

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 1

THÁNG

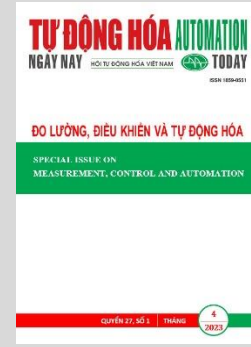
4

2023

MỤC LỤC

CÔNG TRÌNH KHOA HỌC

- 2** **Cồ Như Văn, Nguyễn Thanh Hải, Nguyễn Phùng Quang**
Hiện tượng hỗn loạn trong hệ thống phát điện sức gió dùng máy phát không đồng bộ nguồn kép
- 11** **Bùi Trung Nghĩa, Nguyễn Văn Nam, Nguyễn Duy Phương, Nguyễn Công Minh, Dương Văn Đạt, Vũ Nhật Cường, Nguyễn Mạnh Linh**
Điều khiển tương tác giữa người sử dụng và Robot di động bằng công nghệ xử lý ảnh dựa trên kỹ thuật học sâu
- 19** **Diem-Vuong Doan, Ngoc-Khoat Nguyen, Quang-Vinh Thai**
A novel load - frequency control scheme applying fuzzy logic technique for two-area interconnected power systems with renewable energy sources
- 29** **Lê Ngọc Hội, Nguyễn Quang Địch, Lê Đức Thịnh, Nguyễn Tùng Lâm**
Áp dụng kỹ thuật Backstepping cho ổ từ dọc trục cấu trúc nguyên khối một bậc tự do
- 36** **Trần Hùng Cường, Trần Trọng Minh, Phạm Việt Phương**
Điều khiển dự báo dựa vào điều chế vector không gian nhằm cân bằng điện áp trên các tụ và giảm thành phần sóng hài dòng điện vòng của bộ biến đổi MMC
- 44** **Bùi Đức Hùng, Đỗ Chí Phi và Đặng Quốc Vương**
Nghiên cứu sự ảnh hưởng của lực điện từ lên các khối trụ cuộn kháng bù ngang bằng phương pháp giải tích và phương pháp phần tử hữu hạn
- 49** **Võ Đức Nhân, Nguyễn Xuân Biên, Vũ Văn Học, Phạm Thị Lý, Nguyễn Quang Địch**
Một cách tiếp cận mới trong xây dựng mô hình động học và điều khiển cho động cơ tự nâng không lõi thép
- 56** **Dương Minh Đức, Trần Thanh Tùng**
Điều khiển cuộn chiếu dựa trên thuật toán thích nghi Li - Slotine cho robot khớp mềm SEA
- 62** **Đặng Hoàng Anh, Đào Văn Dũng, Nguyễn Văn Quang**
Nghiên cứu và xây dựng chương trình giám sát tải không xâm nhập ứng dụng bộ thư viện Scikit - Learn (SKLEARN)
- 69** **Van-Phong Vu, Viet-Hung Hoang, Hong-Thai Vu, Van-Tai Tran**
Decentralized Collaboration Control and Obstacle Avoidance for Swarm Robot



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 Hiến

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 Ngôn

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

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

Giấy phép xuất bản số:

