng quan trọng đối với mỗi kỹ sư điện. Trong nghiên cứu này, các giải pháp khởi động mềm được sử dụng nhiều nhất cho động cơ KĐB-3P trong thực tế được đề cập kèm theo các phân tích chuyên sâu. Thông qua các mô phỏng được thực hiện với hai loại tải phổ biến nhất là bơm/quạt và ma sát khô, bạn đọc có thể thấy được hiệu quả của từng giải pháp khởi động mềm và cách áp dụng vào thực tế.

### 1. Giới thiệu chung

Động cơ không đồng bộ ba pha là một loại động cơ điện hoạt động dựa trên nguyên lý cảm ứng điện từ, được sử dụng cực kỳ rộng rãi trong công nghiệp lẫn dân dụng, ở hầu hết các dải công suất. Nhờ nguyên lý hoạt động đơn giản, kết cấu bền vững và dễ bảo dưỡng, ĐCKĐB-3P đặc biệt được ưa dùng đối với các hệ truyền động công suất lớn như quạt ly tâm lò hơi dùng để cấp gió hoặc rút khói lò, hệ thống bơm cấp/thoát nước, quạt thông gió ở các hầm mỏ, hệ băng tải vận chuyển nguyên vật liệu thô... Một trong những vấn đề chính đối với những hệ

truyền động này là vấn đề khởi động. Xét ở khía cạnh cơ học, việc khởi động trực tiếp ĐCKĐB-3P công suất lớn khiến mô men điện từ tăng nhanh và dao động mạnh dẫn đến độ giật lớn, có thể gây ảnh hưởng xấu đến các kết cấu cơ khí của hệ thống. Đối với lưới điện và bản thân động cơ, việc khởi động trực tiếp khiến dòng điện có thể tăng tới 6 lần dòng định mức của động cơ, dẫn đến hiện tượng sụt áp lưới điện. Khi điện áp bị suy giảm, các thiết bị bảo vệ điện áp thấp có thể tác động cắt các phụ tải nhạy cảm. Ngoài ra, do mô men điện từ bị suy giảm theo tỉ lệ bình phương với điện áp stator, quá trình tăng tốc của động cơ diễn ra chậm hơn, khiến thời gian duy trì dòng điện lớn hơn dòng định mức bị kéo dài và dễ dẫn đến quá nhiệt, gây tổn hại đến lớp cách điện của dây cuộn động cơ.

Để khắc phục hiện tượng trên, một số giải pháp đơn giản sử dụng các thiết bị thụ động như: đổi nối sao/tam giác, thêm điện kháng phía stator, thêm điện trở phụ phía rotor đối với máy điện rotor dây cuộn [1, 2]. Với giải pháp đổi nối sao/tam giác, nhược điểm lớn nhất là mô men khởi động bị suy giảm tới 3 lần, đồng thời do điện áp tăng đột ngột tại thời điểm chuyển đổi sao/tam giác khiến hệ thống có độ giật lớn. Do đó, phương án này chỉ phù hợp chủ yếu nhóm tải nhẹ như bơm/quạt công suất nhỏ.

Với phương án sử dụng cuộn kháng stator, mức độ suy giảm điện áp và mô men điện từ tùy thuộc vào giá trị điện cảm. Tuy nhiên, hiện tượng dòng điện và mô men bị dao động khi nối lưới vẫn không thể tránh khỏi. Riêng với giải pháp sử dụng điện trở phụ rotor dành cho máy điện rotor dây cuộn, mô men khởi động không những không suy giảm mà còn được cải thiện, do đó đặc biệt được ưa dùng cho nhóm tải nặng như máy nén, máy nghiền, cơ cấu nâng hạ. Tuy nhiên do tổn thất lớn, số lần khởi động/dừng trong một khoảng thời gian nhất định sẽ bị hạn chế.

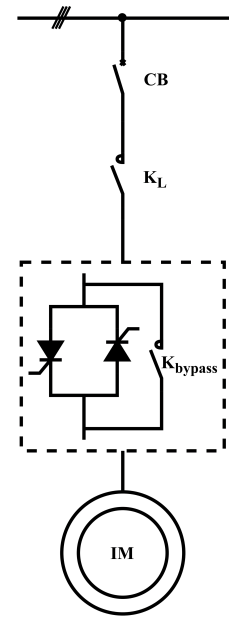
Với sự phát triển mạnh mẽ của linh kiện bán dẫn và điện tử công suất, các vấn đề về khởi động ĐCKĐB-3P công suất lớn vừa nêu ở trên đã được khắc phục một cách tương đối triệt để bằng thiết bị khởi động mềm và biến tần. Bài báo này sẽ tập trung phân tích, đánh giá ưu nhược điểm của các phương án khởi động dựa trên bộ biến đổi bán dẫn, và đặc biệt đi sâu vào phân tích các thuật toán được sử dụng bên trong các thiết bị này. Qua đó giúp người đọc có được cái nhìn toàn diện và sâu sắc, tạo cơ sở để lựa chọn giải pháp và thiết bị một cách đúng đắn cho các ứng dụng thực tế.

## 2. Khởi động mềm

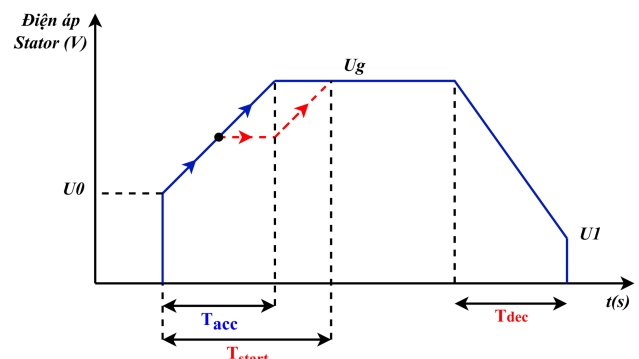
Khởi động mềm (KĐM) là thiết bị dựa trên bộ điều áp xoay chiều sử dụng Thyristor, được sử dụng rộng rãi để khởi động các ĐCKĐB-3P [3, 4]. Cấu trúc cơ bản của một bộ KĐM-3P được mô tả bởi hình 1, bao gồm 3 cặp van Thyristor mắc song song ngược cùng một bộ tiếp điểm có nhiệm vụ chuyển động cơ sang nối lưới khi kết thúc quá trình khởi động. Để sử dụng KĐM-3P một cách hợp lý, cần hiểu rõ không chỉ kiến trúc phần cứng, mà còn cả cấu trúc điều khiển bên trong. Do đó, các phương án điều khiển KĐM-3P sẽ lần lượt được làm rõ ngay sau đây.

### 2.1. KĐM-3P theo nguyên lý điều chỉnh điện áp

Điều chỉnh điện áp phía stator là nguyên lý được cài đặt trong mọi bộ khởi động mềm trên thị trường. Đường đặc tính làm việc của KĐM theo nguyên lý này được mô tả ngắn gọn bởi đặc tính khởi động/dừng ở hình 2 và họ đặc tính cơ như hình



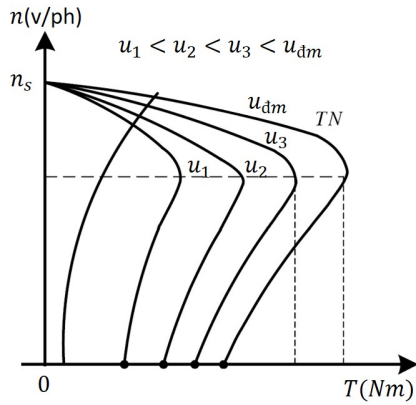
Hình 1. Cấu trúc cơ bản của một bộ KĐM-3P.



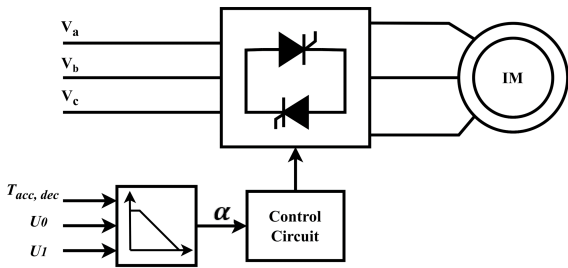
Hình 2. Cài đặt đặc tính khởi động cho KĐM-3P.

3. Người sử dụng, ngoài việc nhập các tham số cơ bản từ lưới điện và nhân động cơ, cần nhập thêm các thông tin bao gồm: điện áp ở thời điểm ban đầu  $U_0$ , thời gian tăng tốc  $T_{acc}$ , thời gian giảm tốc  $T_{dec}$ , điện áp  $U_1$  tại đó xung điều khiển sẽ bị ngắt trong quá trình dừng mềm, và giới hạn dòng điện lúc khởi động  $I_{limit}$ . Khi có lệnh chạy, góc mở của các Thyristor sẽ được điều chỉnh sao cho điện áp tăng dần từ giá trị ban đầu  $U_0$  đến điện áp của lưới điện trong khoảng thời gian  $T_{acc}$ . Nếu quá trình khởi động diễn ra suôn sẻ, tức là thời gian  $T_{acc}$  được lựa chọn phù hợp với quán tính cơ của hệ thống, và động cơ không bị quá tải do các sự cố bất thường, thì dòng điện stator  $I_s$  luôn thỏa mãn  $I_s \leq I_{limit}$ . Và khi đó công tắc tơ  $K_{bypass}$  sẽ nối lưới tại thời điểm  $t = T_{acc}$ . Trong trường hợp dòng điện vượt quá giá trị cần hạn chế trong quá trình tăng tốc, điện áp sẽ không tăng theo đường đặc tính cài đặt mà sẽ được duy trì không đổi tại thời điểm xảy ra quá dòng, cho đến khi dòng điện suy giảm dưới ngưỡng giới hạn thì điện áp mới tiếp tục tăng. Như vậy, thời gian khởi động  $T_{start}$  lúc này sẽ bị kéo dài hơn so với thời  $T_{acc}$  đã cài đặt.

Cấu trúc điều khiển cho KĐM-3P theo nguyên lý điện áp được minh họa ở hình 4. Trong đó hệ điều khiển bao gồm một khối tạo đặc tính khởi động/dừng mềm với các thông số cài đặt là:  $U_0$ ,  $T_{acc}$ ,  $T_{dec}$ , và  $U_1$  như đã đề cập ở trên. Trong quá trình khởi động, góc mở Thyristor sẽ giảm dần từ giá trị ban đầu  $\alpha_0$  tương



Hình 3. Họ đặc tính cơ KĐM-3P khi điều chỉnh điện áp stator.



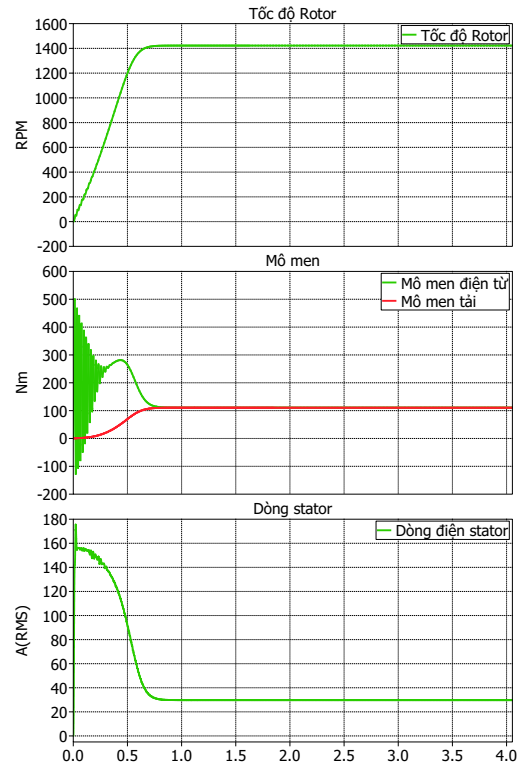
Hình 4. Cấu trúc điều khiển điện áp stator.

Bảng 1. Tham số của động cơ hạ thế.

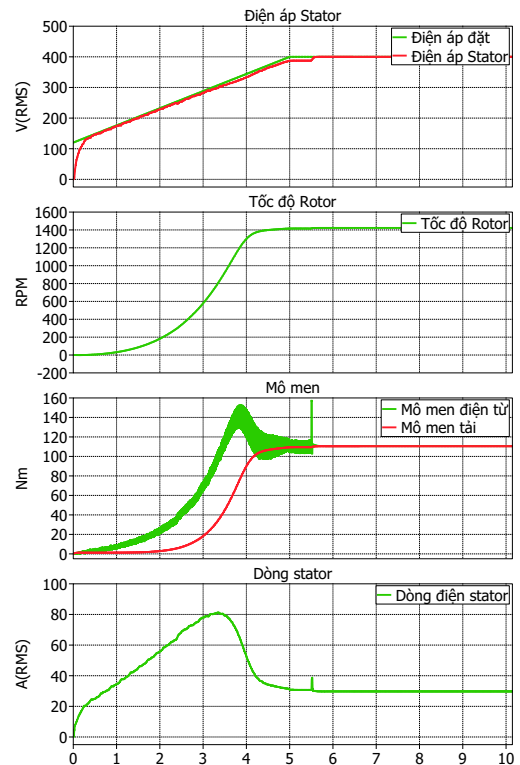
Công suất định mức	18.5kW
Điện áp định mức	400V
Tần số	50Hz
Dòng điện định mức	34.5A
Tốc độ định mức	1477rpm
Mô-men định mức	119Nm
Bội số dòng khởi động	7.2

ứng với điện áp  $U_0$ , tới giá trị nhỏ nhất  $\alpha_{min}$  tương ứng mức điện áp lưới, thường  $\alpha_{min} > \varphi$  với  $\cos \varphi$  là hệ số công suất của động cơ [5]. Kết quả của quá trình khởi động theo phương án này có thể được quan sát qua hình 6, trong đó các thông số của động cơ dùng trong mô phỏng được cung cấp bởi bảng 1. Có thể thấy so với khởi động trực tiếp như hình 5, phương án dùng KĐM-3P với thời gian tăng tốc  $T_{acc}$  phù hợp giúp hạn chế được dòng khởi động từ 160A xuống 80A, đồng thời dao động của mô men điện từ cũng giảm rõ rệt.

Có hai điều cần lưu ý khi sử dụng khởi động mềm. Thứ nhất là thời gian tăng tốc  $T_{acc}$ , đây là thông số do người sử dụng cài đặt. Việc cài đặt thời gian tăng tốc quá nhỏ sẽ dẫn tới tốc độ tăng trưởng điện áp quá nhanh so với tốc độ tăng trưởng tốc độ rotor - tức là sức phản điện động tương đương của động cơ, và dẫn tới giá trị đỉnh của dòng điện lúc khởi động sẽ lớn. Hình 7 minh họa quá trình khởi động với  $T_{acc} = 1s$ . Để thấy lúc này giá trị đỉnh của dòng điện lên tới 140A, lớn hơn hẳn so với trường hợp  $T_{acc} = 5s$ . Việc chọn  $T_{acc}$  phù hợp trong thực tế thường phụ thuộc vào cấp công suất, loại tải và kinh nghiệm của người vận hành. Tuy nhiên, nếu có thể tính toán được mô men quán tính tổng  $J$  của hệ thống,  $T_{acc}$  có thể được lựa chọn



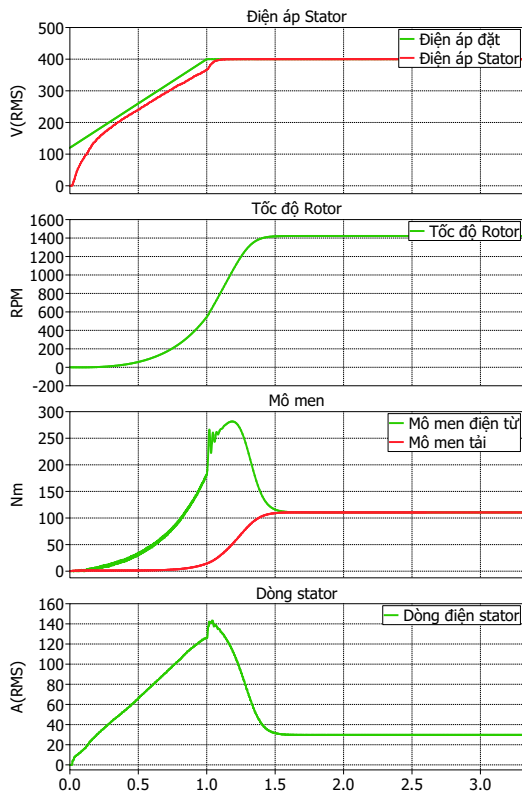
Hình 5. Khởi động trực tiếp động cơ KĐB-3P với tải bơm/quạt.



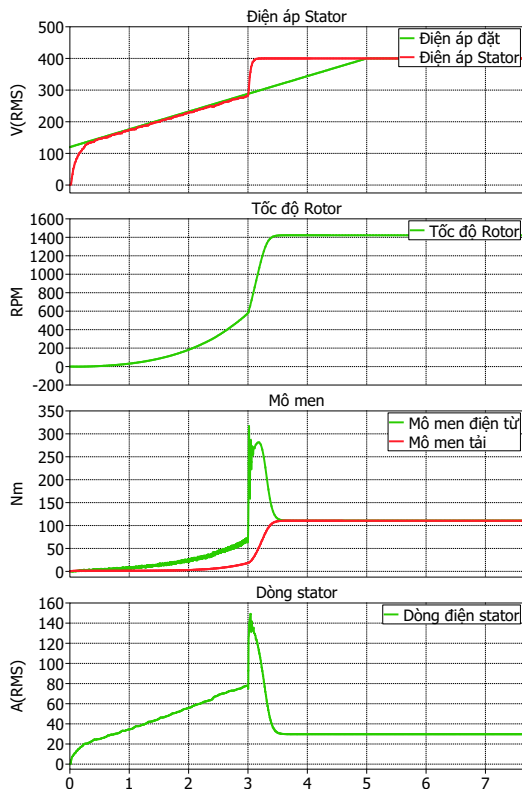
Hình 6. Quá trình khởi động theo phương án điều khiển điện áp với tải bơm/quạt.

sơ bộ như sau. Xét phương trình cơ học của hệ truyền động:

$$T_e - T_L = \frac{J}{9.55} \frac{dN}{dt} \tag{1}$$



Hình 7. Quá trình khởi động với thời gian tăng tốc  $T_{acc}$  nhỏ



Hình 8. Ảnh hưởng của việc nối lưới khi chưa có tín hiệu cho phép từ KĐM

Trong đó  $T_e$  là mô men điện từ của động cơ,  $T_L$  là mô men tải. Xét riêng đối với quá trình khởi động, (1) được viết lại như sau:

$$T_e - T_L = \frac{J}{9.55} \frac{N_{rated}}{t_{start}} \tag{2}$$

$$\rightarrow t_{start} = \frac{J}{9.55} \frac{N_{rated}}{T_e - T_L} \tag{3}$$

Với  $N_{rated}$  là tốc độ định mức của động cơ, và  $t_{start}$  là thời gian khởi động. Từ (3) ta có thể thấy  $t_{start}$  phụ thuộc vào hai biến là mô men điện từ của động cơ và đặc tính tải dẫn đến rất khó để giải được phương trình này. Tuy nhiên để thấy trong thực tế, động cơ sẽ khởi động nhanh nhất khi không tải, và chậm nhất khi đầy tải. Dẫn đến:

$$\frac{J}{9.55} \frac{N_{rated}}{T_e - T_{L,0}} \leq \frac{J}{9.55} \frac{N_{rated}}{T_e - T_L} \leq \frac{J}{9.55} \frac{N_{rated}}{T_e - T_{rated}} \tag{4}$$

Gọi  $T_{LR}$  là mô men khởi động của động cơ, từ (4) dễ thấy thời gian tăng tốc  $T_{acc}$  nên được chọn lớn hơn thời gian khởi động nhanh nhất lúc đầy tải, do trong quá trình khởi động theo phương án tăng dần điện áp, mô men luôn bị suy giảm so với mô men khởi động tối đa của động cơ, dẫn đến ta có mối quan hệ sau:

$$T_{acc} > \frac{J}{9.55} \frac{N_{rated}}{(T_{LR} - T_{rated})} \tag{5}$$

Điểm chú ý thứ hai là thời điểm nối lưới động cơ. Đây không phải tham số mà người sử dụng có thể can thiệp, tuy nhiên trong một số tình huống đặc biệt, ví dụ như dùng một bộ KĐM-3P để khởi động tuần tự các động cơ, người sử dụng chỉ được phép nối động cơ vào lưới khi nhận được tín hiệu cho phép từ KĐM-3P. Nếu tự ý nối động cơ vào lưới khi chưa có tín hiệu từ KĐM, nguy cơ xảy ra quá dòng và dao động mô men điện từ rất cao. Lý do là lúc này thực chất động cơ chưa đạt đến tốc độ tối đa, việc nối lưới sớm dẫn đến chênh lệch giữa điện áp lưới và sức phản điện động của động cơ tăng đột ngột, kéo theo đó là dòng điện tăng mạnh. Hiện tượng này có thể được quan sát qua kết quả mô phỏng ở hình 8.

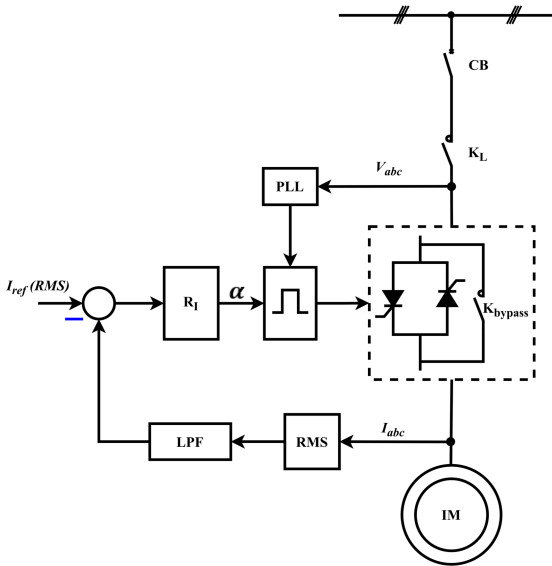
Việc lựa chọn điện áp ban đầu  $U_0$  để cài đặt cho KĐM-3P được thực hiện dựa trên cơ sở sau. Dựa vào mã hiệu động cơ, chúng ta có thể tìm thấy các thông số như mô men định mức  $T_{rated}$ , mô men khởi động  $T_{LR}$ . Do là thiết bị chỉ điều chỉnh một thông số duy nhất là điện áp stator, ta có mối quan hệ:

$$\frac{T_L}{T_{LR}} = \left(\frac{U_{start}}{U_{rated}}\right)^2 \tag{6}$$

Trong đó  $T_L$  chính là mô men tải quy đổi về trục động cơ lúc khởi động. Từ (6), có thể tính sơ bộ điện áp ban đầu  $U_0$  như sau:

$$U_0 > U_{start} = U_{rated} \sqrt{\frac{T_L}{T_{LR}}} \tag{7}$$

Mặc dù (7) có thể được sử dụng để tính toán điện áp khởi động, nhưng đây chỉ là tính toán gần đúng ở chế độ xác lập. Trong thực tế, mô men điện từ và dòng điện có động học gần như nhau và luôn chậm hơn so với điện áp stator. Điều này có thể dễ dàng được quan sát ở hình 6. Hay nói một cách đơn giản, phương án điều chỉnh điện áp stator phát huy mô men chậm, chủ yếu phù hợp với tải bơm/quạt, loại tải này có đặc thù là mô men khởi động ban đầu nhỏ. Với tải có dạng ma sát khô như cơ



**Hình 9.** Cấu trúc điều khiển dòng điện của KĐM-3P.

cấu di chuyển, luôn yêu cầu áp đặt ngay lập tức mô men khởi động lớn để thắng ma sát tĩnh, phương án này tỏ ra không phù hợp. KĐM-3P với thuật toán điều khiển dòng điện, hoặc điều khiển trực tiếp mô men (DTC) có thể khắc phục được nhược điểm này.