276/GP-BTTTT ngày 05/09/2014

của Bộ Thông tin và Truyền thông

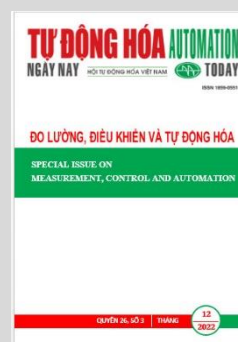
In tại Công ty TNHH MTV In quân đội 1

Giá: 80.000 - VNĐ

CONTENT

SCIENTIFIC PAPERS

- 2** **Nhu - Van Co, Thanh - Hai Nguyen, Phung - Quang Nguyen**
Chaos phenomenon in wind power generation system using doubly-fed induction generator
- 11** **Trung - Nghia Bui, Van - Nam Nguyen, Duy - Phuong Nguyen, Cong - Minh Nguyen, Van - Dat Duong, Nhat - Cuong Vu, Manh - Linh Nguyen**
Human following and collision avoidance control of mobile robots by vision-based deep neural network
- 19** **Diem-Vuong Doan, Ngoc-Khoat Nguyen, Quang-Vinh Thai**
A novel load - frequency control scheme applying fuzzy logic technique for two-area interconnected power systems with renewable energy sources
- 29** **Ngoc - Hoi Le, Quang - Dich Nguyen, Duc - Thinh Le, Tung - Lam Nguyen Tung**
Application of Backstepping control technique to Non-laminated active magnetic thrustbearings of one degree of freedom
- 36** **Hung - Cuong Tran, Trong - Minh Tran, Viet - Phuong Pham**
Predictive control based on space vector modulation for the purpose of capacitors voltage balancing and harmonic circulating current suppression of MMC
- 44** **Duc - Hung Bui, Chi - Phi Do and Quoc - Vuong Dang**
Studying the influence of electromagnetic forces on core blocks of the shunt reactors by using the analytical model and finite element approach
- 49** **Duc - Nhan Vo , Xuan - Bien Nguyen, Van - Hoc Vu, Thi - Ly Pham, Quang - Dich Nguyen**
A new approach to establishing a dynamic and control model for Slotless Self - Bearing Motor
- 56** **Minh - Duc Duong, Thanh - Tung Tran**
Adaptive Li-Slotine based backstepping control for series elastic actuator robot
- 62** **Hoang - Anh Dang, Van - Dung Dao , Van - Quang Nguyen**
Implementing Scikit-Learn libraries for developing a Non-Intrusive Load Monitoring program
- 69** **Van-Phong Vu, Viet-Hung Hoang, Hong-Thai Vu, Van-Tai Tran**
Decentralized Collaboration Control and Obstacle Avoidance for Swarm Robot
-



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 Ngoc

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

Southern representative office

8th floor, No. 224, Dien Bien Phu,

Vo Thi Sau ward, District 3, HCM City

Tel: 0908855888

Online at:

Website: www.vnautomate.net

Publication license

276/GP-BTTTT 5th September 2014

Printed by MTV In quan doi 1 Ltd. Co.

Price: 80.000 - VND

Hiện tượng hỗn loạn trong hệ thống phát điện sức gió dùng máy phát không đồng bộ nguồn kép

Chaos phenomenon in wind power generation system using doubly-fed induction generator

Cò Như Văn^{1,2*}, Nguyễn Thanh Hải¹, Nguyễn Phùng Quang²

¹Trường Đại học Giao thông vận tải

²Đại học Bách khoa Hà Nội

*Corresponding author E-mail: vancn@utc.edu.vn

Abstract

Chaotic behavior is beneficial in some areas, but in electric drive systems, it almost gives undesirable results, which can lead to self-oscillation, affect the quality of the systems, and even destroys the system. This is a phenomenon that only occurs with nonlinear dynamical systems, sensitive to initial conditions and aperiodic but it is governed by deterministic laws, unlike random perturbations. DFIG system is complex, multivariable, and strongly nonlinear, when operating under certain conditions, the system may fall into a chaotic behavior, which causes disadvantages for the system. Therefore, the first and most important task is to identify the cause of DFIG's chaos. Based on the method of theoretical analysis and through simulation, this study determines the chaotic phenomenon for DFIG when the parameter of stator winding changes to a certain value. It will serve as a basis for parameterizing the system, building a control algorithm to eliminate this phenomenon, and improving the operating quality of the system.

Keywords: Bifurcation, chaos theory, equilibrium, DFIG, Lyapunov exponents, Jacobian matrix.

Các ký hiệu

Ký hiệu	Đơn vị	Ý nghĩa
T_r, T_s	s	hằng số thời gian rotor và stator
L_m, L_r, L_s	H	hỗ cảm, điện cảm rotor, điện cảm stator
σ		Hệ số tản toàn phần trực của stator
$\omega, \omega_r, \omega_s$	rad/s	vận tốc góc cơ, mạch rotor và mạch stator
$\mathbf{i}_s, \mathbf{i}_r$	A	Vector of stator, rotor current
$i_{sd}, i_{sq}, i_{rd}, i_{rq}$	A	dq components of the stator, rotor current
$\mathbf{u}_s, \mathbf{u}_r$	V	Vector of stator, rotor voltage
$u_{rd}, u_{rq}, u_{sd}, u_{sq}$	V	dq components of the stator, rotor voltage
Ψ_s, Ψ_r	Wb	Vector of rotor, stator flux
$\Psi_{rd}, \Psi_{rq}, \Psi_{sd}, \Psi_{sq}$	Wb	dq components of the rotor, stator flux
U	V	Điện áp lưới
f	Hz	Tần số lưới
n_p		Số đôi cực
T_L	N.m	Mô men xoắn
J	Kg.m ²	Mô men quán tính
D	N.m/rad/s	Hệ số giảm chấn