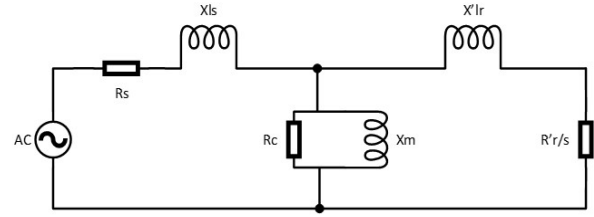
**2.2. KĐM-3P theo nguyên lý điều khiển dòng điện**

Cấu trúc điều khiển dòng điện cho KĐM-3P được mô tả ở hình 9. Do sử dụng van bán điều khiển Thyristor, việc thực hiện các thuật toán điều khiển dòng điện trên hệ tọa độ quay tương tự như biến tần là không thể. Do đó, cấu trúc thường được sử dụng là điều khiển dòng hiệu dụng  $I_{rms}$  phía stator [6, 7]. Dòng điện đo về trước tiên đi qua bộ lọc để loại bỏ các thành phần sóng hài bậc cao, sau đó chuyển sang giá trị hiệu dụng. Bộ điều khiển đơn giản kiểu PI được sử dụng để đảm bảo trong quá trình khởi động, dòng điện stator bám giá trị do người sử dụng cài đặt. Với cấu trúc này, người sử dụng có thể tùy ý cài đặt dòng điện theo đặc tính tăng dần, hoặc giữ không đổi trong quá trình khởi động. Các kết quả mô phỏng với hai nhóm phụ tải bơm/quạt - thường được gọi là nhóm phụ tải nhẹ, và nhóm tải ma sát khô - hay còn gọi là tải nặng, ở các hình 11 và 12 cho thấy phương án này phát huy mô men điện từ nhanh hơn nhờ áp đặt nhanh dòng điện stator. Do đó có thể sử dụng tốt cho hầu hết các loại tải trong thực tế. Một điểm cần lưu ý ở đây là bộ điều khiển dòng điện chỉ có khả năng bám lượng đặt trong khoảng thời gian tăng tốc, khi tốc độ động cơ còn tương đối thấp. Có thể giải thích hiện tượng này đơn giản dựa trên sơ đồ tương đương một pha của động cơ KĐB-3P như mô tả ở hình 10. Để thấy dòng điện stator  $I_s$  được mô tả bởi phương trình

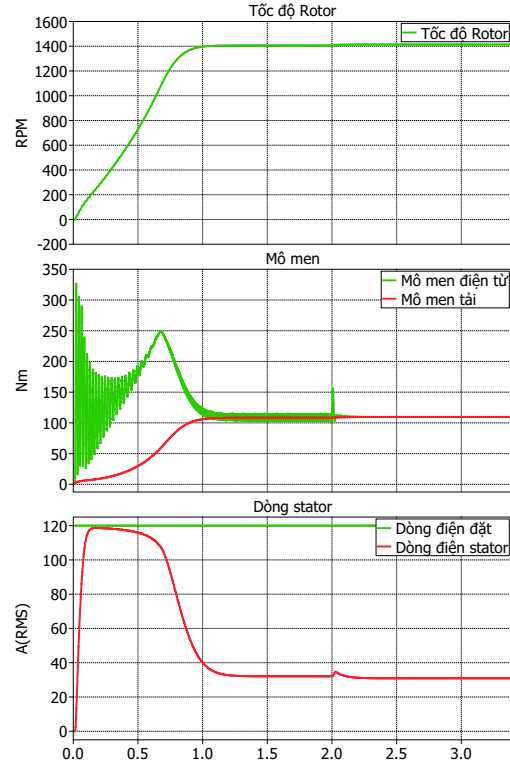
$$I_s = \frac{V_s}{R_c^2 + X_m^2} + \frac{V_s}{\sqrt{(R_s + \frac{R'_r}{s})^2 + (X_{ls} + X'_{lr})^2}} \quad (8)$$

trong đó  $R_s, X_{ls}$ , là các thông số mạch stator;  $R'_r, X'_{lr}$  là thông số mạch rotor quy đổi về stator; và  $R_c, X_m$  là thông số mạch từ hóa.

Phương trình (8) cho thấy khi động cơ chạy chậm, tương ứng với hệ số trượt  $s$  lớn, tổng trở tương đương của động cơ còn nhỏ, và do đó hệ thống còn độ dự trữ điện áp để có thể khống



**Hình 10.** Sơ đồ tương đương một pha của động cơ KĐB-3P.



**Hình 11.** Quá trình khởi động theo phương án điều khiển dòng điện với tải bơm/quạt.

chế dòng điện. Còn khi động cơ tiệm cận tốc độ định mức tương ứng hệ số trượt  $s$  rất nhỏ, tổng trở tương đương một pha lúc này lớn nhất. Điều này dẫn đến không còn độ dự trữ điện áp để khống chế dòng điện theo giá trị mong muốn, thường là gấp 2.5 đến 4 lần giá trị dòng định mức trong thực tế.

**2.3. Điều khiển trực tiếp mô-men**

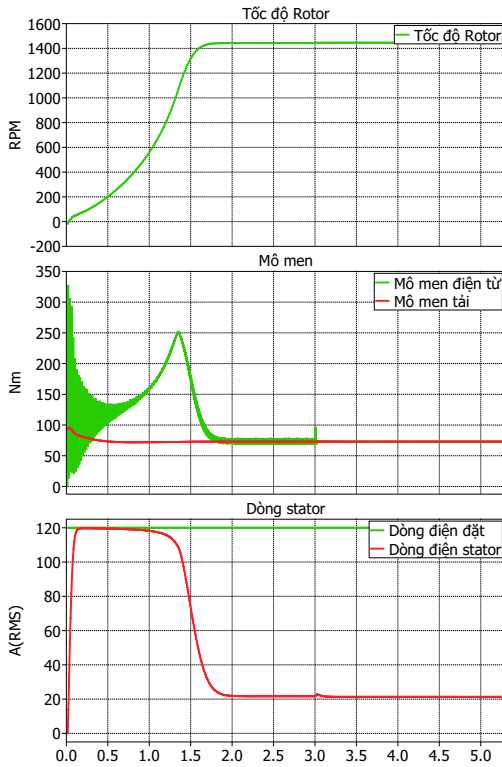
Với những phụ tải có yêu cầu đặc thù, ví dụ như cần khống chế gia tốc, độ giật trong quá trình khởi động, việc kiểm soát trực tiếp mô men (DTC) của động cơ trong suốt quá trình này là cần thiết. Trong tình huống này, khởi động mềm với tính năng DTC tỏ ra hữu dụng. Hình 13 minh họa một cấu trúc DTC điển hình dành cho KĐM-3P.

Như ta đã biết, mô men điện từ, từ thông và dòng điện động cơ có mối quan hệ:

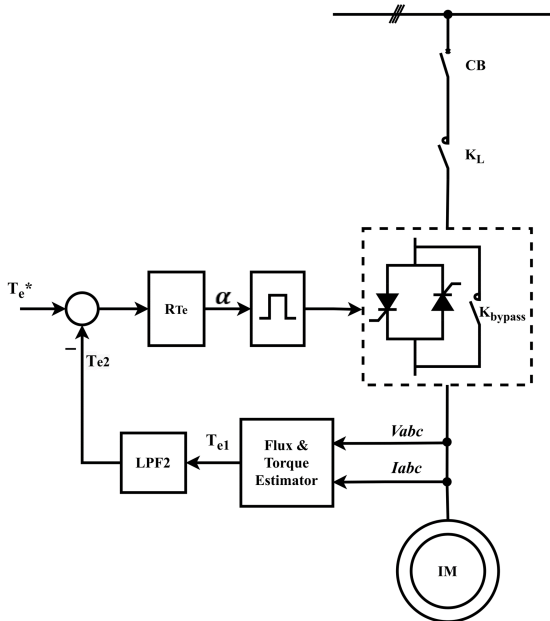
$$\lambda_{\alpha\beta} = \int (V_{\alpha\beta} - R_s i_{\alpha\beta}) dt \quad (9)$$

$$T_e = \frac{3 P_p}{2} \lambda_{\alpha\beta} \times i_{\alpha\beta} = \frac{3 P_p}{2} (\lambda_{\alpha\beta} i_{\alpha\beta} - \lambda_{\beta\alpha} i_{\beta\alpha}) \quad (10)$$

Trong đó  $\lambda_{\alpha\beta}, i_{\alpha\beta}$  là các thành phần từ thông và dòng điện



**Hình 12.** Quá trình khởi động theo phương án điều khiển dòng điện với tải ma sát khô.



**Hình 13.** Cấu trúc điều khiển trực tiếp mô men dành cho KĐM-3P.

stator trên hệ tọa độ vuông góc  $\alpha\beta$ . Đối với biến tần, do dòng điện stator động cơ có dạng hình sin với độ méo sóng hài nhỏ, ước lượng từ thông và từ đó tính toán mô men điện từ theo (9) và (10) không quá khó khăn. Tuy nhiên, các đại lượng trên KĐM-3P không có dạng hình sin do phương pháp điều khiển cắt pha dựa trên van Thyristor. Điều này dẫn đến một loạt các vấn đề cần giải quyết như: giảm thiểu các thành phần sóng hài bậc cao, loại bỏ ảnh hưởng của hiện tượng trôi tích phân do

sự xuất hiện của thành phần một chiều không thể tránh khỏi trong (9). Điều này dẫn đến cấu trúc điều khiển của KĐM-3P theo nguyên lý DTC phức tạp hơn. Một phương án để thực hiện thuật toán DTC trên KĐM-3P được minh họa ở hình 14 [8], trong đó một số kỹ thuật được áp dụng.

Ở phía đầu vào, các bộ lọc thông cao (HPF) được sử dụng để loại bỏ ảnh hưởng của thành phần một chiều (dc-offset) trong tín hiệu đo về. Tiếp đến, thay vì trực tiếp tính từ thông bằng một khâu tích phân như (9), một bộ lọc thông thấp (LPF) kết hợp với một bộ bù (CF) được sử dụng. Kỹ thuật này giúp giảm thiểu ảnh hưởng của các thành phần sóng hài bậc cao trong tín hiệu đo. Xét một khâu tích phân cơ bản trên miền ảnh Laplace:

$$W_{Int} = \frac{1}{s} \tag{11}$$

Để thấy đặc tính biên độ và góc pha của (11) là:

$$\phi_{Int} = -\frac{\pi}{2} \tag{12}$$

$$M_{Int} = \frac{1}{\omega}$$

Các thông số tương ứng của một bộ lọc thông thấp bậc nhất là:

$$W_{LPF} = \frac{\omega_c}{s + \omega_c}$$

$$\phi_{LPF} = \arctan 2\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right) \tag{13}$$

$$M_{LPF} = \frac{\omega_c}{\sqrt{\omega^2 + \omega_c^2}}$$

Trong đó  $\omega$  và  $\omega_c$  lần lượt là tần số tín hiệu vào, và tần số cắt của bộ LPF. Rõ ràng hành vi của bộ LPF khác hoàn toàn với một bộ tích phân. Do đó, một bộ bù  $W_{CF}$  cần được thiết kế sao cho:

$$W_{Int} = W_{LPF}W_{CF} \tag{14}$$

Từ (14) dễ dàng rút ra được:

$$W_{CF} = \frac{W_{Int}}{W_{LPF}} = \frac{M_{Int} \angle \phi_{Int}}{M_{LPF} \angle \phi_{LPF}} \tag{15}$$

Sau đó, thay (12) và (13) vào (15) ta có:

$$W_{CF}(j\omega) = M_{CF} [\cos(\phi_{CF}) + j \sin(\phi_{CF})] \tag{16}$$

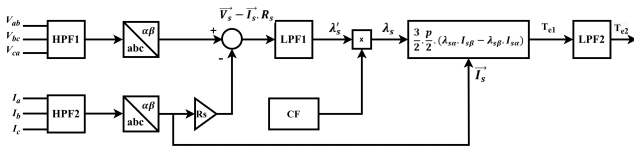
Với:

$$\phi_{CF} = -\frac{\pi}{2} + \arctan 2\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right) \tag{17}$$

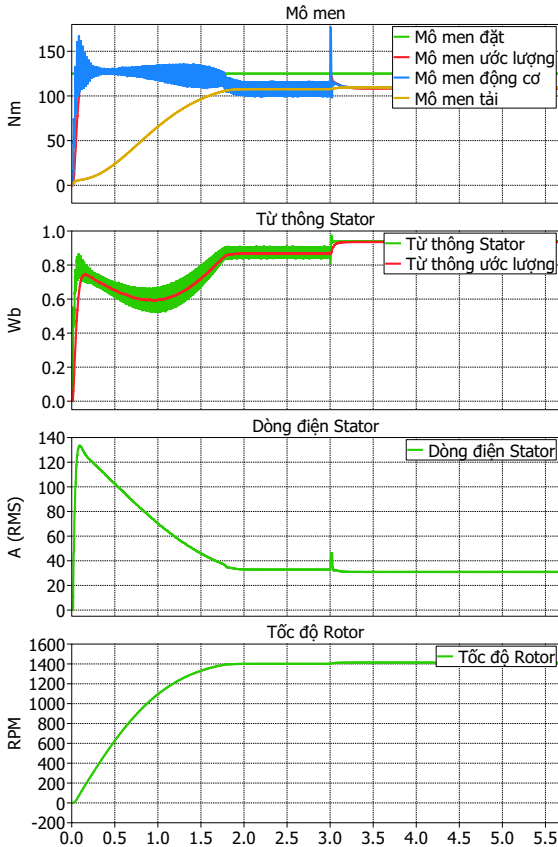
$$M_{CF} = \frac{\sqrt{\omega^2 + \omega_c^2}}{\omega \omega_c}$$

Với từ thông ước lượng được từ (13) và (17), ta có thể tính mô men điện từ theo (10). Để tiếp tục giảm bớt độ đập mạch của mô men điện từ trong phép ước lượng, một bộ lọc thông thấp LPF2 tiếp tục được sử dụng ở tầng cuối cùng.

Hình 15 và 16 cung cấp kết quả mô phỏng quá trình khởi động tải bơm/quạt và ma sát khô theo phương án DTC. Để thấy giải pháp này giúp phát huy nhanh chóng mô men điện từ theo lượng đặt. Qua đó, người sử dụng có thể tùy biến đường đặc tính khởi động theo yêu cầu phụ tải, đặc biệt là nhóm tải nặng, hoặc cần quá trình khởi động êm với độ giật hạn chế. Một điểm cần lưu ý đối với phương án DTC, đó là do mục tiêu điều khiển là bám lượng đặt mô men điện từ, nên dòng điện không được khống chế. Do đó cần cân nhắc tình trạng của lưới điện khi sử dụng phương án này.



Hình 14. Cấu trúc khối ước lượng mô-men.

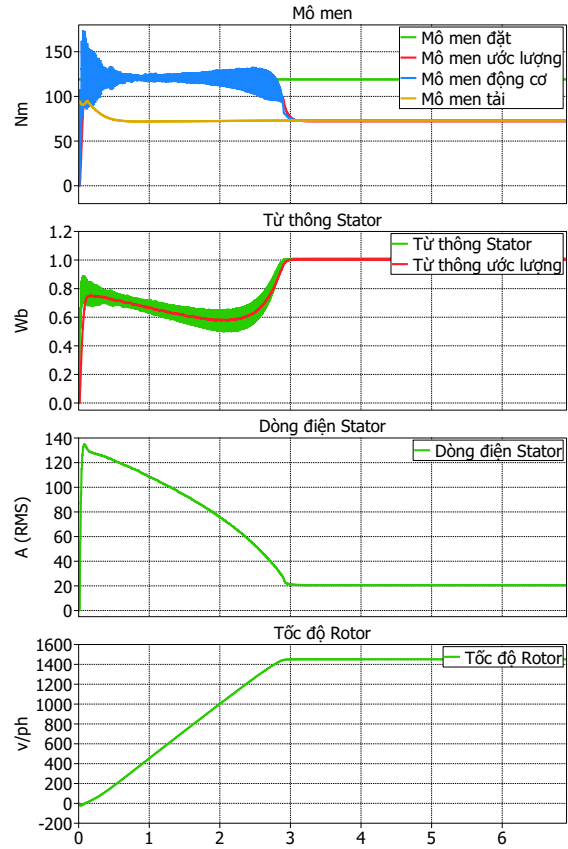


Hình 15. Quá trình khởi động theo phương pháp DTC với tải bơm/quạt.

### 3. Khởi động mềm bằng biến tần

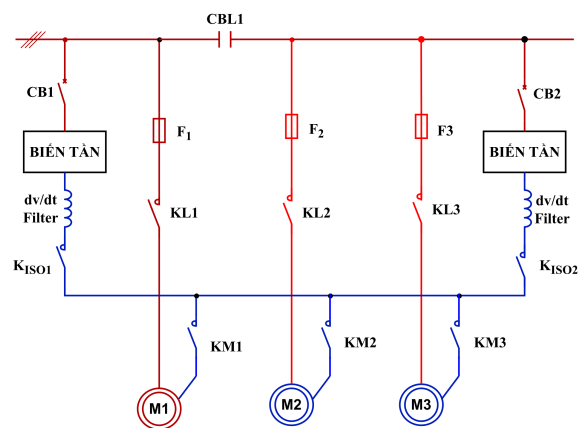
#### 3.1. Cấu trúc hệ thống

Có thể thấy KĐB-3P với các tính năng kể trên có thể giải quyết hầu hết các bài toán về khởi động trong thực tế. Tuy nhiên trong một số ứng dụng đặc thù, ví dụ như hệ thống bơm trung thế gồm nhiều máy bơm, ngoài yêu cầu về khởi động thì hệ thống còn có yêu cầu về điều chỉnh lưu lượng. Hay nói một cách đơn giản, là hệ thống có khả năng chỉnh thô thông qua việc nối các động cơ vào lưới, và chỉnh tinh lưu lượng thông qua bộ biến đổi. Và trong tình huống này, các bộ KĐB-3P đã trình bày ở trên không thể đáp ứng được yêu cầu công nghệ do không có tính năng điều chỉnh tốc độ động cơ bơm. Để giải quyết bài toán kỹ thuật này, hai phương án thường dùng trong thực tế được mô tả bởi sơ đồ một sợi ở hình 17 và 18 [9]. Trong đó, có thể bố trí hai biến tần hoạt động luân phiên như mô tả ở hình 17, hoặc một biến tần hoạt động chính và một khởi động mềm hoạt động khi biến tần gặp sự cố như ở hình 18. Lý do cho việc phải bố trí một bộ KĐM-3P ở đây là khi biến tần gặp sự



Hình 16. Quá trình khởi động theo phương pháp DTC với tải ma sát khô

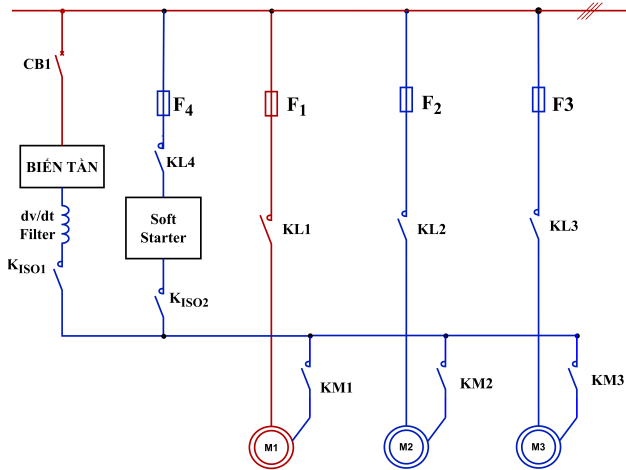
cố, việc dừng đột ngột các máy bơm có cột áp cao, kích thước đường ống lớn gây ra hiện tượng "búa nước" rất nguy hiểm cho hệ thống đường ống. Lúc này bộ KĐM-3P dự phòng sẽ giúp dừng mềm các máy bơm.



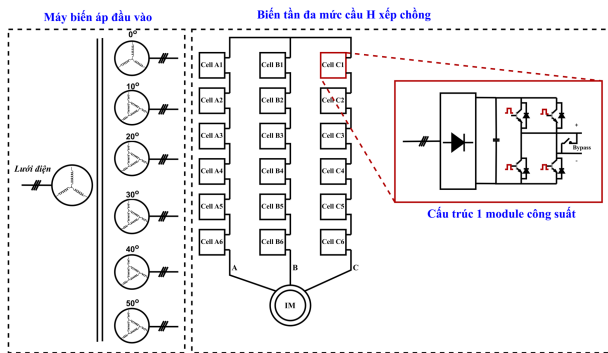
Hình 17. Sơ đồ một sợi trạm bơm trung thế với 2 biến tần hoạt động luân phiên.

Một vấn đề kỹ thuật quan trọng cần để ý đối với hai giải pháp trên, đó là các biến tần ngoài chức năng điều chỉnh, còn cần có khả năng khởi động và nối động cơ và lưới điện. Thông thường, các biến tần có đầu ra là một bộ nghịch lưu độc lập điện áp 3 pha, có nghĩa là các thông số đầu ra của biến tần như tần số, góc pha, và đặc biệt là giá trị tức thời của điện áp hoàn



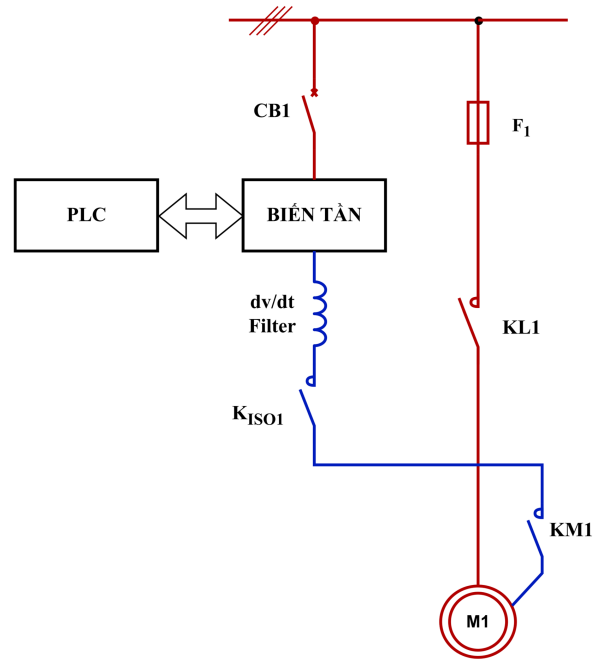


**Hình 18.** Sơ đồ một sợi trạm bơm trung thế với một biến tần và một KDM-3P dự phòng.



**Hình 19.** Cấu trúc nghịch lưu cầu H xếp chồng 13 mức.

toàn khác với lưới điện. Nếu thực hiện việc nối lưới động cơ theo nguyên lý "không đồng bộ", nghĩa là cắt biến tần rồi mới đóng động cơ vào lưới, nguy cơ xảy ra sự cố quá dòng và dao động mô men ở thời điểm nối lưới rất cao, gây ảnh hưởng xấu đến cả động cơ và hệ thống cơ khí. Lý do là ngay trước khi nối lưới, phía stator của động cơ không được cấp điện trong một khoảng thời gian ngắn, trong khi rotor vẫn quay theo quán tính. Do vẫn còn từ dư ở phía rotor, stator của động cơ lúc này vẫn xuất hiện một sức điện động cảm ứng mà mọi thông số như tần số, biên độ, góc pha đều không đồng bộ với lưới. Điều này dẫn đến ở thời điểm nối lưới ngay sau đó, dòng điện stator cùng với mô men điện từ tăng vọt và dao động khiến hệ thống cơ khí có độ giật lớn. Do đó, chỉ biến tần có tính năng "hòa đồng bộ lưới" mới có thể được sử dụng cho hai giải pháp trên, đồng thời giữa lưới và biến tần cần có một cuộn kháng để hạn chế dòng điện vòng giữa hai nguồn. Trong thực tế, biến tần trung thế cầu H xếp chồng (ML-CHB) [10] với cấu trúc như mô tả ở hình 19 kèm theo tính năng hòa đồng bộ lưới là giải pháp được sử dụng nhiều nhất [11]. Ngoài độ tin cậy cao nhờ khả năng vận hành ngay cả khi một vài module công suất gặp sự cố [12–14], dòng biến tần này còn có độ méo sóng hài của dòng điện phía lưới rất nhỏ nhờ cấu tạo đặc biệt của biến áp đầu vào, với các cuộn thứ cấp lệch pha góc  $\gamma = \frac{360^0}{x}$  với  $x$  là số xung của sơ đồ chỉnh lưu, giúp hình thành nên sơ đồ chỉnh lưu nhiều xung [11]. Đặc biệt với tính năng hòa đồng bộ lưới, ML-CHB cho phép khởi động và nối động cơ vào lưới một cách êm ái mà không gây ra dao động về dòng điện và mô men.