Tóm tắt

Hỗn loạn có lợi trong một số lĩnh vực, tuy nhiên trong hệ thống truyền động điện thì hầu như nó mang lại những kết quả không mong muốn, có thể tự duy trì trạng thái, ảnh hưởng xấu đến chất lượng của hệ thống, thậm chí làm hệ thống bị phá hủy. Đây là hiện tượng chỉ xảy ra với hệ phi tuyến, nhạy cảm với điều kiện ban đầu, không tuân hoàn nhưng tuân theo quy luật nhất định không giống với nhiễu. DFIG được đánh giá là hệ đa biến, phi tuyến mạnh và có cấu trúc phức tạp, khi hoạt động trong điều kiện cụ thể nào đó, hệ thống có thể rơi vào trạng thái hỗn loạn, chúng gây ra những bất lợi cho hệ thống. Do vậy, nhiệm vụ đầu tiên và quan trọng đó là cần xác định được nguyên nhân khiến DFIG xảy ra hỗn loạn. Dựa trên phương pháp phân tích lý thuyết và thông qua mô phỏng, nghiên cứu này xác định hiện tượng hỗn loạn đối với DFIG khi tham số của cuộn dây stator thay đổi đến một giá trị nhất định. Từ đó, làm cơ sở tham số hóa hệ thống, nhằm xây dựng thuật toán điều khiển để triệt tiêu hiện tượng hỗn loạn, nâng cao chất lượng hoạt động của hệ thống.

1. Tổng quan về hỗn loạn và ứng dụng trong điều khiển

Một hệ động lực có chuyển động hỗn loạn cần có những điều kiện [1-2]:

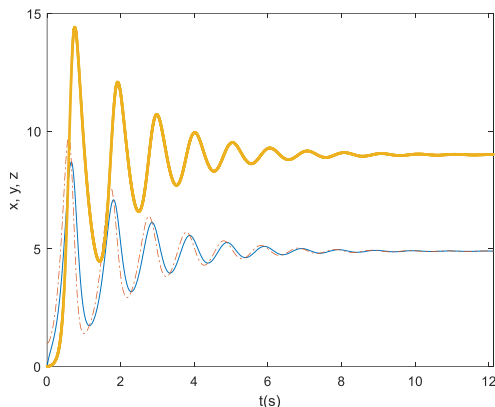
- Hệ có ít nhất ba biến độc lập;
 - Phương trình chuyển động phải có những số hạng phi tuyến.
- Ngoài ra, không gian pha của hệ phải có số chiều không ít hơn ba để đảm bảo sự tồn tại của những quỹ đạo phân kỳ, bị giam hãm trong một miền hữu hạn của không gian các biến động lực và đảm bảo tính duy nhất của quỹ đạo.

Các quỹ đạo bị hút vào tập hút, nhưng chúng không ổn định trên tập hút đó và nhạy cảm với các điều kiện ban đầu, một khi đã ở trong tập hút lạ, điểm pha bị giam hãm trong đó, có thể tiếp cận gần tùy ý một điểm nào đó của tập hút nhưng không bao giờ lặp lại y hệt ở một thời điểm về sau. Quỹ đạo pha không ổn định ở đâu trên tập hút lạ, nhưng nhìn toàn cục thì tập hút này lại rất ổn định (Hình 3). Những vấn đề đó được thể hiện rất rõ bởi hệ các phương trình vi phân do nhà khí tượng học Edward Lorenz [1][3] trong phương trình (1) dưới đây:

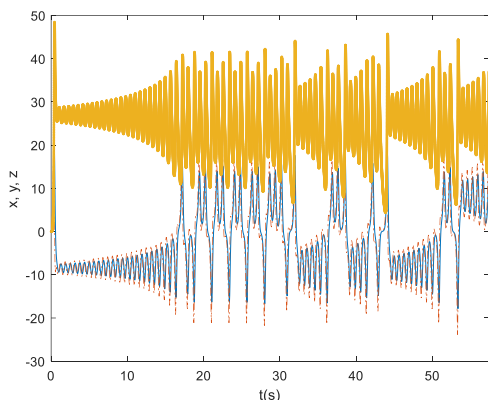
$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = \sigma(y - x) \\ \frac{dy}{dt} = x(\rho - z) - y \\ \frac{dz}{dt} = xy - \beta z \end{cases} \quad (1)$$

Với x, y, z , là các biến và ba tham số σ, ρ, β . Ta thấy phương trình (1) thể hiện rõ tính phi tuyến (là điều kiện cần của hệ chuyển động hỗn loạn).

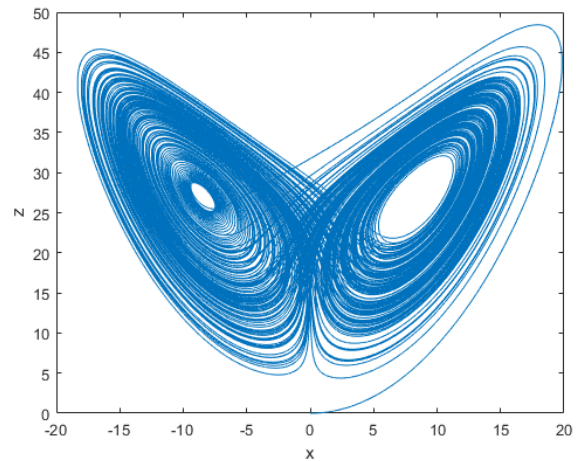
Ở điều kiện bình thường, hệ thống ổn định (Hình 1). Khi các tham số σ, ρ, β của hệ thống thay đổi đến một giá trị nhất định thì hiện tượng hỗn loạn xuất hiện (Hình 2, Hình 3).



Hình 1: Trạng thái của hệ thống theo miền thời gian với các tham số $\sigma = 10, \rho = 8/3, \beta = 10$.



Hình 2: Trạng thái của hệ thống theo miền thời gian với các tham số $\sigma = 10, \rho = 8/3, \beta = 28$.



Hình 3: Quỹ đạo pha của hệ thống với các tham số $\sigma = 10, \rho = 8/3, \beta = 28$.

Hình 3 cho thấy: quỹ đạo xuất phát từ gốc tọa độ (điểm khởi đầu tại $x = 0, z = 0$) vòng qua bên phải rồi lao vào tâm của một điểm xoắn ốc bên trái, sau đó quỹ đạo quay trở về phía bên phải, thực hiện xoắn ốc một thời gian rồi lại quay về phía bên trái thực hiện xoắn ốc, quá trình này cứ tiếp diễn mãi mãi và quỹ đạo không khi nào tự cắt mình (trong không gian ba chiều). Đồng thời thể hiện rõ ràng các quỹ đạo đi lang thang mãi mãi trong một miền giới nội, mà không đi tới một điểm cố định nào hoặc một quỹ đạo kín nào, chúng bị hút vào một vật thể hình học phức tạp được gọi là tập hút lạ (strange attractor), đó là chính là hiện tượng hỗn loạn [2].

Vận dụng hỗn loạn vào điều khiển:

Hệ động lực hỗn loạn là một trong những phương pháp phát triển chung nhất của hệ thống phi tuyến, các chế độ hỗn loạn hiện diện nhiều trong tự nhiên cũng như trong các thiết bị được tạo bởi con người, hỗn loạn có lợi khi nó làm tăng tốc độ phản ứng hóa học bằng cách tăng cường trộn, cung cấp một cơ chế mạnh mẽ để truyền nhiệt và khối lượng [3]. Tuy nhiên, trong nhiều tình huống, sự hỗn loạn là một hiện tượng không mong muốn, ví dụ dẫn đến sự mệt mỏi cơ học tăng thêm đối với các dao động không đều, khả năng hấp thụ năng lượng không đối lưu trong một chế độ hỗn loạn có thể dẫn đến các thông số hệ thống vượt quá mức an toàn.

Trước hết chúng ta cần lưu ý rằng, trong các hệ động lực tuyến tính không bao giờ xảy ra hiện tượng hỗn loạn. Vì vậy khi nói đến hỗn loạn là nói đến các hệ phi tuyến. Song, không phải trong hệ phi tuyến nào cũng có chuyển động hỗn loạn. Có những phương pháp nhận biết hỗn loạn khác nhau như: phương pháp phân tích Fourier, các đáp ứng thời gian, biểu đồ pha, biểu đồ phân nhánh giá trị lớn nhất của biến trạng thái theo thời gian và số mũ Lyapunov lớn nhất được sử dụng để minh họa cho hành vi hỗn loạn khi thay đổi trị số đặc trưng. Từ đó rút ra vùng làm việc hỗn loạn của đối tượng, đề xuất phương pháp điều khiển để đưa hệ thống về trạng thái làm việc ổn định, dập tắt các dao động tự duy trì với biên độ cao và thay đổi bất thường.