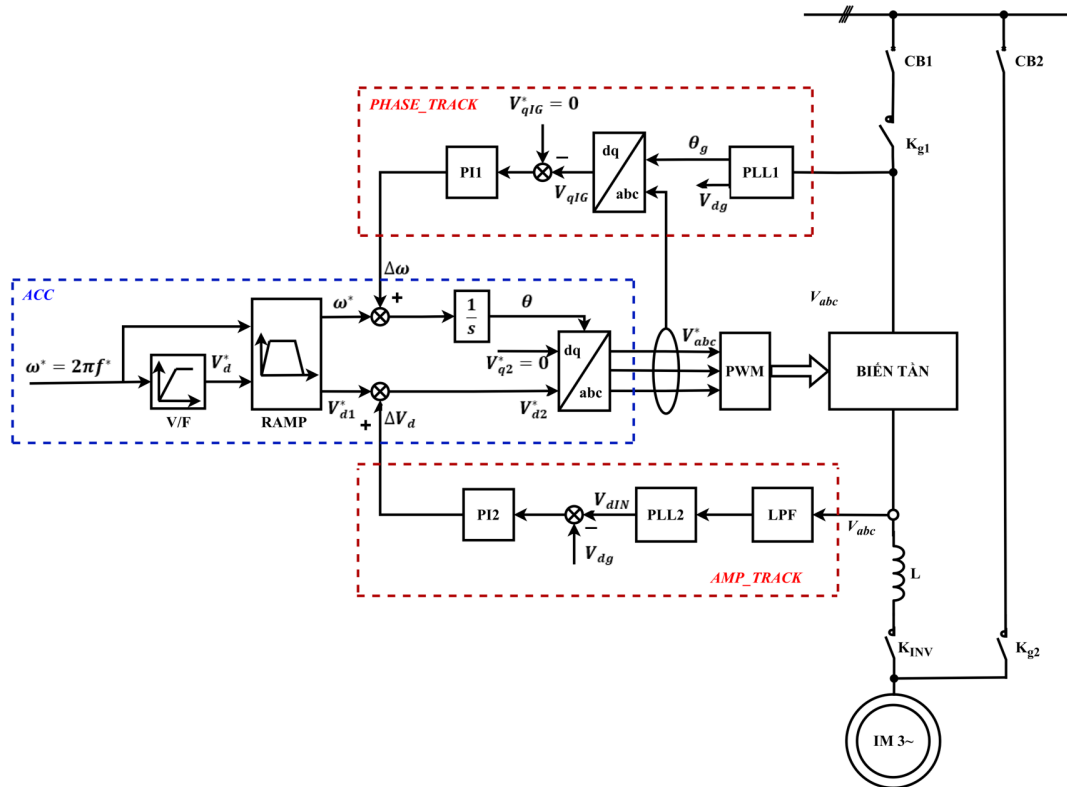
**Hình 20.** Sơ đồ một sợi hệ khởi động mềm bằng biến tần hòa đồng bộ lưới.

### 3.2. Quy trình khởi động bằng biến tần theo nguyên lý hòa đồng bộ

Như đã phân tích ở trên, nếu không đảm bảo các yêu cầu về hòa đồng bộ, cụ thể là phải đảm bảo các điều kiện về tần số, góc pha và biên độ, việc cho biến tần chạy song song với lưới sẽ dẫn đến sự cố ngắn mạch gây nguy hiểm cho biến tần và lưới điện. Do đó, quy trình khởi động theo nguyên lý đồng bộ lưới phải diễn ra theo một trình tự logic chặt chẽ. Xét sơ đồ một sợi của một hệ khởi động mềm bằng biến tần như hình 20, bao gồm một bộ PLC để xử lý các tín hiệu logic, một bộ biến tần AFD, một contactor nối lưới  $KL_1$  và một contactor phía đầu ra biến tần  $K_{M1}$ . Quy trình khởi động được thực hiện theo các bước sau:

#### Algorithm 1 Quy trình khởi động theo nguyên lý hòa đồng bộ

- 1 Hệ điều khiển trung tâm gửi tín hiệu hòa đồng bộ lưới tới PLC
- 2 PLC gửi tín hiệu hòa đồng bộ tới biến tần
- 3 Biến tần tự động tăng tốc động cơ đến tần số và điện áp lưới
- 4 Biến tần thực hiện thuật toán đồng bộ điện áp ra với lưới điện
- 5 Biến tần gửi tín hiệu xác nhận đã đồng bộ lưới về PLC
- 6 PLC ra lệnh đóng contactor nối lưới  $KL_1$
- 7 Biến tần chờ tín hiệu xác nhận đã đóng  $KL_1$
- 8 Biến tần cắt xung điều khiển và ra lệnh mở contactor đầu ra  $K_{M1}$
- 9 PLC tắt tín hiệu hòa đồng bộ tới biến tần, kết thúc quá trình khởi động



Hình 21. Cấu trúc điều khiển khởi động bằng biến tần.

### 3.3. Cấu trúc điều khiển khởi động theo nguyên lý hòa đồng bộ lưới

Mặc dù được ứng dụng rộng rãi trong ML-CHB, rất ít tài liệu mô tả cấu trúc điều khiển quá trình hòa đồng bộ lưới cài đặt bên trong biến tần. Do đó, nhóm tác giả có đề xuất một cấu hình điều khiển để minh họa quá trình này, với cấu trúc như hình 21. Trong đó, hệ điều khiển được chia thành 3 khối tương ứng với 3 giai đoạn của quá trình khởi động.

Khi nhận được lệnh hòa đồng bộ, hệ điều khiển tự động chuyển sang chế độ điều khiển V/F và tăng tốc động cơ lên tần số và điện áp lưới theo đường đặc tính tăng tốc đã cài đặt. Khi đã đạt tới tần số cơ bản, khối điều khiển PHASE\_TRACK được kích hoạt để điện áp đầu ra biến tần đồng pha với lưới điện. Khối này có cấu trúc gồm một vòng khóa pha (PLL) với đầu vào là điện áp 3 pha phía lưới. Thông tin về góc pha của lưới  $\theta_g$  được sử dụng cho bộ chuyển đổi tọa độ quay  $abc \rightarrow dq$  với đầu vào là lượng đặt điện áp 3 pha mong muốn  $V_{abc}^*$ . Chừng nào điện áp đặt và điện áp lưới còn chưa đồng pha, thì đầu ra của khâu chuyển đổi tọa độ này còn có  $V_{q1g} \neq 0$ , tức là bộ điều khiển PI1 còn hiệu chỉnh tần số đặt để thực hiện quá trình đồng pha.

Sau khi khối PHASE\_TRACK hoàn thành nhiệm vụ đồng pha, khối AMP\_TRACK được kích hoạt để đảm bảo biên độ điện áp ra bám chặt biên độ điện áp lưới. Do điện áp đầu ra biến tần có hiện tượng đập mạch, trước tiên một bộ lọc thông thấp LPF được sử dụng để loại bỏ ảnh hưởng của thành phần tần số cao. Tiếp đến, bộ PLL2 sẽ cung cấp thông tin về biên độ điện áp đầu ra  $V_{d1N}$  của biến tần, giá trị này được so sánh với biên độ điện áp lưới  $V_{dg}$  lấy từ PLL1 [15]. Và bộ điều khiển PI2 sẽ có nhiệm vụ điều chỉnh lượng bù điện áp  $\Delta V_d$  sao cho sai lệch  $e = V_{dg} - V_{d1N} \rightarrow 0$ .

Với cấu trúc này kết hợp với trình tự logic tuần tự như trên, hệ

Bảng 2. Tham số của động cơ trung thế

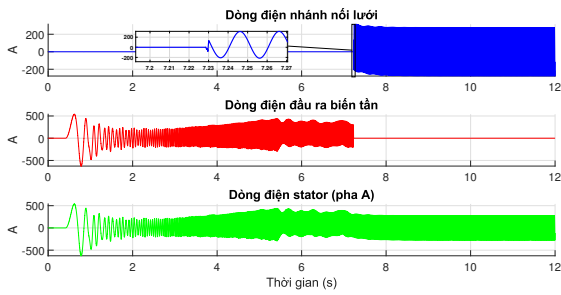
Công suất định mức	2850kW
Điện áp định mức	6000V
Tần số	50Hz
Dòng điện định mức	335.841A
Tốc độ định mức	992.263rpm
Mô-men định mức	27442Nm
Hệ số công suất	0.845
Mô men quán tính	$275kgm^2$

điều khiển đảm bảo điện áp đầu ra biến tần bám chặt theo điện áp lưới cả về tần số, biên độ và góc pha, do đó đảm bảo quá trình hòa đồng bộ diễn ra mà không xảy ra sự cố quá dòng. Thuật toán trên được kiểm chứng thông qua mô phỏng với biến tần ML-CHB loại 6 module trên mỗi pha, và động cơ KĐB-3P trung thế có tham số cho ở bảng 2.

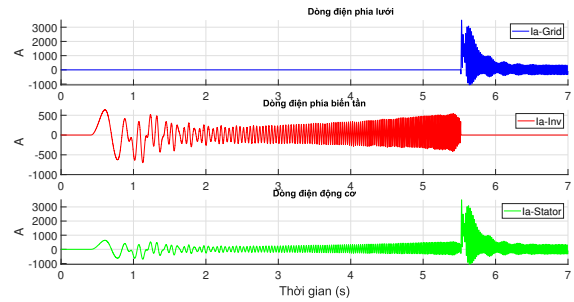
Kết quả quá trình khởi động mềm được minh họa ở các hình 22, 23, 24, 25 cho thấy hệ thống vận hành đúng như mong đợi, trong đó điện áp phát ra bởi biến tần bám chặt lưới ở cả ba thông số: biên độ, tần số và góc pha. Nhờ đó, dòng điện nhánh nối lưới và nhánh biến tần hầu như không có biến động ở thời điểm chuyển mạch. Trong khi đó, việc thực hiện quá trình nối lưới theo nguyên lý "không đồng bộ" khiến dòng điện tăng vọt như hình 26, gây ảnh hưởng xấu đến hệ truyền động.

## 4. Kết luận

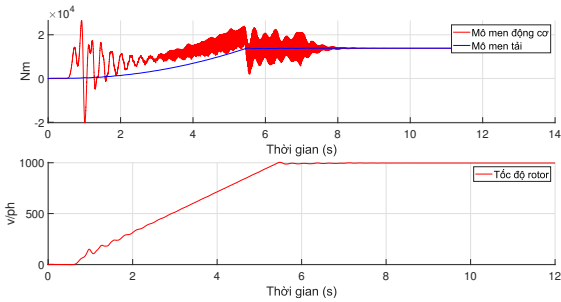
Trong nghiên cứu này, các biện pháp khởi động ĐCKĐB-3P công suất lớn dựa trên các bộ biến đổi như khởi động mềm và biến tần đa mức cầu H xếp chồng đã được trình bày một



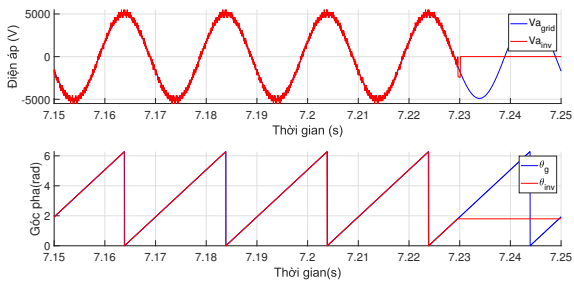
**Hình 22.** Dòng điện trong quá trình tăng tốc và hòa đồng bộ



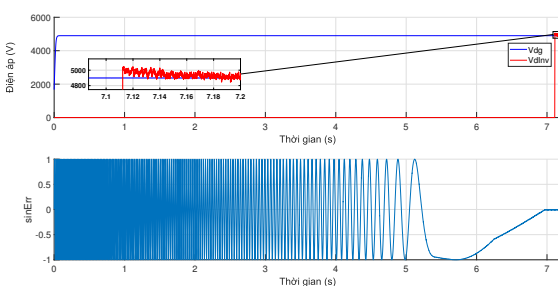
**Hình 26.** Quá trình nối lưới không đồng bộ



**Hình 23.** Quá trình tăng tốc của hệ truyền động



**Hình 24.** Điện áp và góc pha biến tần so với lưới ngay trước khi hòa đồng bộ



**Hình 25.** Điện áp trục  $d$  và sai lệch góc pha trong quá trình đồng bộ lưới

cách có hệ thống. Bằng cách kết hợp phân tích lý thuyết với mô phỏng tái tạo lại các tình huống thường xuất hiện trong thực tế, bài báo giúp người đọc không những nắm được các kiến thức quan trọng về kiến trúc phần cứng, mà còn hiểu rõ cả cấu trúc điều khiển cài đặt bên trong của các bộ biến đổi cũng như khả năng ứng dụng của các cấu trúc điều khiển này đối với từng nhóm phụ tải. Ngoài ra, việc nhìn rõ hành vi của hệ thống một cách trực quan thông qua các số liệu mô phỏng cũng góp phần giúp người đọc chuẩn đoán được một số sự cố thường gặp trong quá trình khởi động các hệ truyền động công suất lớn.

Các kết quả chính của nghiên cứu này có thể là nguồn tài liệu tham khảo hữu ích đối với các kỹ sư thiết kế hệ truyền động.

**Lời cảm ơn**

Nghiên cứu này được hỗ trợ bởi Đại học Bách khoa Hà nội, thuộc đề tài mã số T2022-PC-005

**Tài liệu**

- [1] Goh, Hui Hwang & M.S, Looi & Bc, Kok. (2009). Comparison between Direct-On-Line, Star-Delta and Auto-transformer Induction Motor Starting Method in terms of Power Quality. Lecture Notes in Engineering and Computer Science. 2175.
- [2] R. F. McElveen and M. K. Toney, "Starting high-inertia loads," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 37, no. 1, pp. 137-144, Jan.-Feb. 2001, doi: 10.1109/28.903136.
- [3] ABB, "Soft starter handbook"
- [4] EaTon, "Solid-state soft start motor controller and starter"
- [5] Editor(s): Muhammad H. Rashid, Power Electronics Handbook (Third Edition), Butterworth-Heinemann, 2011, Pages 1375-1389, ISBN 9780123820365, <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-382036-5.00048-3>.
- [6] G. Zenginobuz, I. Cadirci, M. Ermis and C. Barlak, "Soft starting of large induction motors at constant current with minimized starting torque pulsations," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 37, no. 5, pp. 1334-1347, Sept.-Oct. 2001, doi: 10.1109/28.952509.
- [7] X. Li, J. Xu and H. Zhang, "Research on torque ramp current limit starting of induction motor based on dsPIC30F6014," 2017 IEEE 2nd Information Technology, Networking, Electronic and Automation Control Conference (ITNEC), Chengdu, China, 2017, pp. 1627-1630, doi: 10.1109/ITNEC.2017.8285069.
- [8] A. Nied, J. de Oliveira, R. de Farias Campos, R. P. Dias and L. C. de Souza Marques, "Soft Starting of Induction Motor With Torque Control," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 46, no. 3, pp. 1002-1010, May-june 2010, doi: 10.1109/TIA.2010.2045335..
- [9] Spencer, R., and J. Blois. "Pipeline energy management: using VFDs and sync-transfer control systems." Electrical Line Magazine 7 (2001).
- [10] Wu, Bin, and Mehdi Narimani. "High-power converters and AC drives." John Wiley & Sons, 2017.
- [11] Hoffmann Technics AG, "Medium Voltage VFD"
- [12] Van Chung, Mai, Trương Việt Hoàng, Nguyễn Vũ Cao, Vũ Hoàng Phương, and Nguyễn Văn Liên. "Nâng cao độ tin cậy của biến tần đa mức cấu trúc cầu H nối tầng trong hệ truyền động cho động cơ không đồng bộ." Measurement, Control, and Automation 1, no. 1 (2020): 8-8.
- [13] H. Lee, J. -W. Kang, B. -Y. Choi, K. -M. Kang and C. -Y. Won, "Fault-Tolerance Control for Power Equalization of Cascaded NPC/H-bridge Inverter System," 2019 10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2019 - ECCE Asia), Busan, Korea (South), 2019, pp. 2479-2485, doi: 10.23919/ICPE2019-ECCEAsia42246.2019.8796867.
- [14] N. C. Khaire, M. A. Chaudhari and R. Kumar, "Fault-Tolerant Operation of 3-Phase 7-Level CHBMLI with Modified Neutral Point Shift Method," 2022 Second International Conference on Power, Control and Computing Technologies (ICPC2T), Raipur, India, 2022, pp. 1-6, doi: 10.1109/ICPC2T53885.2022.9777090.
- [15] S. Golestan, J. M. Guerrero and J. C. Vasquez, "Three-Phase PLLs: A Review of Recent Advances," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 32, no. 3, pp. 1894-1907, March 2017, doi: 10.1109/TPEL.2016.2565642.

# Enhance Control Performance of a Pneumatic Artificial Muscle System Using RBF-Neural Network Approximation and Power Rate Exponential Reaching Law Sliding Mode Control

 Viet-Thanh Nguyen<sup>1</sup> and Quy Thinh Dao<sup>1,\*</sup>
<sup>1</sup>*School of Electrical and Electronic Engineering, Hanoi University of Science and Technology*

 \*Corresponding author E-mail: [thinh.daoquy@hust.edu.vn](mailto:thinh.daoquy@hust.edu.vn)

## Abstract

This research focuses on the integration of a radial basis function neural network (RBFNN) for uncertainty approximation in pneumatic artificial muscle (PAM) systems within the framework of power rate exponential reaching law sliding mode control (PRERL-SMC). Configured in an antagonistic manner, PAMs provide a range of benefits for developing actuators with human-like characteristics. Nevertheless, their intrinsic nonlinearity and uncertain behavior are obstacles to attaining accurate control, particularly in rehabilitation scenarios where ensuring control precision is imperative for safety and effectiveness. The proposed method leverages a power rate exponential reaching law to ensure chattering-free control and swift convergence towards desired trajectories, while the RBFNN effectively approximates system uncertainties. Through comprehensive experiments, we compare the RBF-PRERL-SMC approach with conventional control methods, showcasing its superior performance in tracking various trajectories. Notably, our strategy proves robust against external perturbations, demonstrating its applicability in rehabilitation scenarios.

**Keywords:** *Pneumatic artificial muscle, Discrete-time sliding mode control, Exponential reaching law, Radial basis function neural network.*

## 1. Introduction

The field of robotics has witnessed remarkable advancements in recent years, with applications ranging from industrial automation to healthcare. Among these innovations, pneumatic artificial muscle (PAM) systems have emerged as promising candidates for creating bio-inspired actuators capable of human-like motions. PAMs, known for their lightweight, cylinder shape, high power-to-weight ratio, low cost, ease of maintenance, cleanliness, and compliant nature, hold great promise in fields like prosthetics, exoskeletons, and rehabilitation [1, 2, 3, 4]. However, their nonlinear behavior and inherent uncertainty have posed significant challenges for achieving precise and adaptive control, particularly in scenarios where safety and effectiveness are paramount. Thanks to its robustness, adaptability, and ease of implementation, the sliding mode control theory has gained prominence across various domains of control and automation. This approach proves especially effective in managing intricate nonlinear models like the PAM system, renowned for its inherent nonlinearity. Nonetheless, conventional sliding-mode controllers might encounter challenges in delivering satisfactory performance when dealing with PAM systems exhibiting underactuated attributes. The concept of sliding mode control (SMC) comprises two fundamental modes, namely the reaching phase and the sliding phase [5, 6]. In the reaching mode, the system trajectory progres-

sively approaches the predefined switching surface within a finite-time. Following this, during the sliding mode, the trajectories exhibit a distinct “sliding” behavior, smoothly converging towards the origin within the phase plane. A key challenge in SMC is chattering, resulting from rapid and high-frequency control signal switching. Chattering poses significant risks in real-time systems, potentially causing actuator wear and damage, making it undesirable. The issue of chattering in sliding mode control has garnered substantial attention within the research landscape, evident from the variety of strategies proposed in references [7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14]. Furthermore, the intricate nature and inherent uncertainties inherent in PAM systems present substantial hurdles when developing efficient controllers. Consequently, there exists a significant demand for adaptive and intelligent algorithms that can complement and enhance the sliding mode control strategy.

In recognition of this challenge, researchers have been actively exploring novel approaches to enhance control quality and overcome the limitations of conventional controllers within the context of PAM systems. For instance, the work presented in [15] introduced a control design based on reinforcement learning for a pneumatic gearbox actuator. Similarly, modern and adaptive methodologies have been applied to PAM systems, such as model-free techniques employed for gripper fingers [16], as well as adaptive controllers tailored for PAM subjects [17, 18, 19, 20]. Additionally, the integration of fuzzy logic

control, known for its adeptness in handling complex systems, has been extensively explored in conjunction with conventional methods to enhance control quality [21, 22, 23, 24, 25, 26, 27], among others.

However, when confronted with the unique challenges posed by highly nonlinear and uncertain PAM systems, the necessity for an intelligent algorithm endowed with distinct capabilities such as approximation, adaptivity, and generalization becomes evident. The radial basis function neural network (RBFNN) emerges as a promising solution, excelling in the realms of automation and control. Its ability to model and approximate intricate nonlinear systems while maintaining robustness renders it particularly suitable. Notably, a recent study by Gendi Liu *et al.* showcased the application of neural networks for tracking control of a dual-PAM arm robot, culminating in successful hardware experiments on a real PAM humanoid actuator model [28]. The amalgamation of the RBFNN and sliding mode control methods holds significant promise, capitalizing on the individual strengths of each. The RBF-SMC method, underpinned by theoretical advancements [29], has also been effectively employed in diverse control contexts, including servo motors [30] and robotic systems [31, 32, 33].

In this study, the proposed improvement strategy is using RBF neural networks to approximate the uncertain parameters inherent in an antagonistic configuration of PAMs based on the framework of a sliding mode control method enhanced by PRERL. Integrating RBFNN and PRERL-SMC is crucial for effectively addressing challenges in controlling PAM systems, especially those with underactuated characteristics. The intrinsic nonlinearity of PAM systems can complicate control tasks that conventional sliding-mode controllers struggle to handle. RBFNNs excel in approximating PAM system uncertainties, enhancing adaptability and control precision. Meanwhile, PRERL-SMC offers chattering-free control and rapid convergence to desired trajectories, vital for accurate and smooth control actions.

In summary, this research offers valuable contributions that significantly enhance control performance within the realm of PAM systems. Primarily, it introduces an adaptive control mechanism, purposefully crafted to proficiently manage the often challenging antagonistic configurations present in PAMs. This is achieved through the integration of RBFNN and the innovative PRERL-SMC. Moreover, the paper provides compelling evidence of the practicality and high potential impact of this hybrid approach by showcasing extensive experimental results conducted under diverse conditions. These results, collectively demonstrating the effectiveness and suitability of the proposed method, strongly emphasize its relevance and applicability in the domain of rehabilitation applications.