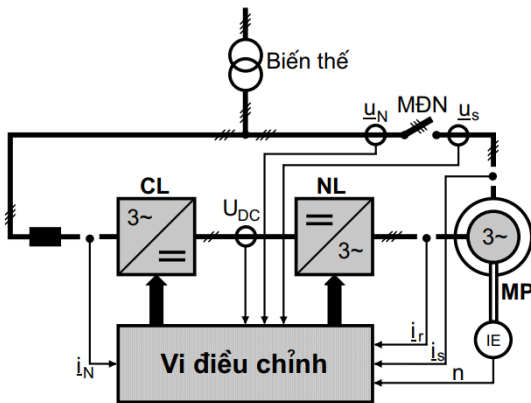
Gần đây, việc nghiên cứu về hiện tượng hỗn loạn truyền động cho máy điện đã nhận được nhiều sự quan tâm, điển hình là các nghiên cứu [4-9], đã cho phép hiểu rõ hơn về các hoạt động động lực học của hệ thống, có thể đem đến một số thông tin hữu ích cho công việc thiết kế và điều khiển hệ thống trên thực tế.

Tuy nhiên, đối với hệ thống phát điện sức gió sử dụng máy phát không đồng bộ nguồn kép thì mới chỉ lác đác một vài nghiên cứu được công bố, chưa bao phủ hết được các vấn đề gây ra hỗn loạn cho DFIG, trong khi DFIG được coi là một hệ thống đa biến, phi tuyến, kết hợp chặt chẽ với nhau, hệ thống chịu nhiều tác động từ bên ngoài và phức tạp hơn nhiều so với truyền động điện đơn giản, do vậy hệ thống có thể rơi vào trạng thái làm việc hỗn loạn trong những điều kiện nhất định.

Một số nguyên nhân dẫn đến hiện tượng hỗn loạn cho DFIG sẽ được trình bày trong nghiên cứu này. Tiếp đó, để tường minh hơn, bài báo sẽ chứng minh hiện tượng hỗn loạn xảy ra đối với DFIG khi tham số cuộn dây stator thay đổi đến một giá trị nhất định, lỗi này được coi là phổ biến nhất đối với DFIG [10-12]. Kết quả được thể hiện dựa trên phân tích cơ sở lý thuyết và mô phỏng, các nội dung nghiên cứu tiếp theo của bài báo được tổ chức như sau: cấu trúc và mô hình toán học của DFIG sẽ được trình bày tại mục 2, mục số 3 sẽ phân tích và mô phỏng về hiện tượng hỗn loạn đối với DFIG khi tham số điện trở và điện cảm của stator thay đổi đến một giá trị nhất định. Cuối cùng là phần kết luận sẽ được trình bày tại mục 4.

2. Cấu trúc và mô hình toán học của DFIG

Sự thâm nhập của năng lượng gió đang gia tăng nhanh chóng trong ngành sản xuất năng lượng ngày nay. Đặc biệt, DFIG đã trở thành một lựa chọn rất phổ biến trong các trang trại gió (chiếm khoảng 50% thị trường phát điện sức gió [13]), do có một số ưu điểm như: chi phí đầu tư thấp, có thể vận hành với tốc độ gió thay đổi, điều khiển linh hoạt,...

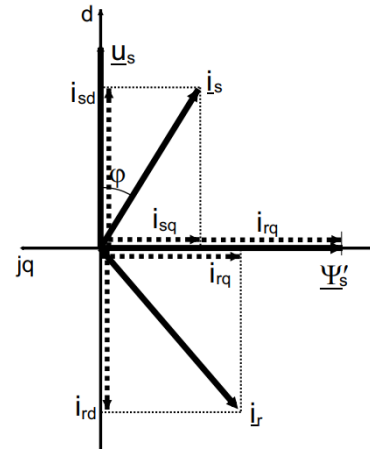


Hình 4: Cấu trúc của DFIG trong hệ thống phát điện sức gió [14]

CL: Chỉnh lưu
NL: Nghịch lưu
MĐN: Máy đóng ngắt

Từ cấu trúc trên Hình 4 ta thấy, DFIG trong hệ thống phát điện có ưu điểm nổi bật là stator được nối trực tiếp với lưới điện, còn rotor nối với lưới qua thiết bị điện tử công suất điều khiển được, do vậy mà công suất thiết bị điều khiển nhỏ hơn rất nhiều công suất máy phát (trong dải tốc độ giới hạn thì công suất của bộ biến đổi chỉ bằng 30% công suất phát lên lưới [14-17]) và dòng năng lượng thu được chảy trực tiếp từ stator sang lưới, điều này rất hấp dẫn về mặt kinh tế, đặc biệt khi công suất của máy phát lớn.

Về kỹ thuật điều khiển, DFIG cho phép điều khiển độc lập công suất tác dụng và công suất phản kháng, điều này được thể hiện rõ ở Hình 5 và các phương trình sau:



Hình 5: Biểu đồ vector của DFIG trong hệ tọa độ tựa theo điện áp lưới [18].

Theo hình 5, khi $u_{sq} = 0$, công suất tác dụng và công suất phản kháng qua thành phần phản ứng là i_{sd} và i_{sq} [18]:

$$P = \frac{3}{2} u_{sd} i_{sd} \quad (2)$$

$$Q = \frac{3}{2} u_{sd} i_{sq} \quad (3)$$

Phương trình từ thông rotor và stator [18]:

$$\begin{cases} \psi_s = L_s i_s + L_m i_r \\ \psi_r = L_m i_s + L_r i_r \end{cases} \quad (4)$$

Trong hệ tọa độ tựa theo điện áp lưới, phương trình (4) có thể viết lại như sau:

$$\begin{cases} \psi'_{sd} = \frac{L_s}{L_m} i_{sd} + i_{rd} \approx 0 \\ \psi'_{sq} = \frac{L_s}{L_m} i_{sq} + i_{rq} \approx |\psi'_s| \end{cases} \quad (5)$$

Trong đó: $\psi'_{sd} = \psi_s / L_m$

Do vậy, các thành phần dòng điện được xác định như sau:

$$\begin{cases} i_{sd} = -\frac{L_m}{L_s} i_{rd} \\ i_{sq} = \frac{L_m}{L_s} (\psi'_{sq} - i_{rq}) \end{cases} \quad (6)$$

Đối với máy phát công suất lớn thì $L_s/L_m \approx 1$, phương trình (5) được đơn giản hóa như sau:

$$\begin{cases} i_{sd} + i_{rd} \approx 0 \\ i_{sq} + i_{rq} \approx |\psi'_s| = \psi'_{sq} \end{cases} \quad (7)$$

Thay vào (2) và (3) ta được:

$$P = -\frac{3}{2} \frac{L_m}{L_s} u_{sd} i_{rd} \quad (8)$$

$$Q = -\frac{3}{2} \frac{L_m}{L_s} u_{sd} (\psi'_{sq} - i_{rq}) \quad (9)$$

Hệ phương trình biểu diễn mối quan hệ giữa cường độ dòng điện thành phần của rotor và từ thông stator trên hệ tọa độ dq của DFIG được viết như sau [18]:

$$\begin{cases} \frac{di_{rd}}{dt} = -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1-\sigma}{T_s} \right) i_{rd} + \omega_r i_{rq} + \\ \frac{1-\sigma}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} \psi'_{sd} - \omega \psi'_{sq} \right) + \frac{1}{\sigma L_r} u_{rd} - \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} u_{sd} \\ \frac{di_{rq}}{dt} = -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1-\sigma}{T_s} \right) i_{rq} - \omega_r i_{rd} + \\ \frac{1-\sigma}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} \psi'_{sq} + \omega \psi'_{sd} \right) + \frac{1}{\sigma L_r} u_{rq} - \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} u_{sq} \\ \frac{d\psi'_{sd}}{dt} = \frac{1}{T_s} i_{rd} - \frac{1}{T_s} \psi'_{sd} + \omega_s \psi'_{sq} + \frac{1}{L_m} u_{sd} \\ \frac{d\psi'_{sq}}{dt} = \frac{1}{T_s} i_{rq} - \frac{1}{T_s} \psi'_{sq} - \omega_s \psi'_{sd} + \frac{1}{L_m} u_{sq} \end{cases} \quad (10)$$

Với: $\sigma = 1 - L_m^2 / (L_s L_r)$; $T_s = L_s / R_s$; $T_r = L_r / R_r$

Từ hệ phương trình (10) ta thấy rõ bản chất phi tuyến và đa biến của DFIG. Như vậy, theo lý thuyết hỗn loạn thì DFIG có thể xảy ra hỗn loạn khi các tham số của hệ thống đạt đến một giá trị nhất định. Để làm rõ về vấn đề hỗn loạn đối với DFIG, nội dung 3 dưới đây sẽ thực hiện chi tiết và đầy đủ.