The paper is structured as follows: Section 2 outlines the experimental setup and the mathematical model of the PAM system. In Section 3, the design and stability analysis of the proposed RBF-PRERL-SMC controller are discussed. Section 4 presents the experimental results validating the effectiveness of the proposed approach. Finally, Section 5 concludes the paper by summarizing contributions and suggesting potential future research directions.

## 2. System modeling

The PAM-based experiment setup is shown in Figure 1, with its diagram presented in Figure 2. This configuration consists of a pair of self-made pneumatic artificial muscle actuators, arranged antagonistically, with a diameter of  $23 \times 10^{-3}$  (m) and a nominal length of  $40 \times 10^{-2}$  (m). The internal pressure of the pneumatic artificial muscle actuators is regulated via a proportional valve from SMC company, resulting in the rotational motion of a pulley wheel. A WDD35D8T angular sensor quantifies this rotational motion. The control system for this configuration utilizes the National Instruments myRIO-1900 embedded controller to process angle potentiometer data and deliver control signals to proportional valves. LabVIEW software is employed to interface, supervise, and monitor the complete experimental procedure.

Given the antagonistic system configuration illustrated in Figure 2, in which the internal pressures of the two PAMs can be described as follows:

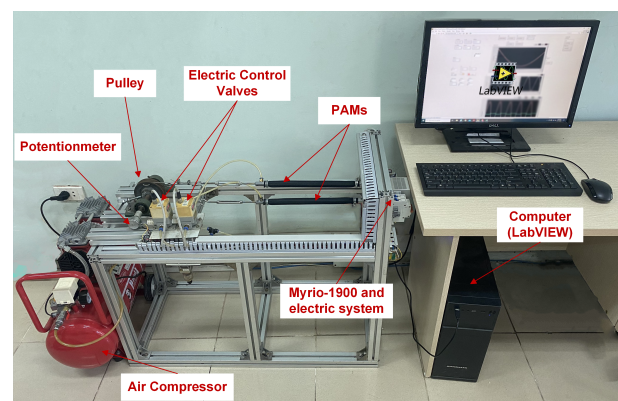
$$\begin{cases} P_1 = P_0 + \Delta P \\ P_2 = P_0 - \Delta P \end{cases} \quad (1)$$

where  $P_0$  denotes the PAMs' initial pressure, and  $\Delta P$  represents the changed pressure.

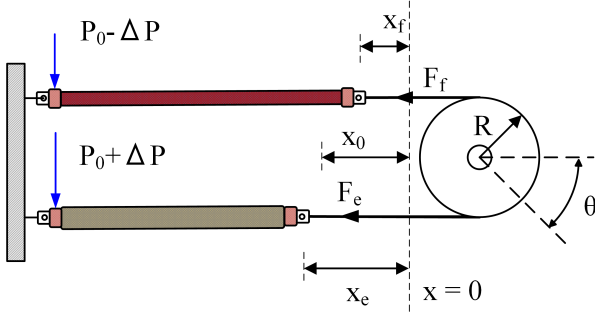
The control voltages for regulating the PAMs' proportional valves are formulated as follows:

$$\begin{cases} u_1 = u_0 + u = k_0(P_0 + \Delta P) \\ u_2 = u_0 - u = k_0(P_0 - \Delta P) \end{cases} \quad (2)$$

$u_0$  signifies the preloaded voltage, while  $k_0$  relates the output pressure of pneumatic artificial muscles (PAMs) to the control voltage  $u$ . The variable  $u$  becomes the manipulated parameter, acting as the control input for the closed-loop system, governing PAM contraction and consequently altering the joint angle  $\theta$ . The deflection angle signal is then conveyed back through a sensor, establishing a correlation where antagonistic PAM pairs function as a single-input single-output system. Here, the control voltage  $u$  from the Myrio controller serves as the input, while the measured pulley's angle  $\theta$  becomes the output. For this type of control system, a linear model characterizes the system's behavior, with any residual modeling error considered a lumped disturbance and managed by the controller. In our investigation, leveraging input/output data and a series of experiments, we adopt a discrete-time second-order mathematical model with perturbation as the representation of the



**Figure 1.** Experiment Platform of PAM-Based Antagonistic Configuration.



**Figure 2.** The structure schematic of the antagonistic PAMs system.

system [34]:

$$y(k+1) = -\sum_{i=1}^n a_i y(k-i+1) + \sum_{j=1}^m b_j u(k-j+1) + p(k), \quad (3)$$

in which  $u(k)$  is the control signal represents the control voltage  $u$  from Myrio controller,  $y(k)$  represents the measured angle at sample  $k^{th}$ , and  $p(k)$  accounts for the uncertain and unknown components of the system, and is bounded  $p(k) \leq D$ . Here,  $a_i$  and  $b_j$  stand for the model parameters (with  $b_j \neq 0$ ), and  $n = m = 2$ , denoting the order of the model. The specific numerical values corresponding to the model parameters are displayed in Table 1.

### 3. Design of the control strategy

This study presents a novel approach to PAM system control by introducing discrete-time SMC alongside power rate exponential reaching law (PRERL) and radial basis function neural network (RBFNN) uncertainty approximation. The objective is to ensure a control process devoid of chattering and to achieve rapid convergence, while maintaining tracking accuracy intact. The control algorithm's design is depicted in Figure 3. The intended signal, referred to as  $y^*$ , represents the desired trajectory, while the measured joint angle  $y$  captured by a potentiometer constitutes the output signal.

The closed-loop control system incorporates feedback, utilizing the tracking error to contribute input to the RBFNN, the adaptive mechanism, and the sliding mode based controller. The uncertain factor  $f(\mathbf{y})$  is estimated via the adaptive clustering process and subsequently communicated to the controller. The fresh reaching law proposal merges the conventional power rate approach with an exponential element, thereby forming an altered iteration of the constant reaching law. Based on the control signal  $u$ , two electrical valves alter the pressures, represented as  $P_1$  and  $P_2$ , applied to the two opposing PAMs to

**Table 1.** Model parameters

Parameters	Values
$a_1$	$-1.9567 \pm 0.0092$
$a_2$	$0.9576 \pm 0.0128$
$b_1$	$0.0126 \pm 0.0013$
$b_2$	$0.0124 \pm 0.0049$

produce the required motion.

Equation 3 can be rewritten as:

$$y(k+1) = -f(\mathbf{y}(k)) + \sum_{j=1}^m b_j u(k-j+1) \quad (4)$$

$$\text{in which } f(\mathbf{y}(k)) = \sum_{i=1}^n a_i y(k-i+1) - p(k)$$

#### 3.1. Sliding surface

This research proposed the following sliding surface

$$s(k) = e(k) + \lambda e(k-1) \quad (5)$$

in which  $e(k) = y^*(k) - y(k)$  is the tracking error and  $\lambda > 0$  is a tuning constant. Taking sample extraction at the next time step, (5) becomes:

$$s(k+1) = e(k+1) + \lambda e(k) \quad (6)$$

which is equivalent to:

$$e(k+1) = s(k+1) - \lambda e(k) = s(k+1) - \lambda [y^*(k) - y(k)] \quad (7)$$

Utilizing the selected PAM system as outlined in equation (3), the tracking error for the upcoming time step can be formulated as:

$$\begin{aligned} e(k+1) &= y^*(k+1) - y(k+1) \\ &= y^*(k+1) + f(\mathbf{y}(k)) - \sum_{j=1}^m b_j u(k-j+1) \end{aligned} \quad (8)$$

where  $y^*(k+1)$  is the one-sample forward of the desired signal. Since the reference trajectory is predetermined in control applications, it is assumed that  $y^*(k+1)$  is already known. From equation (7) and equation (8), we have

$$\begin{aligned} s(k+1) &= y^*(k+1) + f(\mathbf{y}(k)) - \sum_{j=1}^m b_j u(k-j+1) \\ &\quad + \lambda [y^*(k) - y(k)] \end{aligned} \quad (9)$$

#### 3.2. Discrete-time power rate exponential reaching law

In an effort to concurrently achieve chattering suppression and rapid convergence, the discrete-time reaching law employed in this study is presented as follows [35]:

$$s(k+1) = s(k) - \frac{\gamma}{\Psi(k)} |s(k)|^\alpha \text{sgn}(s(k)), \quad k > 0 \quad (10)$$

in which

$$\Psi(k) = \delta_0 + (1 - \delta_0) e^{-\beta |s(k)|^p} \quad (11)$$

where  $\delta_0$ ,  $\beta$ , and  $\gamma$  are strictly positive constants ( $\delta_0 < 1$ ),  $p$  is an integer ( $p > 0$ ). The inclusion of this exponential term enables the controller to flexibly adapt to changes in the switching function, adjusting the gain within the range of  $\gamma$  to  $\gamma/\delta_0$ . As a result, this approach effectively mitigates the occurrence of the chattering phenomenon. Through the integration of the power rate technique, the suggested controller significantly improves its effectiveness by alleviating chattering and concurrently enhancing the reaching speed.

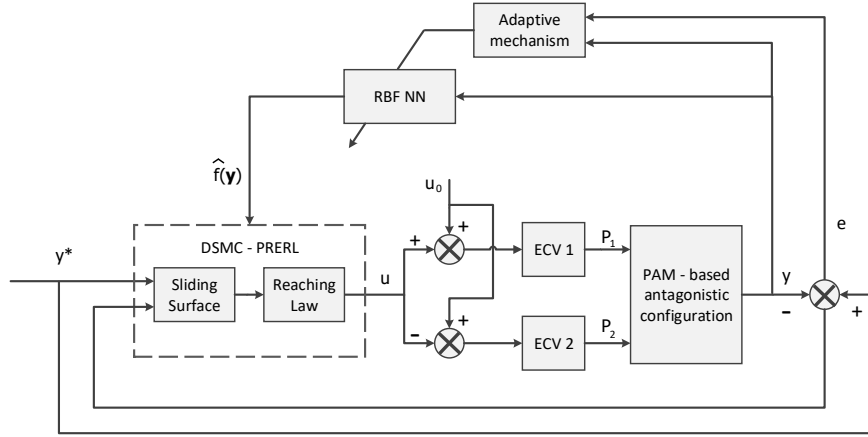


Figure 3. Block diagram of the system controller.

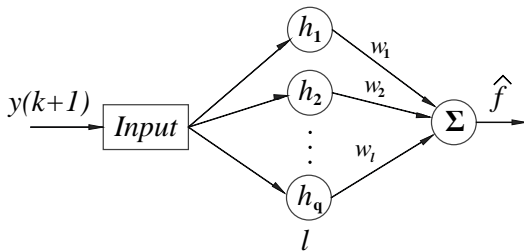


Figure 4. The 1-q-1 RBFNN structure.

**Remark 1.** If  $\delta_0$  is set to one and  $\alpha$  is set to zero, the resultant controller transforms into the DSMC with a constant rate reaching law. This implies that the conventional reaching law is a specific instance of the introduced method.

Afterward, the proposed control signal is obtained by inserting the sliding variable  $s_{k+1}$  from equation (10) into equation (9), and subsequently solving for  $u_k$ . This yields:

$$u_k = \frac{1}{b_1} \left\{ y^*(k+1) + f(y(k)) - \sum_{j=2}^m b_j u(k-j+1) + \lambda [y^*(k) - y(k)] - s(k) + \frac{\gamma}{\Psi(k)} |s(k)|^\alpha \operatorname{sgn}(s(k)) \right\} \quad (12)$$

### 3.3. RBF neural network design

At Eq. 12, since the element  $f(y)$  is unknown and uncertain due to the system's characteristics, we utilized radial-basis-function neural network to approximate  $f(y)$ . To increase control accuracy and adjust to parameter fluctuations, this work aims to introduce an SMC strategy combined with the RBFNN for uncertainty estimation purposes and simultaneously apply it to the PAM configuration.

In this study, the 1-q-1 radial basis function neural network (RBFNN) architecture (Figure 4) is employed to approximate the function  $f(\cdot)$  using the subsequent algorithm:

$$\hat{f}(y(k)) = \hat{\mathbf{w}}(k)^T \mathbf{h}(y(k-1)) \quad (13)$$

where the selection of the value  $y(k-1)$  serves as the input to the network,  $\hat{\mathbf{w}}(k)$  represents the vector containing the network's weight values. The vector  $\mathbf{h} = [h_l]^T$  corresponds to the output of the Gaussian function, with each component  $h_l$  being defined in a subsequent manner

$$h_l = \exp\left(-\frac{\|y(k-1) - p_l\|^2}{b_l^2}\right) \quad (14)$$

where

$$p = [p_l] = [p_1, p_2, \dots, p_q]$$

represents the positional value of the Gaussian function's center point within the neural network. This vector consists of a single row that corresponds to the number of elements in the input. The index  $l$ , ranging from 1 to  $q$ , signifies the hidden layer node number. Additionally, the Gaussian function's spread for node  $l$  is denoted by the vector  $b = [b_l] = [b_1, \dots, b_q]^T$ . For any non-zero value of the approximation error bound  $\varepsilon_f$ , there exist specific optimal weight vectors  $\mathbf{w}^*$  such that:

$$f(y) = \hat{f}(y, \mathbf{w}^*) - \Delta_f(y) \quad (15)$$

where  $\Delta_f(y)$  represents the optimal network approximation error, and  $|\Delta_f(y)| < \varepsilon_f$ . Subsequently, we can derive the general network approximation error as follows:

$$\begin{aligned} \tilde{f}(y(k)) &= f(y(k)) - \hat{f}(y(k)) \\ &= \hat{f}(y(k), \mathbf{w}^*) - \Delta_f(y(k-1)) - \hat{\mathbf{w}}(k)^T \mathbf{h}(y(k-1)) \\ &= -\tilde{\mathbf{w}}(k)^T \mathbf{h}(y(k-1)) - \Delta_f(y(k-1)) \end{aligned} \quad (16)$$

where  $\tilde{\mathbf{w}}(k) = \hat{\mathbf{w}}(k) - \mathbf{w}^*$ . With the estimated component  $\hat{f}(y(k))$ , the control law at (12) is rewritten as:

$$u(k) = \frac{1}{b_1} \left\{ y^*(k+1) + \hat{f}(y(k)) - \sum_{j=2}^m b_j u(k-j+1) + \lambda [y^*(k) - y(k)] - s(k) + \frac{\gamma}{\Psi(k)} |s(k)|^\alpha \operatorname{sgn}(s(k)) \right\} \quad (17)$$

Assuming that the sliding surface (10) is approached, it means  $s(k) \rightarrow 0$ , substituting (17) into (4), we have:

$$\begin{aligned} y^*(k+1) - y(k+1) &= f(y(k)) - \hat{f}(y(k)) - \lambda [y^*(k) - y(k)] \\ e(k+1) &= \tilde{f}(y(k)) - \lambda e(k) \end{aligned}$$

Thus,

$$e(k) + \lambda e(k-1) = \tilde{f}(\mathbf{y}(k-1)) \quad (18)$$

The expression for (18) can also be represented as:

$$e(k) = \Gamma^{-1}(z^{-1})\tilde{f}(\mathbf{y}(k-1)) \quad (19)$$

where  $\Gamma^{-1}(z^{-1}) = 1 + \lambda z^{-1}$ ,  $z^{-1}$  is the discrete-time delay operator. Introduce a novel augmented error denoted as:

$$e_1(k) = \eta[e(k) - \Gamma^{-1}(z^{-1})v(k)] \quad (20)$$

where  $\eta > 0$ .

By replacing (19) into (20), we obtain:

$$\begin{aligned} e_1(k) &= \eta\Gamma^{-1}(z^{-1})[\tilde{f}(\mathbf{y}(k-1)) - v(k)] \\ &= \eta \frac{1}{1 + \lambda z^{-1}} [\tilde{f}(\mathbf{y}(k-1)) - v(k)] \end{aligned}$$

resulting in the relationship:

$$e_1(k-1) = \frac{\eta[\tilde{f}(\mathbf{y}(k-1)) - v(k)] - e_1(k)}{\lambda} \quad (21)$$

The auxiliary signal  $v(k)$  is designed in such a way that the convergence of  $e_1(k) \rightarrow 0$  implies the convergence of  $e(k) \rightarrow 0$ . The design of the auxiliary signal is based on a well-established theory described in [36]:

$$v(k) = v_1(k) + v_2(k)$$

with  $v_1(k) = \frac{\eta}{2\mu\lambda^2} \mathbf{h}^T(\mathbf{y}(k-1))e_1(k)$  and  $v_2(k) = Ge_1(k)$ . ( $G$  is a positive constant)

From (20), we obtain

$$e_1(k) = \eta \left[ e(k) - \frac{1}{1 + \lambda z^{-1}} v(k) \right] \quad (22)$$

or

$$e_1(k) \times (1 + \lambda z^{-1}) = \eta [e(k)(1 + \lambda z^{-1}) - v(k)] \quad (23)$$

Therefore,

$$e_1(k) = -\lambda e_1(k-1) + \eta [e(k) + \lambda e(k-1) - v(k)] \quad (24)$$

Let's consider  $v(k)$  as a virtual variable, define  $v'_1(k) = \frac{\eta}{2\mu\lambda^2} \mathbf{h}^T(\mathbf{y}(k-1))\mathbf{h}(\mathbf{y}(k-1))$ , then we have  $v(k) = [v'_1(k) + G]e_1(k)$ . Blending in (24), we received:

$$e_1(k) = \frac{-\lambda e_1(k-1) + \eta [e(k) + \lambda e(k-1)]}{1 + \eta [v'_1(k) + G]} \quad (25)$$

The adaptive law is designed as:

$$\Delta \hat{\boldsymbol{\omega}}(k) = \begin{cases} \frac{\eta}{\mu\lambda^2} \mathbf{h}(\mathbf{y}(k-1))e_1(k) & \text{if } |e_1(k)| > \varepsilon_f/G \\ 0 & \text{if } |e_1(k)| \leq \varepsilon_f/G \end{cases} \quad (26)$$

where  $\Delta \hat{\boldsymbol{\omega}}(k) = \hat{\boldsymbol{\omega}}(k) - \hat{\boldsymbol{\omega}}(k-1)$ ,  $\mu$  and  $G$  are constants strictly greater than zero.

### 3.4. Stability analysis

In this section, we will theoretically prove the behavior of the sliding function as depicted in the proposed reaching law (10).

**Lemma 1.** Defining a positive function  $\Phi(\alpha)$  as

$$\Phi(\alpha) = 1 + \alpha^{\frac{1}{1-\alpha}} - \alpha^{\frac{1}{1-\alpha}} \quad (27)$$

in which  $1 < \Phi(\alpha) < 2$  if  $0 < \alpha < 1$  [37].

**Theorem 1.** For the discrete-time SISO system (3) along with the sliding surface (5) and the controller (12), the assurance is provided that the sliding variable  $s(k)$  will enter the finite-time region  $\Omega$ , which is defined as:

$$\Omega = \left\{ |s(k)| \leq \Phi(\alpha) \frac{\gamma}{\Psi(k)}^{\frac{1}{1-\alpha}} \right\} \quad (28)$$

*Proof.* Designing Lyapunov function  $V(k) = [s(k)]^2$  and base on (10), one obtains

$$\begin{aligned} \Delta V(k) &= V(k+1) - V(k) \\ &= - \left[ \frac{\gamma}{\Psi(k)} |s(k)|^\alpha \operatorname{sgn}(s(k)) \right] \times \\ &\quad \left[ 2s(k) - \frac{\gamma}{\Psi(k)} |s(k)|^\alpha \operatorname{sgn}(s(k)) \right] \end{aligned} \quad (29)$$

If  $s(k) \notin \Omega$ , there will have two cases for  $s(k)$ .

**Case 1.**  $s(k) > \Phi(\alpha) \frac{\gamma}{\Psi(k)}^{\frac{1}{1-\alpha}} > 0$

In this case, it can be derived that

$$[s(k)]^{1-\alpha} > [\Phi(\alpha)]^{1-\alpha} \frac{\gamma}{\Psi(k)} \quad (30)$$

which results in

$$[s(k)]^\alpha [s(k)]^{1-\alpha} > [s(k)]^\alpha [\Phi(\alpha)]^{1-\alpha} \frac{\gamma}{\Psi(k)} \quad (31)$$

Since  $[\Phi(\alpha)]^{1-\alpha} > 1$ , the following deduction can be held

$$s(k) > |s(k)|^\alpha \frac{\gamma}{\Psi(k)} \operatorname{sgn}(s(k)) > 0 \quad (32)$$

which implies

$$2s(k) - \frac{\gamma}{\Psi(k)} |s(k)|^\alpha \operatorname{sgn}(s(k)) > 0 \quad (33)$$

Thus, in both observation of (29), (32), and (33), it becomes

$$\Delta V(k) = V(k+1) - V(k) < 0 \quad (34)$$

**Case 2.**  $s(k) < -\Phi(\alpha) \frac{\gamma}{\Psi(k)}^{\frac{1}{1-\alpha}} < 0$

By conducting a similar analysis, it can be deduced that  $\Delta V(k) < 0$  remains valid. As a result, the sliding variable  $s(k)$  will indeed enter the domain  $\Omega$  within a finite number of steps. This concludes the proof.  $\square$

**Lemma 2.** Mentioned function  $\Phi(\alpha)$  in (27), if  $0 < \alpha < 1$ , then  $\theta\Phi(\alpha) - \theta^\alpha[\Phi(\alpha)]^\alpha + \Phi(\alpha) - 1 \geq 0$  for any  $\theta \in [0, 1]$ .



*Proof.* Define  $g(\theta) = \theta\Phi(\alpha) - \theta^\alpha[\Phi(\alpha)]^\alpha + \Phi(\alpha) - 1$ .

First, since Lemma 1 implies  $1 < \Phi(\alpha) < 2$  if  $0 < \alpha < 1$ , we can easily infer that  $g(0) = \Phi(\alpha) - 1 > 0$  and  $\Phi(\alpha) - [\Phi(\alpha)]^\alpha > 0$ , which also remains  $g(1) = \Phi(\alpha) - [\Phi(\alpha)]^\alpha + \Phi(\alpha) - 1 > 0$ .

Secondly, by solving  $\dot{g}(\theta) = 0$  to determine the critical points of  $g(\theta)$ , we obtain:

$$\Phi(\alpha) - \alpha\theta^{\alpha-1}\Phi(\alpha)^\alpha = 0 \quad (35)$$

which follows  $\theta^{1-\alpha} = \alpha\Phi(\alpha)^{-(1-\alpha)}$  then  $\theta = [\alpha^{1-\alpha}] / [\Phi(\alpha)]$ .