3. Hiện tượng hỗn loạn đối với DFIG

3.1. Một số nguyên nhân khiến DFIG xảy ra hiện tượng hỗn loạn

Bên cạnh những ưu điểm thì DFIG cũng thể hiện một số nhược điểm nhất định như: cấu trúc của DFIG phức tạp, là hệ đa biến, phi tuyến, kỹ thuật điều khiển khó khăn. Do môi trường làm việc khắc nghiệt của các trang trại gió, nên các tham số của DFIG có thể thay đổi theo nhiệt độ, tuổi thọ, các điều kiện phụ tải,... đồng thời DFIG cũng dễ bị các lỗi như: lỗi hộp số, lỗi bộ biến đổi công suất, lỗi cuộn dây stator, lỗi cuộn dây rotor, lỗi cảm biến, lỗi cảm biến đo tốc độ,... từ đó dẫn đến hệ thống có thể rơi vào trạng thái làm việc hỗn loạn dẫn đến chất lượng làm việc của hệ thống kém, và là nguyên nhân dẫn đến các sự cố, hỏng hóc.

Nghiên cứu về vấn đề hỗn loạn đối với máy điện nói chung thì đã có khá nhiều công trình nghiên cứu được đưa ra

và mang lại những kết quả nhất định. Tuy nhiên, nghiên cứu về vấn đề hỗn loạn đối với DFIG, theo điều tra nghiên cứu của nhóm tác giả, cho đến nay số lượng công trình được công bố với số lượng còn rất hạn chế. Một số nguyên nhân gây ra hiện tượng hỗn loạn đối với DFIG được chỉ ra bởi các nghiên cứu cụ thể như sau:

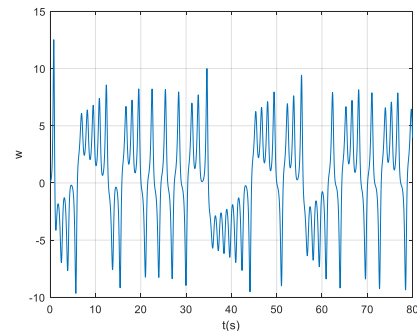
- Hiện tượng hỗn loạn xuất hiện dưới điều kiện làm việc của hệ thống. Nghiên cứu [19] chỉ ra rằng khi lưới yếu và tải không cân bằng, với điều kiện làm việc ở tốc độ gió thấp (6m/s) thì hệ thống làm việc ổn định, tuy nhiên, khi tốc độ gió tăng lên (13 m/s) thì sự phân nhánh đã diễn ra, và là nguy cơ dẫn đến hiện tượng hỗn loạn trong hệ thống nếu tốc độ gió tăng thêm.

- Hiện tượng hỗn loạn khi các tham số của hệ thống thay đổi: Công trình nghiên cứu [20] xuất phát từ hệ phương trình từ hệ phương trình (11)

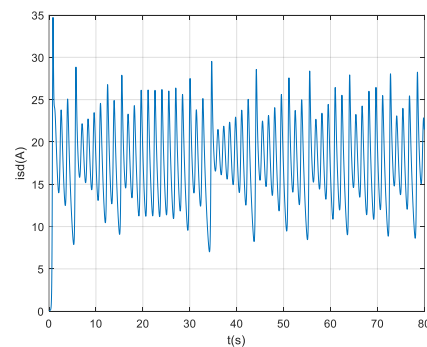
$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -i_{sd} + \omega i_{sq} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -i_{sq} + \omega i_{sd} + \gamma \omega \\ \frac{d\omega}{dt} = \sigma (i_{sq} - \omega) \end{cases} \quad (11)$$

Với σ và γ là các tham số của hệ thống, u_{sd} , u_{sq} , i_{sd} , i_{sq} tương ứng là điện áp và cường độ dòng điện thành phần của stator.