By substituting it into  $g(\theta)$ , we arrive at  $g(\theta) = 0$  with the critical point  $\theta = \alpha^{1-\alpha} / \Phi(\alpha)$ . Considering the values of  $g(0)$  and  $g(1)$  as well, it can be concluded that  $\min_{\theta \in [0,1]} g(\theta) = 0$ . This concludes the proof of Lemma 2.  $\square$

**Theorem 2.** *Once  $s(k)$  enters the region  $\Omega$ , it remains confined within it and cannot exit.*

*Proof.* Suppose  $s(k) = \theta\Phi(\alpha) \left(\frac{\gamma}{\Psi(k)}\right)^{\frac{1}{1-\alpha}}$  with  $0 \leq \theta \leq 1$ . By considering the reaching law (10), we can deduce that

$$\begin{aligned} s(k+1) &= \theta\Phi(\alpha) \frac{\gamma}{\Psi(k)}^{\frac{1}{1-\alpha}} - (\theta\Phi(\alpha))^\alpha \frac{\gamma}{\Psi(k)}^{\frac{1}{1-\alpha}} \\ &= \left[1 - (\theta\Phi(\alpha))^{\alpha-1}\right] \theta\Phi(\alpha) \frac{\gamma}{\Psi(k)}^{\frac{1}{1-\alpha}} \end{aligned} \quad (36)$$

Since  $\theta\Phi(\alpha) \geq 0$ ,  $\left[1 - (\theta\Phi(\alpha))^{\alpha-1}\right] \leq 1$ . Thus, we can derive from (36) the following expression:

$$s(k+1) \leq \Phi(\alpha) \frac{\gamma}{\Psi(k)}^{\frac{1}{1-\alpha}} \quad (37)$$

Beside, examining (36) provides:

$$s(k+1) = \left[\theta\Phi(\alpha) - (\theta\Phi(\alpha))^\alpha\right] \frac{\gamma}{\Psi(k)}^{\frac{1}{1-\alpha}} \quad (38)$$

Considering the range of  $0 < \alpha < 1$ , if  $\theta\Phi(\alpha) \geq 1$ , then  $\theta\Phi(\alpha) - (\theta\Phi(\alpha))^\alpha > 0$ . Moreover, if  $0 \leq \theta\Phi(\alpha) \leq 1$ , it can be deduced from Lemma 2 that:  $\theta\Phi(\alpha) - \theta^\alpha\Phi(\alpha)^\alpha \geq 1 - \Phi(\alpha) \geq -\Phi(\alpha)$ . Hence, based on the range of  $0 \leq \theta \leq 1$ , it can be concluded that:

$$s(k+1) \geq -\Phi(\alpha) \frac{\gamma}{\Psi(k)}^{\frac{1}{1-\alpha}} \quad (39)$$

Consequently, it can be deduced from (37) and (39) that when  $s(k) \in \Omega$ , the state  $s(k+1) \in \Omega$ . A similar outcome can be derived under the assumption:  $s(k) = \theta\Phi(\alpha) \frac{\gamma}{\Psi(k)}^{\frac{1}{1-\alpha}}$  with  $-1 \leq \theta \leq 0$ , which results in  $s(k+1) \in \Omega$ . As a consequence, the sliding variable will remain within the region  $\Omega$  subsequent to its entry.

This completes the proof.  $\square$

**Remark 2.** *In the context of the power rate method, the presence of the condition  $0 < \alpha < 1$  is crucial. However, it's worth noting that when  $\alpha$  takes a relatively high value, the sliding mode motion might not occur. While this can lead to rapid reaching of the equilibrium point, it also tends to negatively impact the system's robustness. As a result, it's recommended to choose  $\alpha$  within the range of  $0 < \alpha < 0.5$ , a suggestion put forth in [35].*

## 4. Experimental results

This section delves into the assessment of the effectiveness of the introduced controller in achieving the desired trajectories. The experimentation was conducted using the NI-Myrio 1900 microcontroller along with the NI LabVIEW software application. To implement the control algorithm, a discrete sampling time of 5 milliseconds ( $T_s$ ) was chosen. Furthermore, the main purpose of this study is to provide accreditation for the enhancement of radial-basis-function neural networks (RBFNN). The comparison involves evaluating the suggested control method against an exponential reaching law discrete-time sliding mode controller (PRERL - DSMC) without the use of the RBFNN technique. This evaluation is conducted based on performance criteria under identical operating conditions. The model parameters for the PAMs system are provided in Table 1. Besides, the control parameters for the PRERL technique are fine-tuned through trial and are detailed in Table 2. Notably, PRERL-SMC base common parameters between the two controllers being compared are kept consistent.

**Table 2.** Parameters of the PRERL technique

Parameters	$\lambda$	$\gamma$	$\delta_0$	$\beta$	$p$	$\alpha$
Values	0.5	3	0.2	0.05	1	0.4

Due to the intricate nature of the system, we opted for a 1-7-1 configuration for the RBF neural network. In this setup, the input of the neural network consists of a single node representing the measured joint angle. The hidden layer is composed of 7 nodes to encompass the span of the signal and compute weight vectors effectively. The width value  $\mathbf{b}$  is determined to offer optimal efficacy. The output layer includes a single node that signifies the approximated parameter  $f(x)$  of the PAM object. The parameters of the RBFNN adaptive method display as follows:

$$\mathbf{p} = [-40 \quad -20 \quad -10 \quad 0 \quad 10 \quad 20 \quad 40],$$

$$\mathbf{b} = [2, 2, 2, 2, 2, 2, 2],$$

$$\eta = 0.05, G = 5000, \varepsilon_f = 0.03, \mu = 0.03.$$

Following that, experiments were undertaken to assess the performance of the suggested controller in two distinct tasks: tracking the intersection of sinusoidal trajectories and tracking gait trajectories.

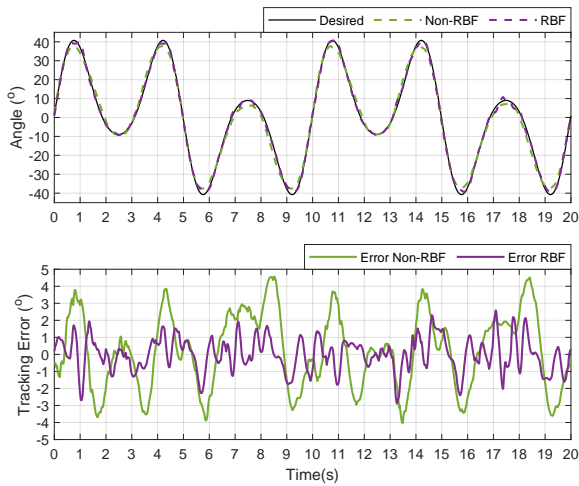
### 4.1. Tracking the conjuncture of sinusoidal signals

In this part, the required trajectories are made up of several signals. Consequently, a combination of three sinusoidal signals, each possessing distinct amplitudes and frequencies, is employed to form the reference signal. The equation describing the reference trajectory is determined as follows:

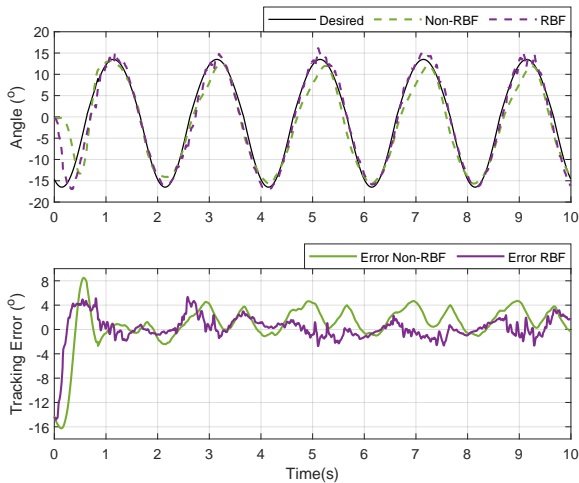
$$y^*(k) = A \sin(2\pi f \times kT_s) + 0.5A \sin(2\pi 0.1 \times kT_s) + 0.2A \sin(2\pi 0.5 \times kT_s), \text{ with } T_s = 0.005(s)$$

During the practical experimentation, the base amplitude is set at  $A = 30^\circ$ , and the base frequency  $f$  is tested at both  $0.2Hz$  and  $0.3Hz$ . The experiment outcomes with  $f = 0.3Hz$  are depicted in Figure 5. The upper and lower sub-figures correspondingly display the tracking performance and tracking error.

The results from these scenarios illustrate the outstanding tracking capabilities of the proposed controller. The MTE is around  $3.0^\circ$ , ensuring a satisfactory level of accuracy. Compared to the



**Figure 5.** Experiment results when tracking combined sinusoidal trajectory with 0.3Hz of basis frequency.

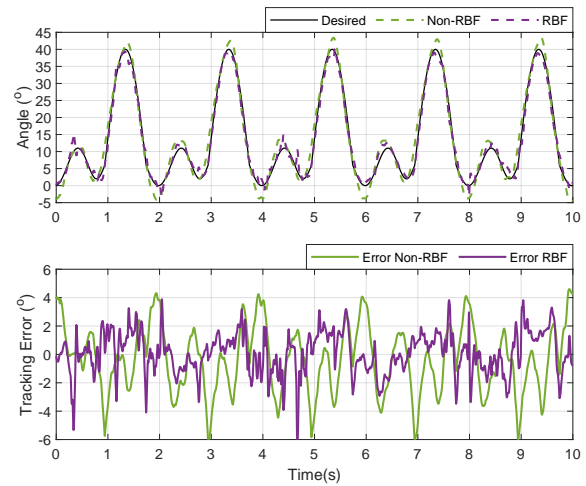


**Figure 6.** Experiment results when tracking 0.5Hz hip trajectories.

PRERL-SMC, the RBF-PRERL-SMC demonstrates significant superiority, particularly when dealing with high-angle rates of change. The RBF-PRERL-SMC maintains robust and accurate tracking performance, while the simpler controller exhibits lower accuracy, with a maximum tracking error of approximately  $6.0^\circ$ , which is twice as high as that of the proposed controller. Examining the root-mean-square error (RMSE) statistics, presented in Table 3, it is evident that the RBF-PRERL-SMC controller achieves an RMSE of approximately  $1.1^\circ$ , which is twice as good as its counterpart with an RMSE value of about  $2.5^\circ$ .

#### 4.2. Tracking gait-pattern signals

To evaluate the system's tracking capacity for rehabilitation applications, we examined its performance using gait trajectories. We utilized human gait data obtained from a prior study [38] to generate reference signals for the hip and knee joints, which were subsequently employed in our experiments. The outcomes of the experiments, focused on tracking the hip and knee trajectories, are depicted in Figures 6 and 7, respectively. In the case of the hip joint, the intended angle range encompasses values between  $-16.5^\circ$  and  $+13.5^\circ$ , while for the knee



**Figure 7.** Experiment results when tracking 0.5Hz knee trajectories.

**Table 3.** RMSE of two controllers at combined sinusoidal signals experiment.

Basis frequency	Non-RBF	RBF
0.2	2.25	1.10
0.3	2.40	1.00

joint, it varies between  $0.0^\circ$  and  $+40.0^\circ$ . All the specified desired trajectories were executed at frequencies of  $0.2\text{Hz}$  and  $0.5\text{Hz}$ .

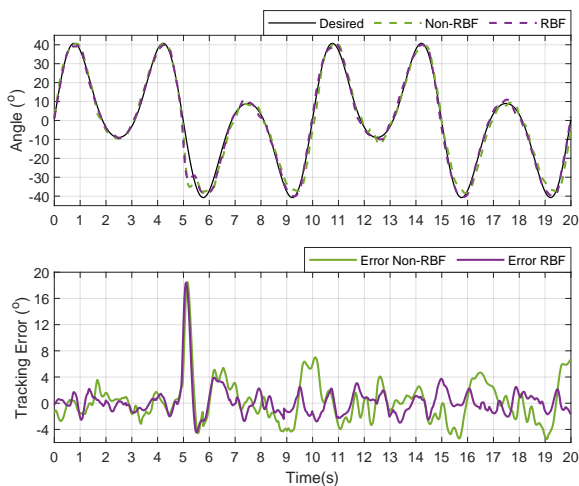
The experiment has been successfully conducted, and stability has been achieved in all tested scenarios. When evaluated based on the Maximum Tracking Error (MTE) criteria, there is no significant difference between the RBF-PRERL-SMC and the conventional controller when tracking hip joint trajectories, as the MTEs of both controllers are approximately  $16^\circ$ . This is due to the non-zero initial angle of the desired signal, while the actual angle is initially set as zero (as shown in Figure 6). However, the RBF-PRERL-SMC controller exhibits a faster convergence speed and lower error. The superior performance of the RBF-PRERL-SMC method is also evident from the RMSE criteria presented in Table 4. While tracking the hip joint trajectory, the performance of the conventional method deteriorates rapidly (RMSE values is  $3.27^\circ$  at  $0.5\text{Hz}$ ). In contrast, the with-RBF method maintains a high level of tracking ability with RMSEs of  $2.28^\circ$  at  $0.5\text{Hz}$ . Similar results are observed for the knee joint.

#### 4.3. Tracking experiments with external disturbances

For rehabilitation, it is crucial to thoroughly examine the robustness and stability of the system thoroughly. In practical scenarios, the presence of disturbances cannot be overlooked, as they inevitably affect control performance. To simulate such conditions, we conducted experiments with the antagonistic PAM system horizontally set up. After the system had been operating smoothly for approximately 5 seconds, we introduced a sudden vertical load of ten kilograms. The experimental results under various conditions are illustrated in Figures 8 and 9. It becomes evident that an extremely heavy load disrupts stability almost immediately. The RBF-PRERL-SMC strategy takes

**Table 4.** RMSE ( $^{\circ}$ ) of two controllers when tracking gait-pattern signals

Gait's frequency	Hip joint		Knee joint	
	Non-RBF	RBF	Non-RBF	RBF
0.2 Hz	2.47	1.84	1.85	1.10
0.5 Hz	3.27	2.28	2.66	1.48

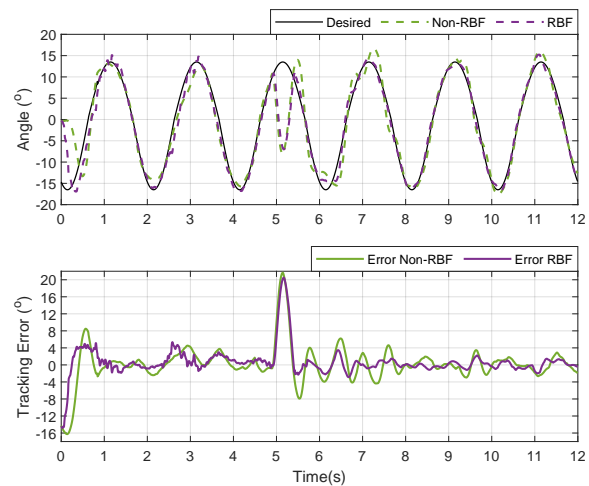
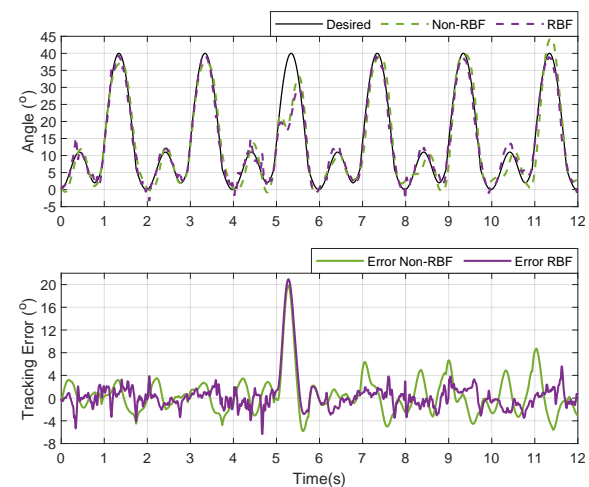
**Figure 8.** Experiment results when tracking combined sinusoidal trajectories with an external disturbance.

around 2 seconds to regain stability, while the non-RBF approach requires a significantly longer period or might even lose control quality. These results confirm that the system upgraded by the RBF technique can maintain equilibrium and endure substantial external disturbances. However, when subjected to a substantial disturbance, the control quality might experience a slight decline.

## 5. Conclusion and Discussion

In this study, we presented an enhanced discrete-time sliding mode control approach for pneumatic artificial muscle (PAM) systems. The integration of a radial basis function neural network (RBFNN) for uncertainty approximation, along with the utilization of power rate exponential reaching law sliding mode control (PRERL-SMC), has been shown to significantly improve the performance of PAM systems. The combination of these techniques addresses the inherent challenges posed by PAMs' nonlinearity and uncertainty, particularly in scenarios such as rehabilitation applications where precise control is essential for safety and effectiveness. The power rate exponential reaching law effectively suppressed chattering, ensuring smooth control actions and minimizing unnecessary oscillations. Furthermore, the RBFNN contributed to accurate uncertainty approximation, enhancing the overall control precision and adaptability of the system. The results obtained underscore the applicability of the proposed approach in real-world scenarios, showcasing its effectiveness in achieving robust and precise control. Notably, the proposed strategy exhibited robustness against external perturbations, which is crucial for maintaining control quality in real-world scenarios.

For forthcoming research, we intend to explore more advanced

**(a) Hip joint's trajectory.****(b) Knee joint's trajectory.****Figure 9.** Experiment results when tracking gait trajectories at 0.2Hz with an external disturbance.

RBF algorithms and integrate them with other control strategies to fully harness the potential of neural networks. This amalgamation aims to further elevate the system's performance and efficacy. Additionally, we plan to conduct targeted practical experiments tailored specifically to rehabilitation contexts.

## Acknowledgement

This research is funded by Hanoi University of Science and Technology (HUST) under project number T2022 - PC - 002

## References

- [1] Bhaben Kalita and S. K. Dwivedy. Dynamic analysis of pneumatic artificial muscle (pam) actuator for rehabilitation with principal parametric resonance condition - nonlinear dynamics. *SpringerLink*, Jul 2019.
- [2] Sai K. Banala, Seok Hun Kim, Sunil K. Agrawal, and John P. Scholz. Robot assisted gait training with active leg exoskeleton (alex). In *2008 2nd IEEE RAS & EMBS International Conference on Biomedical Robotics and Biomechatronics*, pages 653–658, 2008.
- [3] Quy-Thinh Dao and Shin-ichiroh Yamamoto. Assist-as-needed control of a robotic orthosis actuated by pneumatic artificial muscle for gait rehabilitation. *Applied Sciences*, 8(4), 2018.
- [4] Shahid Hussain, Sheng Q. Xie, and Prashant K. Jamwal. Control of a robotic orthosis for gait rehabilitation. *Robotics and Autonomous Systems*, 61(9):911–919, 2013.
- [5] Vadim I. Utkin. Sliding modes in control and optimization. In *Communications and Control Engineering Series*, 1992.

- [6] Roohma Afifa, Sadia Ali, Mahmood Pervaiz, and Jamshed Iqbal. Adaptive backstepping integral sliding mode control of a mimo separately excited dc motor. *Robotics*, 12(4), 2023.
- [7] Omer Saleem and Jamshed Iqbal. Fuzzy-immune-regulated adaptive degree-of-stability lqr for a self-balancing robotic mechanism: Design and hil realization. *IEEE Robotics and Automation Letters*, 8(8):4577–4584, 2023.
- [8] Sohail Ahmad, Ali Arshad Uppal, Muhammad Rizwan Azam, and Jamshed Iqbal. Chattering free sliding mode control and state dependent kalman filter design for underground gasification energy conversion process. *Electronics*, 12(4), 2023.
- [9] J.H. Lilly and P.M. Quesada. A two-input sliding-mode controller for a planar arm actuated by four pneumatic muscle groups. *IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering*, 12(3):349–359, 2004.
- [10] Cong Phat Vo, Xuan Dinh To, and Kyoung Kwan Ahn. A novel adaptive gain integral terminal sliding mode control scheme of a pneumatic artificial muscle system with time-delay estimation. *IEEE Access*, 7:141133–141143, 2019.
- [11] Chia-Jui Chiang and Ying-Chen Chen. Neural network fuzzy sliding mode control of pneumatic muscle actuators. *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, 65:68–86, 2017.
- [12] Jean-Jacques E Slotine, Weiping Li, et al. *Applied nonlinear control*, volume 199. Prentice hall Englewood Cliffs, NJ, 1991.
- [13] Pushkin Kachroo and Masayoshi Tomizuka. Chattering reduction and error convergence in the sliding-mode control of a class of nonlinear systems. *IEEE Transactions on automatic control*, 41(7):1063–1068, 1996.
- [14] Leonid M Fridman. An averaging approach to chattering. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 46(8):1260–1265, 2001.
- [15] Tamás Bécsi, Szilárd Aradi, Ádám Szabó, and Péter Gáspár. Policy gradient based reinforcement learning control design of an electro-pneumatic gearbox actuator. *IFAC-PapersOnLine*, 51(22):405–411, 2018.
- [16] Pol Hamon, Loïc Michel, Franck Plestan, and Damien Chablat. Control of a gripper finger actuated by a pneumatic muscle: new schemes based on a model-free approach. *IFAC-PapersOnLine*, 55(27):25–30, 2022.
- [17] Ling Zhao, Haiyan Cheng, Jinhui Zhang, and Yuanqing Xia. Adaptive control for a motion mechanism with pneumatic artificial muscles subject to dead-zones. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 148:107155, 2021.
- [18] Jian Huang, Yu Cao, and Yan-Wu Wang. Adaptive proxy-based sliding mode control for a class of second-order nonlinear systems and its application to pneumatic muscle actuators. *ISA Transactions*, 124:395–402, 2022.
- [19] Minh-Duc Duong, Quang-Thuyet Pham, Tuan-Chien Vu, Ngoc-Tam Bui, and Quy-Thinh Dao. Adaptive fuzzy sliding mode control of an actuator powered by two opposing pneumatic artificial muscles. *Scientific Reports*, 13(1):8242, 2023.
- [20] Quy-Thinh Dao, Vuong Van Dinh, Chien Tuan Vu, Thuyet Quang Pham, and Duc Minh Duong. An adaptive sliding mode controller for a pam-based actuator. *Engineering, Technology & Applied Science Research*, 13(1):10086–10092, 2023.
- [21] S.W. Chan, J.H. Lilly, D.W. Repperger, and J.E. Berlin. Fuzzy pd+i learning control for a pneumatic muscle. In *The 12th IEEE International Conference on Fuzzy Systems, 2003. FUZZ '03.*, volume 1, pages 278–283 vol.1, 2003.
- [22] Ho Pham Huy Anh and Kyoung Kwan Ahn. Hybrid control of a pneumatic artificial muscle (pam) robot arm using an inverse narx fuzzy model. *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, 24(4):697–716, 2011.
- [23] A. REZOUQ, F. HAMERLAIN, and M. HAMERLAIN. Application of fuzzy sliding mode to control of manipulator robot actuated by pneumatic artificial muscles. *IFAC Proceedings Volumes*, 42(19):580–585, 2009.
- [24] Cao Van Kien, Tran Thien Huan, Do Thanh Thai, and Ho Pham Huy Anh. Implementation of adaptive fuzzy sliding mode control for non-linear uncertain serial pneumatic-artificial-muscle (pam) robot system. In *2017 International Conference on System Science and Engineering (ICSSSE)*, pages 83–88, 2017.
- [25] Dingkun Liang, Ning Sun, Yiming Wu, Gendi Liu, and Yongchun Fang. Fuzzy-sliding mode control for humanoid arm robots actuated by pneumatic artificial muscles with unidirectional inputs, saturations, and dead zones. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 18(5):3011–3021, 2022.
- [26] A. REZOUQ, F. HAMERLAIN, and M. HAMERLAIN. Application of fuzzy sliding mode to control of manipulator robot actuated by pneumatic artificial muscles. *IFAC Proceedings Volumes*, 42(19):580–585, 2009.
- [27] Huayang Sai, Zhenbang Xu, Ce Xu, Xiaoming Wang, Kai Wang, and Lin Zhu. Adaptive local approximation neural network control based on extraordinariness particle swarm optimization for robotic manipulators. *Journal of Mechanical Science and Technology*, 36(3):1469–1483, 2022.
- [28] Gendi Liu, Ning Sun, Dingkun Liang, Yiheng Chen, Tong Yang, and Yongchun Fang. Neural network-based adaptive command filtering control for pneumatic artificial muscle robots with input uncertainties. *Control Engineering Practice*, 118:104960, 2022.
- [29] Niu Jianjun, Fu Yongling, and Qi Xiaoye. Design and application of discrete sliding mode control with rbf network-based switching law. *Chinese Journal of Aeronautics*, 22(3):279–284, 2009.
- [30] Hao Feng, Qianyu Song, Shoulei Ma, Wei Ma, Chenbo Yin, Donghui Cao, and Hongfu Yu. A new adaptive sliding mode controller based on the rbf neural network for an electro-hydraulic servo system. *ISA Transactions*, 129:472–484, 2022.
- [31] Wei He, Yuhao Chen, and Zhao Yin. Adaptive neural network control of an uncertain robot with full-state constraints. *IEEE Transactions on Cybernetics*, 46(3):620–629, 2016.
- [32] Wei He, Zichen Yan, Changyin Sun, and Yunan Chen. Adaptive neural network control of a flapping wing micro aerial vehicle with disturbance observer. *IEEE Transactions on Cybernetics*, 47(10):3452–3465, 2017.
- [33] Hongjun Yang and Jinkun Liu. An adaptive RBF neural network control method for a class of nonlinear systems. *IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica*, 5(2):457–462, 2018.
- [34] Khalid Abidi, Jian-Xin Xu, and Yu Xinghuo. On the discrete-time integral sliding-mode control. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 52(4):709–715, 2007.
- [35] Devika KB and Susy Thomas. Power rate exponential reaching law for enhanced performance of sliding mode control. *International Journal of Control, Automation and Systems*, 15:2636–2645, 2017.
- [36] Simon Fabri and Visakan Kadirkamanathan. *Functional Adaptive Control. An Intelligent Systems Approach*, volume 55. Springer London, 01 2001.
- [37] Shihua Li, Haibo Du, and Xinghuo Yu. Discrete-time terminal sliding mode control systems based on euler’s discretization. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 59(2):546–552, 2014.
- [38] Céline Schreiber, and Florent Moissenet. A multimodal dataset of human gait at different walking speeds established on injury-free adult participants. *Scientific Data*, 66(1), 2019.

# Bộ điều khiển mô hình dự báo cải tiến áp dụng cho mô hình cầu trục với hiệu ứng con lắc kép

## Advanced Predictive Model Controller Applied to Crane Model with Double Pendulum Effect

Nguyễn Thị Hiền<sup>1</sup>, Hoàng Thị Mai<sup>1</sup>, Lưu Thị Huế<sup>2</sup>, Bùi Thị Khánh Hòa<sup>1</sup>, Nguyễn Danh Huy<sup>1,\*</sup> và Nguyễn Tùng Lâm<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Đại học Bách Khoa Hà Nội

<sup>2</sup>Đại học Điện Lực

\*Corresponding author E-mail: [huy.nguyendanh@hust.edu.vn](mailto:huy.nguyendanh@hust.edu.vn)

### Abstract

This study proposes a predictive model controller based on Lyapunov for a double pendulum crane system with variable sling length. The dynamics of the system are built by applying the Euler-Lagrange method. Based on the dynamic equation, a quadratic sliding mode control moves the load to the desired position while reducing the vibration when the rope length changes. However, the input states of the unit control and the control force are not strictly controlled. The controller ensures stability through the Lyapunov inequality constraint. Simulation is performed to validate the accuracy and efficiency of the controller. Due to the position accuracy requirements, slight oscillation angle, and transit time of the crane, the controller must be of high quality and suitable for each system to adapt to the nonlinear external influences, in addition to causing undesired oscillations.

**Keywords:** Double pendulum bridge crane, Second order sliding mode control, Lyapunov-based model predictive control.

### Kí hiệu

Ký hiệu	Đơn vị	Ý nghĩa
$\theta_1$	rad	Góc lắc của móc treo so với phương thẳng đứng
$\theta_2$	rad	Góc lắc của tải so với phương thẳng đứng
$M$	kg	Khối lượng của xe con
$m_1, m_2$	kg	Khối lượng móc treo và tải trọng
$l_1$	m	Chiều dài dây treo
$\dot{l}_1$	m/s	Gia tốc dây treo
$l_2$	m	Chiều dài dây cáp
$x$	m	Vị trí của xe con
$\dot{x}, \ddot{x}$	m/s, m/s <sup>2</sup>	Vận tốc, gia tốc của xe con
$\dot{\theta}_1, \dot{\theta}_2,$	rad/s,	Vận tốc của góc lắc
$\ddot{\theta}_1, \ddot{\theta}_2,$	rad/s <sup>2</sup>	Gia tốc của góc lắc
$g$	rad/s <sup>2</sup>	Gia tốc trọng trường
$\mu_x, \mu_l$		Hệ số ma sát

### Tóm tắt

Nghiên cứu này đề xuất một bộ điều khiển dự báo mô hình dựa trên hàm Lyapunov cho hệ thống cầu trục con lắc đôi với chiều dài dây treo thay đổi. Động lực học của hệ thống được xây dựng bằng cách áp dụng phương pháp Euler-Lagrange. Dựa trên phương trình động lực học, bộ điều khiển trượt bậc hai được xây dựng cho hệ thống di chuyển tải trọng tới vị trí mong muốn đồng thời giảm rung lắc khi chiều dài dây treo thay đổi, các trạng thái đầu vào của bộ điều khiển, cũng như lực điều khiển không được kiểm soát chặt chẽ. Do đó bộ điều khiển dự báo mô hình dựa trên hàm chức năng phụ trợ Lyapunov được đề xuất nhằm giải quyết vấn đề trên, cho phép thiết lập các giới hạn lực điều khiển cũng như biến trạng thái. Bộ điều khiển đảm bảo ổn định thông qua ràng buộc bất đẳng thức với hàm chức năng phụ trợ Lyapunov. Mô phỏng được thực hiện để xác thực tính chính xác và hiệu quả của bộ điều khiển. Do các yêu cầu tính chính xác về vị trí, góc dao động nhỏ, thời gian đáp ứng nên bộ điều khiển phải có chất lượng cao và phù hợp với từng hệ thống để thích nghi với những tác động phi tuyến bên ngoài gây ra những dao động không mong muốn.

### 1. Giới thiệu

Hiện nay với sự phát triển nhanh của nền khoa học kỹ thuật các đối tượng điều khiển trong công nghiệp càng phức tạp. Hệ thống cầu trục là một trong số đó và được ứng dụng nhiều trong ngành công nghiệp, vận tải như: trong nhà máy luyện kim, trong các cảng biển, kho bãi, xây dựng lắp đặt... do chúng chi phí lắp đặt thấp, thay thế và bảo trì hệ

### Các từ viết tắt

SMC	Sliding Mode Control
LMPC	Lyapunov-based Model Predictive Control

thông dễ dàng. Hệ thống cầu trục có nhiều mô hình khác nhau như: hệ thống cầu trục con lắc đơn, hệ thống cầu trục con lắc kép.... Hệ thống cầu trục con lắc kép là một hệ thống hực cơ cấu chấp hành, có khả năng di chuyển theo phương ngang cũng như nâng/hạ tải trọng theo phương thẳng đứng. Do thiết kế cơ khí của cơ cấu cầu trục, cũng như dây cáp sử dụng cho công việc nâng/hạ tải trọng là dây mềm nên quá trình vận chuyển tải trọng sẽ không tránh khỏi bị rung lắc. Điều này làm giảm hiệu suất, độ an toàn cho người và các thiết bị xung quanh. Vì vậy nghiên cứu điều khiển cho hệ thống này đã thu hút sự quan tâm lớn của các nhà khoa học trong nhiều thập kỉ qua. Nghiên cứu cho thấy có một số phương pháp điều khiển điển hình cho hệ thống cầu trục như: điều khiển tuyến tính (Linear Control)[1], bộ điều khiển tuyến tính với nhược điểm khó đáp ứng được cho hệ cầu trục khi tính đến ma sát hay sự thay đổi của dây treo. Bộ điều khiển phi tuyến (Non-linear Control) [2] khắc phục được nhược điểm bộ điều khiển tuyến tính tuy nhiên yêu cầu tham số của mô hình cần phải xác định được chính xác. Bộ điều khiển tối ưu (Optimal Control)[3], bộ điều khiển tập trung vào tối ưu về thời gian di chuyển, năng lượng cung cấp, tuy nhiên không tập trung cải thiện chất lượng điều khiển (độ rung lắc, độ quá điều chỉnh...). Bộ điều khiển bền vững (Robust Control)[4] đã đảm bảo hệ thống làm việc ổn định ngay cả khi hệ thống bị nhiễu tác động. Bộ điều khiển thích nghi (Adaptive Control) đảm bảo hệ thống ổn định khi mô hình có tham số bất định [5]. Điều khiển trượt (Sliding mode control)[6][7], điều khiển hiện đại/điều khiển thông minh (Modern Control/IntelligentControl)[8][9][10], các bộ điều khiển thông minh có khả năng thích nghi và không bắt buộc phải có mô hình chính xác đối tượng điều khiển. Tuy nhiên khi thiết kế các bộ điều khiển ở trên đều chưa xem xét đến giới hạn của đầu vào điều khiển và các biến trạng thái. Phương pháp điều khiển dự đoán (MPC) có thể giải quyết vấn đề này. Bộ điều khiển dự báo mô hình phi tuyến [11], các ràng buộc phi tuyến được tính gần đúng để tiết kiệm thời gian tính toán. Ngoài ra, để giảm thời gian tính toán, Jason Bettega và cộng sự [12] đã sử dụng MPC có tham chiếu đến phương pháp động lực học trong thiết kế bộ điều khiển. Một bộ điều khiển dự báo đa mục tiêu bền vững [13], giúp tăng vùng khả thi mà không làm mất các thuộc tính quan trọng như độ ổn định của hệ thống. Trong bài báo này, nhóm tác giả đề xuất bộ điều khiển dự báo mô hình dựa trên hàm phụ trợ Lyapunov (LMPC), với điều kiện ổn định cho bộ điều khiển trượt bậc hai. Bộ điều khiển này không chỉ có thể xử lý góc lắc của tải trọng một cách hiệu quả mà còn đảm bảo sự ổn định toàn cục của hệ thống. Các kết quả của bài báo được tóm tắt như sau:

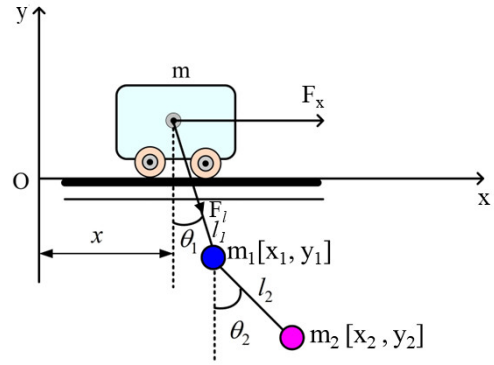
- Quỹ đạo của xe con và của tải trọng bám quỹ đạo mong muốn.
- Tải trọng được điều khiển chống rung.
- Hệ thống đảm bảo ổn định bền vững với bộ điều khiển LMPC, với các điều kiện ràng buộc trạng thái đầu vào (góc lắc, vận tốc chuyển động ..) và tín hiệu điều khiển (lực tác dụng) được xem xét khi thiết kế điều khiển.

## 2. Mô hình động lực học của hệ thống

Cầu trục có nhiều mô hình khác nhau, trong nghiên cứu này, tác giả sử dụng mô hình cầu trục con lắc kép 2D với 4 bậc tự do. Mô hình được thể hiện như trong Hình 1. Oxy là khung tọa độ gốc của hệ thống. Mô hình cầu trục được mô tả như sau: Tải trọng được móc cố định vào móc treo bằng dây cáp (nối từ móc treo đến tải) và được nâng lên bằng dây treo (nối từ xe con đến móc treo) như Hình 1. Dây cáp cầu trục được giả định là không có khối lượng và có chiều dài không đổi. Dây treo giả định có chiều dài có thể thay đổi. Hệ thống móc treo và tải trọng được thay thế như hệ thống con lắc kép.

Dựa vào Hình 1 vị trí của móc treo và tải trọng được xác định như sau:

$$\begin{aligned} x_1 &= l_1 \sin \theta_1 + x \\ y_1 &= -l_1 \cos \theta_1 \\ x_2 &= l_1 \sin \theta_1 + x + l_2 \sin \theta_2 \\ y_2 &= -l_1 \cos \theta_1 - l_2 \cos \theta_2 \end{aligned} \quad (1)$$



Hình 1. Mô hình cầu trục với hiệu ứng con lắc kép.

Phương trình động lực học của hệ thống gồm xe con và các con lắc được xây dựng dựa vào phương pháp Euler-Lagrange[14][15], hàm Lagrange được xác định:

$$L = T - P \quad (2)$$

trong đó  $T$  và  $P$  lần lượt là động năng và thế năng của hệ. Động năng của hệ được xác định như sau:

$$T = \frac{1}{2} M \dot{x}^2 + \frac{1}{2} m_1 (\dot{x}_1^2 + \dot{y}_1^2) + \frac{1}{2} m_2 (\dot{x}_2^2 + \dot{y}_2^2) \quad (3)$$

Thế năng của hệ được xác định:

$$P = m_1 g y_1 + m_2 g y_2 \quad (4)$$

Áp dụng phương pháp Euler-Lagrange, phương trình chuyển động của toàn bộ hệ thống được thiết lập như phương trình (5):

$$\frac{d}{dt} \left( \frac{\partial L}{\partial \dot{\mathbf{q}}} \right) - \frac{\partial L}{\partial \mathbf{q}} = 0 \quad (5)$$

Với  $\mathbf{q} = [x \ l_1 \ \theta_1 \ \theta_2]^T$

Từ phương trình (3)-(5), phương trình động lực học của hệ thống được thiết lập như sau:

$$\mathbf{M}(\mathbf{q})\ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})\dot{\mathbf{q}} + \mathbf{G}(\mathbf{q}) = \mathbf{U} \quad (6)$$

với  $\mathbf{M}(\mathbf{q}) \in \mathbb{R}^{4 \times 4}$  là ma trận quán tính;  $\mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) \in \mathbb{R}^{4 \times 4}$  là ma trận tương hỗ và ly tâm;  $\mathbf{G}(\mathbf{q}) \in \mathbb{R}^{4 \times 1}$  là véc tơ trọng trường;  $\mathbf{U} = [F_x \ F_l \ 0 \ 0]^T$  là véc tơ lực tác động lên hệ,  $F_x$  là lực tác động lên xe con,  $F_l$  là lực tác động lên dây treo.

Ma trận  $\mathbf{M}(\mathbf{q})$  xác định như sau:

$$\mathbf{M}(\mathbf{q}) = \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} & M_{13} & M_{14} \\ M_{21} & M_{22} & M_{23} & M_{24} \\ M_{31} & M_{32} & M_{33} & M_{34} \\ M_{41} & M_{42} & M_{43} & M_{44} \end{bmatrix}$$

Các thành phần trong ma trận quán tính  $\mathbf{M}(\mathbf{q})$  được xác định như sau:

$$\begin{aligned} M_{11} &= M + m_1 + m_2, \quad M_{12} = M_{21} = (m_1 + m_2) \sin \theta_1, \\ M_{13} &= M_{31} = (m_1 + m_2) l_1 \cos \theta_1, \quad M_{14} = M_{41} = m_2 l_2 \cos \theta_2, \\ M_{22} &= m_1 + m_2, \quad M_{23} = M_{32} = 0, \\ M_{24} &= M_{42} = m_2 l_2 \sin(\theta_1 - \theta_2), \quad M_{33} = (m_1 + m_2) l_1^2, \\ M_{34} &= M_{43} = m_2 l_1 l_2 \cos(\theta_1 - \theta_2), \quad M_{44} = m_2 l_2^2. \end{aligned}$$

Ma trận tương hỗ và ly tâm  $\mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})$  được xác định như sau:

$$\mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} & C_{13} & C_{14} \\ C_{21} & C_{22} & C_{23} & C_{24} \\ C_{31} & C_{32} & C_{33} & C_{34} \\ C_{41} & C_{42} & C_{43} & C_{44} \end{bmatrix}$$

Các thành phần trong ma trận  $\mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})$  xác định như sau:

$$\begin{aligned} C_{21} &= C_{31} = C_{33} = C_{41} = C_{44} = 0, \quad C_{11} = \mu_x, \\ C_{12} &= 2(m_1 + m_2)\cos\theta_1 \dot{\theta}_1, \quad C_{13} = -(m_1 + m_2)l_1 \sin\theta_1 \dot{\theta}_1, \\ C_{14} &= -m_2 l_2 \sin\theta_2 \dot{\theta}_2, \quad C_{22} = \mu_l, \quad C_{23} = -(m_1 + m_2)l_1 \dot{\theta}_1, \\ C_{24} &= -m_2 l_2 \cos(\theta_1 - \theta_2) \dot{\theta}_2, \quad C_{32} = 2(m_1 + m_2)l_1 \dot{\theta}_1, \\ C_{34} &= m_2 l_1 l_2 \sin(\theta_1 - \theta_2) \dot{\theta}_2, \\ C_{42} &= 2m_2 l_2 \cos(\theta_1 - \theta_2) \dot{\theta}_1, \quad C_{43} = -m_2 l_1 l_2 \sin(\theta_1 - \theta_2) \dot{\theta}_1. \end{aligned}$$

Véc tơ trọng trường của hệ thống được xác định như sau:

$$\mathbf{G}(\mathbf{q}) = [G_{11} \quad G_{21} \quad G_{31} \quad G_{41}]^T$$

$$\begin{aligned} \text{với } G_{11} &= 0, \quad G_{21} = (m_1 + m_2)g(1 - \cos\theta_1), \\ G_{31} &= (m_1 + m_2)gl_1 \sin\theta_1, \quad G_{41} = m_2 l_2 g \sin\theta_2. \end{aligned}$$

Có thể thấy rằng, hệ cầu trục con lắc kép 2D là hệ hạt cơ cấu chấp hành, mà mục tiêu chính của bài toán là xác định tín hiệu điều khiển  $[F_x \quad F_l]^T$  để điều khiển các biến trạng thái bám theo quỹ đạo yêu cầu. Vì vậy động lực học của hệ thống được chia thành hai hệ thống con: một hệ thống dành cho các biến trạng thái đủ cơ cấu chấp hành  $\mathbf{q}_a = [x \quad l_1]^T$  và hệ thống còn lại không có cơ cấu chấp hành  $\mathbf{q}_u = [\theta_1 \quad \theta_2]^T$  như sau:

$$\begin{cases} \mathbf{M}_{11}(\mathbf{q}) \ddot{\mathbf{q}}_a + \mathbf{M}_{12}(\mathbf{q}) \ddot{\mathbf{q}}_u + \mathbf{C}_{11}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) \dot{\mathbf{q}}_a \\ + \mathbf{C}_{12}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) \dot{\mathbf{q}}_u + \mathbf{G}_1(\mathbf{q}) = \mathbf{U}_a \\ \mathbf{M}_{21}(\mathbf{q}) \ddot{\mathbf{q}}_a + \mathbf{M}_{22}(\mathbf{q}) \ddot{\mathbf{q}}_u + \mathbf{M}_{21}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) \dot{\mathbf{q}}_a \\ + \mathbf{C}_{22}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) \dot{\mathbf{q}}_u + \mathbf{G}_2(\mathbf{q}) = 0 \end{cases} \quad (7)$$

trong đó các thành phần trong (7) xác định như sau:

$$\begin{aligned} \mathbf{M}_{11}(\mathbf{q}) &= \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} \\ m_{21} & m_{22} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{M}_{12}(\mathbf{q}) = \mathbf{M}_{21}^T(\mathbf{q}) = \begin{bmatrix} m_{13} & m_{14} \\ m_{23} & m_{24} \end{bmatrix}, \\ \mathbf{M}_{22}(\mathbf{q}) &= \begin{bmatrix} m_{33} & m_{34} \\ m_{43} & m_{44} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_{11}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} \\ c_{21} & c_{22} \end{bmatrix}, \\ \mathbf{C}_{12}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) &= \begin{bmatrix} c_{13} & c_{14} \\ c_{23} & c_{24} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_{21}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) = \begin{bmatrix} c_{31} & c_{32} \\ c_{41} & c_{42} \end{bmatrix}, \\ \mathbf{C}_{22}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) &= \begin{bmatrix} c_{33} & c_{34} \\ c_{43} & c_{44} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{G}_1(\mathbf{q}) = [G_{11} \quad G_{21}]^T, \\ \mathbf{G}_2(\mathbf{q}) &= [G_{31} \quad G_{41}]^T, \quad \mathbf{U}_a = [F_x \quad F_l]^T. \end{aligned}$$

Thực hiện khử biến  $\ddot{\mathbf{q}}_u$  trong hệ phương trình (7), ta được mô hình động lực học tương đương của hệ như sau:

$$\bar{\mathbf{M}}(\mathbf{q}) \ddot{\mathbf{q}}_a + \bar{\mathbf{C}}_1(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) \dot{\mathbf{q}}_a + \bar{\mathbf{C}}_2(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) \dot{\mathbf{q}}_u + \bar{\mathbf{G}}_1(\mathbf{q}) = \mathbf{U}_a \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \text{với } \bar{\mathbf{M}} &= \mathbf{M}_{11} - \mathbf{M}_{12} \mathbf{M}_{22}^{-1} \mathbf{M}_{21}, \quad \bar{\mathbf{C}}_1 = \mathbf{C}_{11} - \mathbf{M}_{12} \mathbf{M}_{22}^{-1} \mathbf{C}_{21}, \\ \bar{\mathbf{C}}_2 &= \mathbf{C}_{12} - \mathbf{M}_{12} \mathbf{M}_{22}^{-1} \mathbf{C}_{22}, \quad \bar{\mathbf{G}}_1 = \mathbf{G}_1 - \mathbf{M}_{12} \mathbf{M}_{22}^{-1} \mathbf{G}_2. \end{aligned}$$

### 3. Thuật toán đề xuất

#### 3.1. Bộ điều khiển trượt bậc hai (SO-SMC)

Đặt  $\mathbf{e}_1 = \mathbf{q}_a - \mathbf{q}_{ar} = [x - x_r \quad l_1 - l_{1r}]^T$  và  $\mathbf{e}_2 = \mathbf{q}_u - \mathbf{q}_{ur} = [\theta_1 \quad \theta_2]^T$  (do  $\mathbf{q}_{ur} = [0 \quad 0]^T$ ) là các véc tơ sai lệch. Theo [1] mặt trượt được thiết kế như sau:

$$\mathbf{s} = \dot{\mathbf{e}}_1 + \lambda \mathbf{e}_1 + \alpha \mathbf{e}_2 = \dot{\mathbf{q}}_a - \dot{\mathbf{q}}_{ar} + \lambda(\mathbf{q}_a - \mathbf{q}_{ar}) + \alpha \mathbf{q}_u \quad (9)$$

trong đó  $\lambda = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2)$  và  $\alpha = \text{diag}(\alpha_1, \alpha_2)$  với  $\lambda_i > 0, \alpha_i \in \mathbb{R}$ . Đạo hàm của mặt trượt theo thời gian:

$$\dot{\mathbf{s}} = \ddot{\mathbf{e}}_1 + \lambda \dot{\mathbf{e}}_1 + \alpha \dot{\mathbf{e}}_2 = \ddot{\mathbf{q}}_a - \ddot{\mathbf{q}}_{ar} + \lambda(\dot{\mathbf{q}}_a - \dot{\mathbf{q}}_{ar}) + \alpha \dot{\mathbf{q}}_u \quad (10)$$

Phương trình động lực học cho mặt trượt được xây dựng như sau:

$$\dot{\mathbf{s}} + \lambda \mathbf{s} = \mathbf{0} \quad (11)$$

Phương trình (11) là phương trình vi phân cấp 1, với mọi giá trị dương  $\lambda = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2)$  tùy ý, thì  $\mathbf{s}$  luôn ổn định theo hàm số mũ. Thế (9) và (10) vào (11), thu được:

$$\begin{aligned} \ddot{\mathbf{q}}_a - \ddot{\mathbf{q}}_{ar} + \lambda(\dot{\mathbf{q}}_a - \dot{\mathbf{q}}_{ar}) + \alpha \dot{\mathbf{q}}_u \\ + \lambda(\dot{\mathbf{q}}_a - \dot{\mathbf{q}}_{ar} + \lambda \mathbf{e}_1 + \alpha \mathbf{q}_u) = \mathbf{0} \end{aligned} \quad (12)$$

Kết hợp hai phương trình (8) và (12), bộ điều khiển trượt được đề xuất như sau:

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_{eq} &= \bar{\mathbf{C}}_1 \dot{\mathbf{q}}_a + \bar{\mathbf{C}}_2 \dot{\mathbf{q}}_u + \bar{\mathbf{G}}_1 \\ &\quad - \bar{\mathbf{M}} \left[ 2\lambda(\dot{\mathbf{q}}_a - \dot{\mathbf{q}}_{ar}) + \alpha \dot{\mathbf{q}}_u + \lambda^2 \mathbf{e}_1 + \lambda \alpha \mathbf{q}_u - \ddot{\mathbf{q}}_{ar} \right] \end{aligned} \quad (13)$$

trong đó  $\bar{\mathbf{K}} = \text{diag}(k_1, k_2)$  với  $k_i$  là các hằng số thực dương. Thành phần điều khiển kéo mặt trượt về gốc là  $\mathbf{u}_{sw} = -\bar{\mathbf{K}} \text{sign}(\mathbf{s})$ . Như vậy, tín hiệu điều khiển cho hệ cầu trục  $\mathbf{U}_a = \mathbf{u}_{eq} + \mathbf{u}_{sw}$  được xác định như sau:

$$\begin{aligned} \mathbf{U}_a &= \bar{\mathbf{C}}_1 \dot{\mathbf{q}}_a + \bar{\mathbf{C}}_2 \dot{\mathbf{q}}_u + \bar{\mathbf{G}}_1 - \bar{\mathbf{K}} \text{sign}(\mathbf{s}) \\ &\quad - \bar{\mathbf{M}} \left[ 2\lambda(\dot{\mathbf{q}}_a - \dot{\mathbf{q}}_{ar}) + \lambda^2 \mathbf{e}_1 + \alpha \dot{\mathbf{q}}_u + \lambda \alpha \mathbf{q}_u - \ddot{\mathbf{q}}_{ar} \right] \end{aligned} \quad (14)$$

Với luật điều khiển (14), phương trình động lực học mặt trượt lúc này trở thành:

$$\dot{\mathbf{s}} + \lambda \mathbf{s} = -\bar{\mathbf{M}}^{-1} \bar{\mathbf{K}} \text{sign}(\mathbf{s}) \quad (15)$$

#### 3.2. Phân tích tính ổn định

Để phân tích tính ổn định của hệ thống, xét hàm Lyapunov :  $V = \frac{1}{2} \mathbf{s}^T \mathbf{s}$ .

Hàm Lyapunov là một hàm luôn lớn hơn bằng không. Lúc này, đạo hàm hàm Lyapunov  $V$  theo thời gian được xác định như sau:

$$\dot{V}_{SMC} = \mathbf{s}^T \dot{\mathbf{s}} = -\mathbf{s}^T \lambda \mathbf{s} - \mathbf{s}^T \bar{\mathbf{M}}^{-1} \bar{\mathbf{K}} \text{sign}(\mathbf{s}) \quad (16)$$

Vì  $\bar{\mathbf{M}}$  là ma trận vuông, khả nghịch, đối xứng, xác định dương,  $\bar{\mathbf{K}}, \lambda$  là ma trận đường chéo với các hệ số dương, vì vậy  $\dot{V} \leq 0$ . Do đó theo bổ đề Barbalat  $\lim_{t \rightarrow \infty} V = 0$ , khi đó mặt trượt  $\mathbf{s}$  cũng sẽ có được:  $\lim_{t \rightarrow \infty} \mathbf{s} = \mathbf{0}$ .

Lúc này kết luận được rằng mặt trượt  $\mathbf{s}$  ổn định tiệm cận.

Từ phương trình (16) có thể thấy rằng sự ổn định tiệm cận của mặt trượt  $\mathbf{s} \rightarrow 0$  chưa kết luận được sự ổn định tiệm cận của sai số điều khiển  $\mathbf{e}_1$  và  $\mathbf{e}_2$ . Do đó để xét sự ổn định tiệm cận của các sai số điều khiển  $\mathbf{e}_1$  và  $\mathbf{e}_2$  khi mặt trượt  $\mathbf{s} \rightarrow \mathbf{0}$  ta xem xét phương trình mặt trượt sau:

$$\mathbf{s} = \dot{\mathbf{e}}_1 + \lambda \mathbf{e}_1 + \alpha \mathbf{e}_2 \rightarrow \mathbf{0} \quad (17)$$

Về mặt thực tế, dưới tác động của trọng trường, các góc lắc  $\theta_1, \theta_2$  gây ra bởi tải trọng và dây treo có xu hướng tiến về 0, điều đó có nghĩa là  $\mathbf{e}_2 = \mathbf{q}_u - \mathbf{q}_{ur} = [\theta_1 \quad \theta_2]^T \rightarrow \mathbf{0}$ . Khi đó phương trình mặt trượt (17) có được:  $\dot{\mathbf{e}}_1 + \lambda \mathbf{e}_1 \rightarrow \mathbf{0}$ . Từ đó  $\mathbf{e}_1 \rightarrow \mathbf{0}$ , như vậy quỹ đạo của xe con, của góc lắc bám quỹ đạo đặt. Tuy nhiên, để có được khẳng định một cách chắc chắn về mặt khoa học khi mặt trượt  $\mathbf{s} \rightarrow \mathbf{0}$  thì sai số điều khiển  $\mathbf{e}_1$  và  $\mathbf{e}_2$  đều tiến về 0, việc chứng minh tường minh về mặt toán học là cần thiết. Để chứng minh điều đó, trước hết véc tơ trạng thái được định nghĩa như sau:  $\mathbf{z} = [z_1 \quad z_2 \quad z_3 \quad z_4]^T = [\mathbf{e}_1 \quad \mathbf{e}_2 \quad \dot{\mathbf{e}}_1 \quad \dot{\mathbf{e}}_2]^T$ . Từ (7) và (11) biến trạng thái  $z_3$  và  $z_4$  xác định được:

$$\begin{aligned} z_3 &= -(2\lambda^2 \dot{\mathbf{e}}_1 + \lambda^2 \mathbf{e}_1 + \alpha \dot{\mathbf{e}}_2 + \lambda \alpha \mathbf{e}_2) \\ &= -(2\lambda z_3 + \lambda^2 z_1 + \alpha z_4 + \lambda \alpha z_2) \end{aligned} \quad (18)$$

$$z_4 = \dot{\mathbf{e}}_2 = \dot{\mathbf{q}}_u = -\mathbf{M}_{22}^{-1} (\mathbf{M}_{21} \dot{\mathbf{q}}_a + \mathbf{C}_{21} \dot{\mathbf{q}}_a + \mathbf{C}_{22} \dot{\mathbf{q}}_u + \mathbf{G}_2) \quad (19)$$

Sau một số phép biến đổi biến trạng thái  $\mathbf{z}_4$  được biểu diễn như sau:

$$\dot{\mathbf{z}}_4 = \mathbf{A}_1 z_1 + \mathbf{A}_2 z_2 + \mathbf{A}_3 z_3 + \mathbf{A}_4 z_4 + \mathbf{A}_5 \quad (20)$$

$$\begin{aligned} \text{với } \mathbf{A}_1 &= \mathbf{M}_{22}^{-1} \mathbf{M}_{21} \lambda^2, \quad \mathbf{A}_2 = \mathbf{M}_{22}^{-1} \mathbf{M}_{21} \lambda \alpha, \\ \mathbf{A}_3 &= 2\mathbf{M}_{22}^{-1} \mathbf{M}_{21} \lambda - \mathbf{M}_{22}^{-1} \mathbf{C}_{21}, \quad \mathbf{A}_4 = \mathbf{M}_{22}^{-1} \mathbf{M}_{21} \alpha - \mathbf{M}_{22}^{-1} \mathbf{C}_{22}, \\ \mathbf{A}_5 &= -\mathbf{M}_{22}^{-1} (\mathbf{M}_{21} \ddot{\mathbf{q}}_{ar} + \mathbf{C}_{21} \dot{\mathbf{q}}_{ar} + \mathbf{G}_2). \end{aligned}$$

Phương trình (18) và (20) được viết lại dưới dạng ma trận như sau:

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{z}}_1 \\ \dot{\mathbf{z}}_2 \\ \dot{\mathbf{z}}_3 \\ \dot{\mathbf{z}}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{I}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{I}_{2 \times 2} \\ -\lambda^2 & -\lambda \alpha & -2\lambda & -\alpha \\ \mathbf{A}_1 & \mathbf{A}_2 & \mathbf{A}_3 & \mathbf{A}_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{z}_1 \\ \mathbf{z}_2 \\ \mathbf{z}_3 \\ \mathbf{z}_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{2 \times 1} \\ \mathbf{0}_{2 \times 1} \\ \mathbf{0}_{2 \times 1} \\ \mathbf{A}_5 \end{bmatrix} \quad (21)$$

hay có thể viết lại một cách ngắn gọn như sau:  $\dot{\mathbf{z}} = \mathbf{A}\mathbf{z} + \mathbf{B}$ . Hệ ổn định khi và chỉ khi  $\det(\mathbf{s}\mathbf{I} - \mathbf{A})$  có các điểm cực nằm bên trái trục ảo, nghĩa là nếu các tham số của bộ điều khiển  $\lambda = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2)$  và  $\alpha = \text{diag}(\alpha_1, \alpha_2)$  được chọn thỏa mãn ràng buộc sau:

$$\begin{cases} \lambda_i > 0, \alpha_i \in \mathbb{R} \\ \alpha_1 < l_1 \lambda_1 \end{cases} \quad \forall i = 1, 2 \quad (22)$$

Khi đó theo tính ổn định của hệ phi tuyến được đánh giá dựa vào định lý tuyến tính hóa Lyapunov, tuyến tính hóa quanh vị trí cân bằng thì  $\mathbf{z} \rightarrow 0$  hay các đáp ứng hệ thống sẽ tiến đến giá trị đặt  $\mathbf{q}_a \rightarrow \mathbf{q}_{ar}$ ,  $\mathbf{q}_u \rightarrow \mathbf{q}_{ur}$  khi  $t \rightarrow \infty$ . Như vậy hệ thống (8) làm việc ổn định với bộ điều khiển (14).

### 3.3. Bộ điều khiển dự báo nền trượt (LPMC)

Trong thực tế, cấu trúc của hệ thống cầu trục rất phức tạp, ngoài việc điều khiển xe đẩy, chống rung lắc cho tải trọng thì việc kiểm soát chặt chẽ giới hạn cho các biến trạng thái và tín hiệu điều khiển cũng rất cần thiết, vì không phải lúc nào bộ điều khiển yêu cầu tín hiệu bao nhiêu thì cơ cấu chấp hành cũng đáp ứng được đầy đủ như vậy [16][17][18]. Vì vậy cần một phương pháp điều khiển kiểm soát chặt chẽ các giới hạn của các biến trạng thái như vận tốc của xe đẩy, góc lắc của tải trọng, và đầu ra như lực truyền động, nhưng vẫn đảm bảo tính ổn định toàn cục cho hệ thống.

Lyapunov-based MPC (LMPC) là một kỹ thuật nâng cao tính ổn định cho hệ thống dựa trên nền tảng là phương pháp điều khiển dự báo. LMPC tận dụng tối đa ưu điểm của phương pháp điều khiển dự báo cơ bản, nhưng đảm bảo tính ổn định của vòng kín bằng việc xây dựng bộ điều khiển phi tuyến dựa trên hàm Lyapunov. Qua đó không chỉ đảm bảo các biến trạng thái bám quỹ đạo mong muốn, kiểm soát tín hiệu điều khiển mà còn đảm bảo tính ổn định của hệ thống nhờ hàm chức năng phụ trợ Lyapunov. Hàm chi phí và các điều kiện ràng buộc cho bộ điều khiển LMPC được xây dựng như sau:

$$J = \int_{t_k}^{t_k + T_s} \left( \left\| \Delta \mathbf{q}^*(t) \right\|_{\mathbf{Q}}^2 + \left\| \Delta \mathbf{u}(t) \right\|_{\mathbf{R}}^2 \right) dt \quad (23)$$

thỏa mãn đồng thời các điều kiện ràng buộc:

$$\begin{aligned} \mathbf{q}_2(t) &= \mathbf{M}^{-1}(\mathbf{q}_1) \left( \mathbf{U} - \mathbf{C}(\mathbf{q}_1, \mathbf{q}_2) \mathbf{q}_2 - \mathbf{G}(\mathbf{q}_1) \right) \\ \mathbf{q}_{\min}^* &\leq \mathbf{q}^*(t) \leq \mathbf{q}_{\max}^* \\ \mathbf{u}_{\min} &\leq \mathbf{u}(t) \leq \mathbf{u}_{\max} \\ \dot{V}(\mathbf{q}(t), \mathbf{u}(t)) &\leq \dot{V}(\mathbf{q}(t), \mathbf{u}_{\text{smc}}(t)) \end{aligned} \quad (24)$$

Trong đó,  $\mathbf{q}^*(t) = [\mathbf{q}_1(t); \mathbf{q}_2(t)]$  là các tín hiệu trạng thái tính toán và đạo hàm các tín hiệu trạng thái với tín hiệu điều khiển dự đoán  $\mathbf{u}(t)$ ;  $\mathbf{q}_d^*(t)$  là tín hiệu đặt của trạng thái và đạo hàm của chúng tại thời điểm đó;  $\Delta \mathbf{q}^*(t) = \mathbf{q}^*(t) - \mathbf{q}_d^*(t)$  và  $\Delta \mathbf{u}(t) = \mathbf{u}(t) - \mathbf{u}(t - T_s)$  lần lượt là sai lệch tín hiệu điều khiển tính toán tại hai thời điểm liên tiếp  $t$  và  $t - T_s$ , với  $T_s$  là thời gian lấy mẫu, đảm bảo đủ nhỏ để đảm bảo tín hiệu điều khiển không tăng đột ngột;  $\mathbf{Q}$  và  $\mathbf{R}$  là các ma trận đối xứng xác định dương. Các tín hiệu điều khiển và trạng thái được ràng buộc bởi các

**Bảng 1.** Thông số của cầu trục

Tham số	Giá trị	Đơn vị
$M$	5	kg
$m_1$	2	kg
$m_2$	2	kg
$l_2$	0.2	m
$g$	9.81	$\text{m/s}^2$
$\mu_x$	82	
$\mu_l$	75	

**Bảng 2.** Thông số bộ điều khiển

Tham số	Giá trị
$\lambda$	$\text{diag}(0.75, 0.75)$
$\alpha$	$\text{diag}(-2, -3)$
$\mathbf{K}$	$\text{diag}(0.5, 0.5)$
$N_p$	10
$T_s$	0.2
$\mathbf{U}_{\max}$	$[10, 10]^T$
$\mathbf{q}_{\text{umax}}$	$[0.005, 0.005]^T$

chặn trên và chặn dưới tương ứng  $\mathbf{q}_{\max}^*$ ,  $\mathbf{q}_{\min}^*$  và  $\mathbf{u}_{\max}$ ,  $\mathbf{u}_{\min}$ . Đạo hàm của hàm Lyapunov của hai phương pháp SO-SMC và phương pháp điều khiển LMPC đều tính theo phương trình (13).

Ràng buộc cuối cùng trong (24) đảm bảo rằng đạo hàm của hàm Lyapunov ứng với tín hiệu điều khiển cần xây dựng ( $\dot{V}_{\text{LMPC}}$ ) luôn nhỏ hơn hoặc bằng đạo hàm của hàm Lyapunov ứng với tín hiệu điều khiển  $\mathbf{u} = \mathbf{u}_{\text{smc}}(t)$  ( $\dot{V}_{\text{SMC}}$ ). Điều này đảm bảo tính ổn định của bộ điều khiển LMPC, đồng thời tốc độ tiến tới quỹ đạo đặt của hệ thống sẽ nhanh hơn so với chỉ dùng bộ điều khiển MPC. Tín hiệu điều khiển sẽ được cập nhật sau mỗi khoảng thời gian  $T_s$  bằng cách xác định được nghiệm tối ưu:

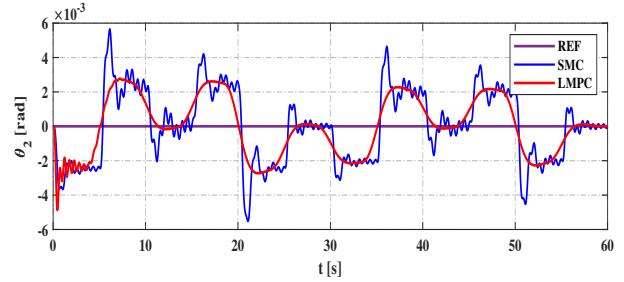
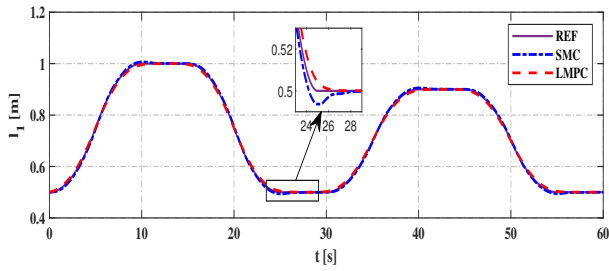
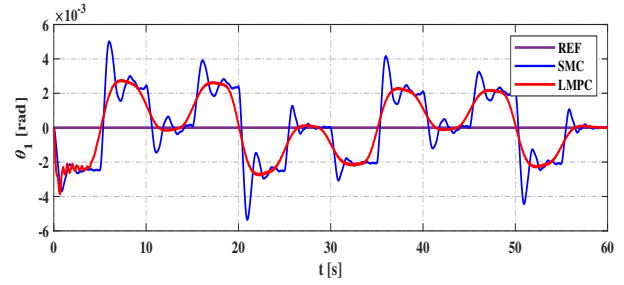
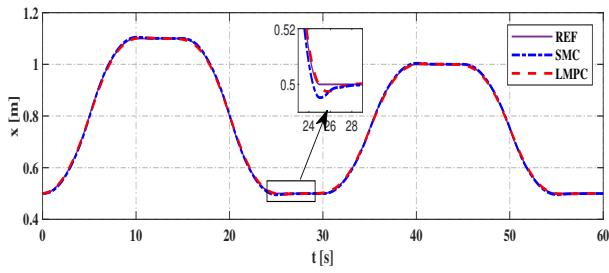
$$\mathbf{u}^*(t) = \text{argmin} J(t)$$

Trong thực nghiệm, quá trình tối ưu hàm  $J$  trong (23) được thực hiện trên bộ tính toán tích hợp *Nonlinear MPC* của phần mềm MATLAB/Simulink.

## 4. Kết quả mô phỏng

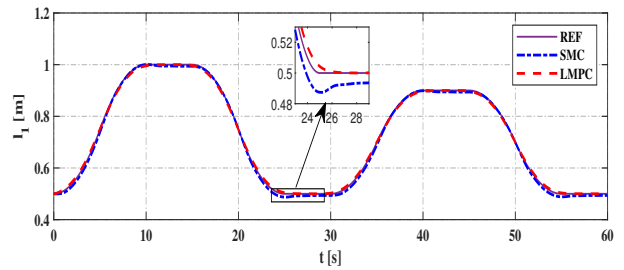
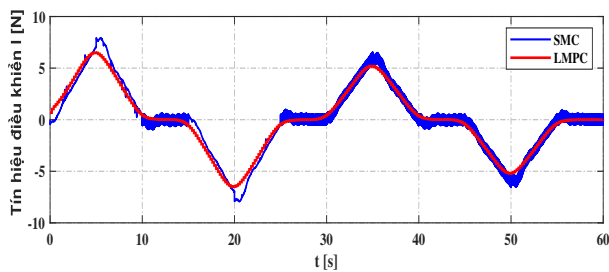
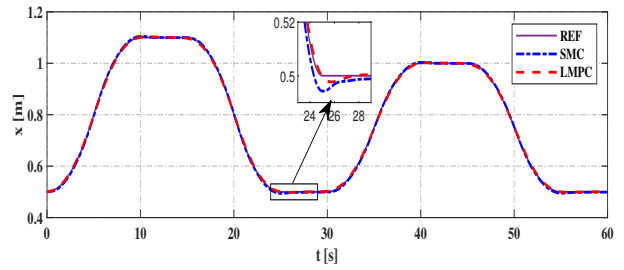
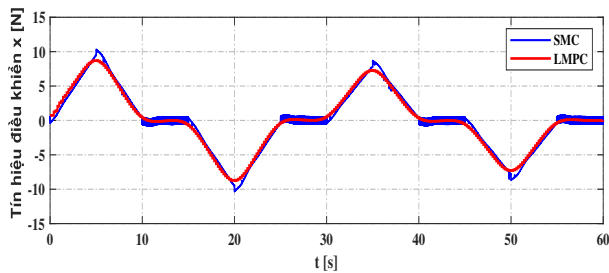
Trong phần này, nhóm tác giả sử dụng mô hình cầu trục với các thông số được cung cấp ở Bảng 1 để đưa ra kết quả mô phỏng nhằm xác minh tính hiệu quả của bài toán theo dõi quỹ đạo áp dụng phương pháp LMPC. Để cho thấy tính vượt trội của phương pháp LMPC, các kết quả so sánh giữa phương pháp LMPC và SMC được cung cấp. Thông số của mặt trượt cũng như của bộ điều khiển dự báo được đề cập trong Bảng 2. Hình 2 hiển thị quỹ đạo theo dõi của các hệ thống, trong đó quỹ đạo đặt  $\mathbf{q}_{ar} = [x_r \quad l_{1r}]^T$  được thiết kế dưới dạng các đường cong hình chữ S. Nó cho thấy quỹ đạo của các trạng thái với bộ điều khiển LMPC đã bám tốt hơn so với bộ điều khiển SMC. Khi các giá trị đặt của hệ thống thay đổi (tại các điểm uốn), thì bộ điều khiển SMC sẽ cần một khoảng thời gian chuyển tiếp để hệ thống có thể bám theo các giá trị đặt, trong khi bộ điều khiển LMPC gần như không cần có khoảng thời gian chuyển tiếp. Như vậy bộ điều khiển LMPC đã điều khiển hệ thống bám sát quỹ đạo đặt. Các góc rung được thể hiện trong Hình 3, với các giá trị đặt bằng 0





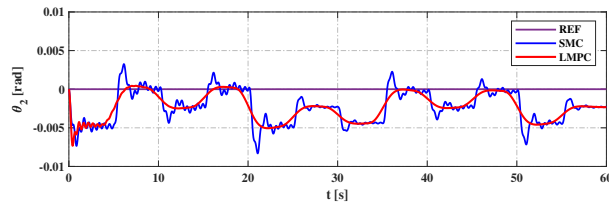
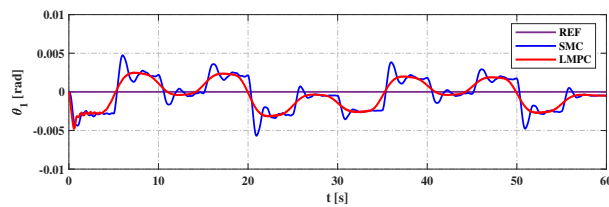
Hình 2. Tín hiệu đầu ra  $x, l_1$

Hình 3. Tín hiệu đầu ra  $\theta_1, \theta_2$



Hình 4. Tín hiệu điều khiển

Hình 5. Tín hiệu đầu ra  $x, l_1$  khi khối lượng tải trọng tăng 10% và có nhiễu hệ thống  $\mathbf{F} = [0.05; 0.02; 0.01; 0.01]$



Hình 6. Tín hiệu đầu ra  $\theta_1, \theta_2$  khi khối lượng tải trọng tăng 10% và có nhiễu hệ thống  $\mathbf{F} = [0.05; 0.02; 0.01; 0.01]$

(rad). Cả hai phương pháp điều khiển đều có góc rung nhỏ, hầu như không xuất hiện trong quá trình thực hiện, hiện tượng rung lắc của SMC xảy ra do các giá trị của  $x, I_1$  không bám theo tốt các giá trị đặt, trong khi đó của LMPC thì cho thấy kết quả tốt hơn rõ rệt.

Hình 4 thể hiện các tín hiệu đầu vào điều khiển cho hệ thống theo hai phương pháp điều khiển SMC và LMPC. Sự khác biệt giữa SMC và LMPC là: SMC có tín hiệu điều khiển dao động khi quỹ đạo đặt thay đổi trong khi tín hiệu vào điều khiển của LMPC là tín hiệu thời gian mẫu.

Thậm chí, khi tải trọng thay đổi có nhiều tác động vào hệ thống, có thể thấy ở Hình 5 và Hình 6 sự vượt trội của LMPC so với SMC vẫn được thể hiện rõ.

Như vậy các vấn đề lớn của SMC đã được LMPC khắc phục khá tốt như độ rung của tải, sự tồn tại của một khoảng thời gian chuyển tiếp khi tín hiệu điều khiển thay đổi theo thời gian và giới hạn của tín hiệu điều khiển. Nhờ sự hiệu quả của LMPC trong thiết kế điều khiển, yêu cầu bám và giảm rung đã đạt được. Trong Hình 2 các giá trị của  $x, I_1$  không bám theo tốt các giá trị đặt và Hình 3 các góc dao động được giới hạn và có được sự ổn định.

## 5. Kết luận

Trong bài báo này, một bộ điều khiển dự báo dựa trên Lyapunov được thiết kế để điều khiển hệ thống cầu trục con lắc đôi với chiều dài dây treo thay đổi, bao gồm theo dõi quỹ đạo và chống rung. Kỹ thuật LMPC được áp dụng để đặt ra các giới hạn cho hệ thống và đảm bảo sự ổn định của vòng kín. Trong thời gian tới, các thí nghiệm trên mô hình thực sẽ được thực hiện để kiểm chứng bộ điều khiển đã thiết kế. Và các phương pháp điều khiển tiên tiến sẽ được tiếp tục nghiên cứu để tích hợp vào LMPC thay thế MPC và SMC nhằm nâng cao chất lượng của các bộ điều khiển vòng kín.

## Lời cảm ơn

Nghiên cứu này được tài trợ bởi Đại học Bách khoa Hà Nội (HUST) trong đề tài mã số T2022-PC-003.

## Tài liệu

- [1] Tuan, L. A., Lee, S. G., Dang, V. H., Moon, S., Kim, B. "Partial feedback linearization control of a three-dimensional overhead crane." *International Journal of Control, Automation, and Systems*, (2013) 11(4), 718–727.
- [2] Thomas Erneux and Tamás Kalmár-Nagy, "Nonlinear stability of a delayed feedback controlled container crane". *Journal of Vibration and Control* (2007). 13(5): p. 603-616.
- [3] Sun, N, Wu, Y, Chen, H, "An energy-optimal solution for transportation control of cranes with double pendulum dynamics: Design and experiments". *Mechanical Systems and Signal Processing*(2018), 87–101, 102
- [4] Kazuo Kawada, et al, "Robust PD sway control of a lifted load for a crane using a genetic algorithm". *IEEJ Transactions on Industry Applications* (2004). p:1097-1103, 123.
- [5] Tuan LA, Moon SC, Kim DH, Lee SG (2012) "Adaptive sliding Mode control of three-dimensional overhead cranes". *IEEE international conference on cyber technology in Automation, control, and intelligent systems*(2012) pp 354–359
- [6] Tuan L, Lee S, "Sliding mode controls of double-pendulum crane systems" *Journal of Mechanical Science and Technology*, (2013), 1863-1873, 27(6)
- [7] Lu B, Fang Y, Sun N "Sliding mode control for underactuated overhead cranes suffering from both matched and unmatched disturbances." *Mechatronics* (2017) 47:116–125
- [8] Qian, D, Tong, S, Lee, S. "Fuzzy-Logic-based control of payloads subjected to double-pendulum motion in overhead cranes." *Automation in Construction* (2016), 133–143, 65
- [9] Huang, J, Liang, Z, Zang, Q. "Dynamics and swing control of double-pendulum bridge cranes with distributed-mass beams." *Mechanical Systems and Signal Processing* (2015), 357–366, 102
- [10] Ouyang, H, Xu, X, Zhang, G. "Tracking and load sway reduction for double-pendulum rotary cranes using adaptive nonlinear control approach." *International Journal of Robust and Nonlinear Control* (2020), 1872–1885, 30(5)
- [11] Mateus de Freitas Virgilio Pereira, Ilya V. Kolmanovsky, Carlos E.S. Cesnik. *Nonlinear Model Predictive Control with aggregated constraints. Automatica*, 146, (2022): 110649
- [12] Jason Bettega, Dario Richiedei. Trajectory tracking in an underactuated, non-minimum phase two-link multibody system through model predictive control with embedded reference dynamics. *Mechanism and Machine Theory*, 180 (2023) 105165
- [13] Tae Hoon Oh, Jong Woo Kim, Sang Hwan Son, Dong Hwi Jeong, Jong Min Lee. Multi-strategy control to extend the feasibility region for robust model predictive control. *Journal of Process Control*, 116 (2022), pp:25–33
- [14] Zhang M, Zhang Y, Cheng X "Method for Underactuated Double-pendulum Overhead Crane Systems." *International Journal of Control, Automation, and Systems*, (2019), 1579-1588, 17(6)
- [15] Zhang, M, Ma, X, Chai, H, Rong, X, Tian, "A novel online motion planning method for double-pendulum overhead cranes." *Nonlinear Dynamics*(2016) 1079–1090, 85(2).
- [16] Jaafar, H. I, Mohamed, Z, Shamsudin, M. A., Mohd Subha, N. A., Ramli, L., Abdullahi, A. M. "Model reference command shaping for vibration control of multimode flexible systems with application to a double-pendulum overhead crane." *Mechanical Systems and Signal Processing*(2019), 677–695, 115
- [17] Ouyang, H, Hu, J, Zhang, G, Mei, L, Deng, X. "Decoupled linear model and S-shaped curve motion trajectory for load sway reduction control in overhead cranes with double-pendulum effect." *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part C: Journal of Mechanical Engineering Science*, (2019), 3678–3689, 10
- [18] Masoud, Z, Alhazza, K, Abu-Nada, E, Majeed, M. "A hybrid command-shaper for double-pendulum overhead cranes." *Journal of Vibration and Control*, (2014), 24–37, 10(1)



# HỘI NGHỊ VÀ TRIỂN LÃM QUỐC TẾ LẦN THỨ 7 VỀ ĐIỀU KHIỂN VÀ TỰ ĐỘNG HOÁ

## The 7th Vietnam International Conference and Exhibition on Control and Automation

10-11/5/2024 Hai Phong city

### Co-organizers

Vietnam Automation Association (VAA)  
Vietnam Maritime University (VMU)  
Department of Science and Technology Hai Phong  
Joint Stock Company VIETFAIR

### Patronage organizations

Ministry of Science and Technology (MOST)  
Ministry of Industry and Trade (MOIT)  
Vietnam Union of Science and Technology Associations (VUSTA)  
Vietnam Chamber of Commerce and Industry (VCCI)  
Vietnam Academy of Science and Technology (VAST)

### Chairman of the conference

Dr. Nguyen Quan Chairman of VAA

### Advisory Council

Prof. Nguyen Xuan Quynh Former President of CIPT  
Dr. Nghiem Vu Khai Former Vice President of VUSTA  
Dr. Doan Duy Khuong Former Vice President of VCCI  
Mr. Pham Viet Tien Former Dep. Gen. Director VTV  
Dr. Le Xuan Rao President of HN ÚTA

### General organizing chair

TS. Duong Nguyen Binh Vice President of VAA

### Vice organizing chair

Assoc. Prof. Pham Xuan Duong Rector of VMU  
Assoc. Prof. Bui Quoc Khanh Vice President of VAA  
Assoc. Prof. Le Hoai Quoc Chairman of VAA HCM  
Dr. Bui Thanh Tung Chairman of VAA Hai Phong

### Industrial seminar and exhibition chair

Mr. Nguyen Cam Tu Vice President of VAA

### Vice chairman

Mr. Nguyen Doan Thang Rang dong JSC  
Mr. Dinh Van Hien DKNEC JSC  
Mr. Nguyen Viet Toan ETEC JSC  
Mrs. Le Thi Hong Loan Hàn Mỹ Việt JSC  
Mr. Nguyen Van Ngan Vietfair JSC

### Program chair

Assoc. Prof. Thai Quang Vinh IoT, VAST

### Vice program chair

Prof. Ho Đac Loc HUTECH University  
Prof. Nguyen Cong Đình Academy of MST  
Prof. Nguyen Phung Quang HUST  
Prof. Ho Pham Huy Anh HCMUT  
Assoc. Prof. Nguyen Quang Dich HUST  
Assoc. Prof. Le Hoai Quoc VAA Ho Chi Minh  
Assoc. Prof. Nguyen Chi Ngoc Can Tho University  
Assoc. Prof. Nguyen Huu Cong Thái Nguyên University  
Assoc. Prof. Nguyen Thanh Son VN Maritime Uni.

### Program committee members

Assoc. Prof. Tran Sinh Bien VN Maritime Uni.  
Assoc. Prof. Phan Thi Thanh Binh HCMUT  
Assoc. Prof. Nguyen Quoc Chi HCMUT  
Dr. Do Manh Cuong HUST  
Dr. Nguyen Manh Cuong Le Quy Don Uni  
Assoc. Prof. Ng Tang Cuong Le Quy Don Uni  
Assoc. Prof. Tran Anh Dung VN Maritime Uni.  
Assoc. Prof. Le Tien Dung DUT, UDN  
Assoc. Prof. Le Ba Dung IoT, VAST  
Assoc. Prof. Pham Trung Dung Le Quy Don Uni  
Assoc. Prof. Do Trung Hai TNUT, UTN  
Assoc. Prof. Nguyen Thanh Hai UTC HN  
Prof. Dao Van Hiep Le Quy Don Uni  
Assoc. Prof. Ng. Quang Hoan PTIT  
Assoc. Prof. Huynh Đức Hoàn Quy Nhon Uni.  
Prof. Than Ngoc Hoan Hai Phong Private Uni.  
Assoc. Prof. Huynh Thai Hoang HCMUT, VNU-HCM  
Assoc. Prof. Nguyen Nhu Hien TNUT, UTN  
Dr. Phan Van Hien DUT, UDN  
Dr. Tran Thanh Hung Can Tho Uni  
Assoc. Prof. Nguyen Duc Khoat HUMG  
Dr. Nguyen Ngoc Khoat EPU  
Dr. Trương Đăng Khoa Le Quy Don Uni  
Assoc. Prof. Nguyen Ngoc Lam VIETLINA, HCMC  
Prof. Dr. Le Hung Lan UTC HN  
Assoc. Prof. Nguyen Van Lien HUST  
Assoc. Prof. Tran Hoai Linh HUST  
Assoc. Prof. Nguyen Tung Lam HUST  
Assoc. Prof. Nguyen Tan Luy IUH  
Dr. Mai Thang Long IUH  
Dr. Nguyen Hoang Mai DUT, UDN  
Assoc. Prof. Ta Cao Minh HUST  
Assoc. Prof. Tran Trong Minh HUST  
Prof. Phan Xuan Minh HUST  
Dr. Pham Ngoc Minh IoT, VAST  
Dr. Tran The Nam VN Maritime Uni.  
Assoc. Prof. Nguyen Van Nho HCMUT, VNU-HCM  
Assoc. Prof. Duong Hoai Nghia HCMUT, VNU-HCM  
Prof. Nguyen Doan Phuoc HUST  
Assoc. Prof. Nguyen Chi Sang NARIME  
Dr. Le Dinh Phong Hoa Sen Uni.  
Assoc. Prof. Nguyen Vu Quynh LHU  
Dr. Nguyen Ngoc Tan BDU  
Assoc. Prof. Tran Duc Thuan Academy of MST  
Assoc. Prof. Vu Hoa Tien Le Quy Don Uni.  
Assoc. Prof. Nguyen Tan Tien HCMUT, VNU-HCM  
Dr. Nguyen The Truyen VIETLINA  
Assoc. Prof. Dinh Anh Tuan VN Maritime Uni.  
Dr. Pham Minh Tuan STI, VAST  
Dr. Ngo Duy Tan STI, VAST  
Assoc. Prof. Tran Duc Tan Phenica Uni  
Dr. Dao Van Tuyet BDU  
Assoc. Prof. Bui Dang Thanh HUST  
Assoc. Prof. Nguyen Trong Thang Thuy Loi Uni.  
Assoc. Prof. Nguyen Van Tiem UTC HN  
Prof. Pham Thi Ngoc Yen HUST  
Assoc. Prof. Dao Hoa Viet Le Quy Don Uni.



## CALL FOR PAPERS

<http://www.vcca.engineer/vcca2024/vi>



Vietnam International Conference and Exhibition on Control and Automation (VCCA) is held biennially by Vietnam Automation Association (VAA) aiming at promoting control engineering and automation technology in economic and social development. The 7th **VCCA-2024** is co-organized by Vietnam Automation Association and Vietnam Maritime University and will be held on May 10-11, 2024 at Hai Phong city.

**VCCA-2024 includes two part: Science Conference and International Exhibition & Business Forum**

### Conference Motto:

**Automation and Digital Transformation for Promoting National Green Economic Development**

### Topics of Interest:

**1. Automation:** Sensors and actuators; Smart I/O; Totally integrated automation systems; SCADA/HMI, DCS, CAD/CAM/CIM/CNC; Embedded systems, PLC, PXI, IPC technology; Models and simulations of manufacturing process; Process control; Laboratory automation; Measurement and control networks; Smart measurement systems; Microprocessors, SOC, DSP, FPGA and ASIC in control; Power electronics; Internet of things; Big data; Sensor networks; Artificial intelligence.

**2. Cybernetics:** System theory; Control theory; Nonlinear systems; Discrete and hybrid systems; System identification; State filters and observers; Robust control; Smart control, fuzzy, expert, neural and genetic systems; Motion control; Control of power electronics; Model and control of industrial robots; Autonomous vehicles, mobile robot control; Bio system control; Visual based control; Language, posture and behavior based control; Control of micro and nano systems; Electrical machine control, electrical drives and control of energy systems.

**3. Applications:** Digital transformation solution: Digital government, digital society, digital economics; Smart cities; Intelligent transportation systems; Process control in factories; Automation in ship industry; Automation in agriculture; forestry and aquaculture; Automation in drinking water and waste water treatment; Building management systems, smarhome; Automation in mining, mineral extraction and metallurgy; Automation in machinery manufacturing; Automation in garment and shoemaking; Automation in energy sector, power systems and renewable energy; Control applications in aeronautics and space engineering, National security and defense applications; Education and training applications; Public health and medical applications; Natural calamity prevention and pollution treatment applications; Control and monitoring for city flood protection system; Other applications...

### Manuscript Submission:

Submitted papers to VCCA must be original, not previously published or accepted for publication elsewhere, written in Vietnamese or English and formatted in VCCA-2021 standard (see in website of conference <http://www.vcca.engineer/vcca2024/vi>). Papers are submitted on-line to <https://easychair.org/conferences/?conf=vcca2024> before **15/01/2024**. If a paper is accepted, at least one of the authors listed on the paper must attend the conference and present the paper. No-show papers will not be included in USB proceedings.

### Special Session Proposal

Sessions consist of papers presenting a unifying theme from a diversity of viewpoints of research and training organization in control engineering and automation technology. Proposals should be emailed to program chair via [tudonghoavp@gmail.com](mailto:tudonghoavp@gmail.com).

### Advertisement and Exhibition

Exhibitors are invited to showcase, demonstrate and market control-related publications, software tools, prototypes, educational products, services.

### Sponsorship

The conference organizing committee highly appreciates and calls for financial support contributing to the success of the conference. Sponsors are advised to contact the Conference Organizing Committee. Sponsors will be announced at the conference.

### For detailed information please contact the Conference Organizing Committee

Room 410, 24 Ly Thuong Kiet Street, Hanoi; Tel: (+84) 24 3266 9648; Email: [tudonghoavp@gmail.com](mailto:tudonghoavp@gmail.com)

### Timelines:

Full paper submission: 31/5/2023 – 31/12/2023  
Notification of paper acceptance: 31/01/2024 – 15/3/2024  
Camera-ready paper submission: 16/3/2024 – 15/4/2024  
Registration: 16/4/2024 – 05/5/2024  
Conference (scheduled): **10-11/5/2024**

## THÔNG TIN DÀNH CHO TÁC GIẢ

CHUYÊN SAN ĐO LƯỜNG, ĐIỀU KHIỂN VÀ TỰ ĐỘNG HÓA (viết tắt: ĐL-ĐK-TĐH) là diễn đàn công bố những công trình khoa học có nội dung thuộc mọi lĩnh vực của ĐL-ĐK-TĐH:

**1. Điều khiển học:** Lý thuyết hệ thống; Lý thuyết điều khiển; Hệ phi tuyến; Các hệ rời rạc, hệ lai; Mô hình hoá và mô phỏng; Điều khiển tối ưu; Nhận dạng hệ thống; Lọc và ước lượng trạng thái; Điều khiển thích nghi và các hệ học; Điều khiển bền vững; Điều khiển thông minh, hệ mờ, hệ chuyên gia, mạng nơ ron, thuật gen; Điều khiển chuyển động; Điều khiển điện tử công suất; Mô hình hoá và điều khiển rô bốt công nghiệp; Điều khiển xe tự hành, rô bốt di động; Điều khiển các hệ sinh học; Điều khiển trên cơ sở thông tin hình ảnh; Điều khiển trên cơ sở ngôn ngữ, tư thế và hành vi; Các hệ điều khiển cỡ micro và nano; Điều khiển các loại máy điện, truyền động và hệ thống năng lượng...

**2. Tự động hoá:** Giao diện người-máy; Cảm biến cơ cấu chấp hành, I/O thông minh; Hệ thống tự động hoá tích hợp toàn diện; Các hệ SCADA, DCS, CAD/CAM/CIM/CNC; Hệ thống nhúng, công nghệ PLC, PC/104, PXI, IPC; Mô hình hoá và mô phỏng quá trình sản xuất; Điều khiển quá trình công nghệ; Tự động hoá phòng thí nghiệm; Hệ thống đo lường thông minh; Mạng điều khiển; Phần mềm tự động hoá; Vi xử lý, CSoC, SoC, DSP, FPGA, ASIC trong điều khiển; Điện tử công suất; ...

**3. Đo lường:** Lý thuyết đo lường (phương pháp đo, xử lý số liệu đo, ...); Cảm biến và thiết bị đo (đo các đại lượng điện công nghiệp, tốc độ, nhiệt độ, lưu lượng, mức, đo quang, đo lường tần số vô tuyến và vi sóng, đo lường âm học); Truyền thông công nghiệp; Mạng cảm biến và mạng cảm biến không dây; Đo và giám sát môi trường; Đo và giám sát hệ thống điện; Rơ-le kỹ thuật số; Tương thích điện từ trường, ...

**4. Ứng dụng:** Hệ thống cơ điện tử; Hệ thống điều khiển giao thông thông minh; Tự động hoá trong công nghiệp tàu thủy; Tự động hoá trong nông nghiệp, lâm nghiệp và thủy sản; Tự động hoá cao ốc, nhà thông minh; Tự động hoá trong hầm mỏ, khai thác khoáng sản và luyện kim; Tự động hoá trong chế tạo máy; Tự động hoá trong công nghiệp nhẹ; Tự động hoá trong lĩnh vực năng lượng, điện năng và năng lượng tái tạo; Ứng dụng điều khiển trong lĩnh vực hàng không vũ trụ; Ứng dụng trong an ninh, quốc phòng; Ứng dụng trong giáo dục và đào tạo; Ứng dụng trong y tế và chăm sóc sức khoẻ cộng đồng; Ứng dụng trong phòng chống thiên tai và xử lý ô nhiễm môi trường; Các ứng dụng khác....

Chuyên san ĐL-ĐK-TĐH ra 1 năm 3 số vào các tháng 4, 8 và 12 trong năm, nội dung có thể gồm bốn mục:

1. Mục CÔNG TRÌNH KHOA HỌC là mục chính, gồm những bài báo giới thiệu các kết quả nghiên cứu mới và chưa được công bố tại các diễn đàn khoa học khác. Dung lượng bài báo cần hạn chế (với mức phí cơ sở) là 6 trang trở xuống. Kể từ trang thứ 7 mức phí sẽ cao hơn.
2. Mục THÔNG BÁO KHOA HỌC nhằm tạo điều kiện để các nhà khoa học thông báo cô đọng, ngắn gọn về các hướng, hoặc về các kết quả nghiên cứu. Dung lượng hạn chế không quá 2 trang (với mức phí cơ sở).
3. Mục TRAO ĐỔI KHOA HỌC nhằm tạo điều kiện để các nhà khoa học trao đổi theo hình thức người đọc chất vấn – tác giả trả lời về các vấn đề khoa học nảy sinh xung quanh bài báo đã đăng. Bài đăng tại mục này có nội dung không vượt quá 1 trang.
4. Mục CÔNG TRÌNH TỔNG QUAN giới thiệu các bài viết tổng quan về một lĩnh vực cụ thể theo đặt hàng của Ban Biên tập khi có nhu cầu.

### Nội bản thảo

Chuyên san ĐL-ĐK-TĐH chỉ nhận bản mềm của bản thảo bài báo (CÔNG TRÌNH KHOA HỌC, THÔNG BÁO KHOA HỌC, TRAO ĐỔI KHOA HỌC) dưới dạng Word (.docx) hoặc PDF (nếu soạn bằng LaTeX). Vui lòng đọc kỹ và tuân thủ các quy định được trình bày trong nội dung file template của Chuyên san. Chuyên san ĐL-ĐK-TĐH chỉ nhận bản thảo nộp trực tuyến qua trang web <https://mca-journal.org>. Các tác giả cần đăng ký tài khoản (miễn phí) để có thể nộp bài.

### Bản quyền

Bản thảo phải là bản gốc, có nội dung trước đây chưa được công bố, và không đồng thời đang được xem xét để xuất bản ở nơi khác. Nếu bản thảo có nhiều đồng tác giả, các tác giả có trách nhiệm đạt được thỏa thuận các bên cùng đồng ý đăng, đó không phải trách nhiệm của Chuyên san. Nếu bản thảo có sử dụng các đồ thị, bảng biểu, hình ảnh, đoạn văn hay công thức từ các tài liệu khác đã công bố trước đây, các tác giả cần thay đổi và/hoặc trích dẫn phù hợp hoặc tự chịu trách nhiệm xin phép bằng văn bản để được phép sử dụng các tài liệu đó trong bản thảo của mình.

### Phí đăng bài

Mức phí cơ sở của các bài viết từ 8 trang trở xuống là 2.000.000VNĐ/1bài. Nếu bài viết dài hơn 8 trang, mức phí kể từ trang thứ 9 trở đi là 200.000VNĐ/1 trang. Tuy nhiên, bài viết không được phép dài quá 15 trang (trừ những trường hợp đặc biệt. Ví dụ: các bài thuộc mục “CÔNG TRÌNH TỔNG QUAN” do Ban Biên tập đặt hàng). Đối với bài viết của sinh viên, mức phí được giảm 50%.

### Thắc mắc

Mọi thắc mắc, hay câu hỏi liên quan tới công trình đăng có thể gửi trực tiếp tới Trưởng Ban Biên tập, PGS. TS. Trần Trọng Minh, Khoa Tự động hóa, trường Điện - Điện tử, Đại học Bách khoa Hà Nội, số 1 đường Đại Cồ Việt, quận Hai Bà Trưng, Hà Nội.

Email: [minh.trantrong@hust.edu.vn](mailto:minh.trantrong@hust.edu.vn)