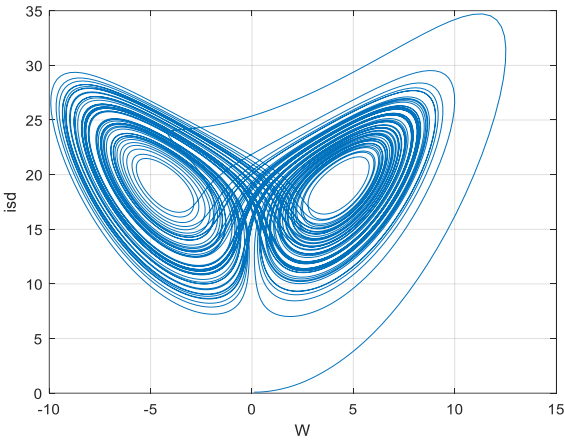
Trong trường hợp $u_{sd}(0) = u_{sq}(0) = T_L(0) = 0$; $\sigma = 5.46$; $\gamma = 20$; $(i_{sd}, i_{sq}, \omega)^T = (0.01, 0.01, 0.01)^T$ thì hệ thống sẽ trở nên hỗn loạn, điều đó được thể hiện rõ trên Hình 6, Hình 7 và Hình 8 như sau:



Hình 6: Đồ thị biểu diễn sự hỗn loạn của tốc độ rotor theo thời gian.



Hình 7: Đồ thị biểu diễn sự hỗn loạn của cường độ dòng điện i_{sd} theo thời gian khi DFIG xảy ra hỗn loạn.



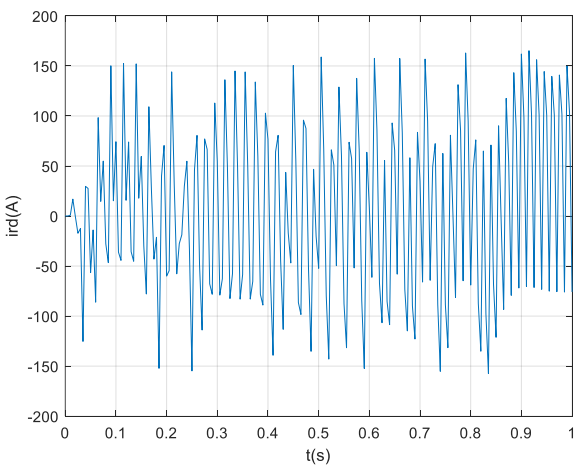
Hình 8: Mặt phẳng pha của i_{sq} và ω ở trạng thái DFIG xảy ra sự cố.

Tiếp đó, công trình nghiên cứu tiêu biểu gần đây của nhóm tác giả Dan Jiang, Wenxin Yu, Junnian Wang, Guoliang Zhong, Zuanbo Zhou [21]. Ở chế độ bình thường, bằng phương pháp phân tích lý thuyết của thử nghiệm 0-1 đã chứng minh hệ thống là ổn định với bộ tham số cho như Bảng 1.

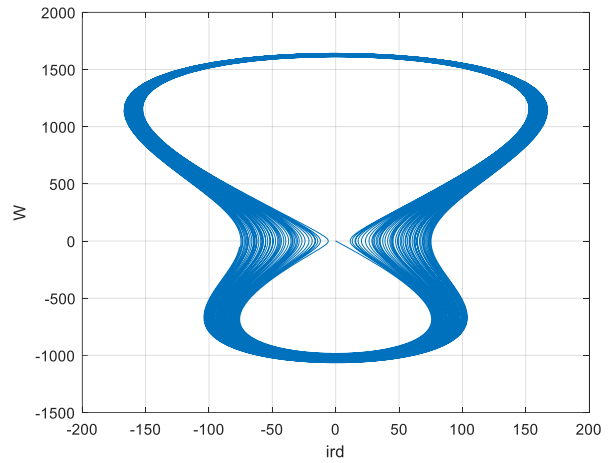
Bảng 1: Tham số của hệ thống [18]:

Điện áp lưới (V)	220
Tần số lưới (HZ)	50
Điện áp liên kết DC (V)	600
Tốc độ gió (m/s)	6
Mô men quán tính (kg.m ²)	0.01
Hệ số giảm chấn (Nm/rad/s)	0
Công suất máy (VA)	3730
Số đôi cực	2
R_s (Ω)	1
R_r (Ω)	1
L_s (H)	0.083
L_r (H)	0.08
L_m (H)	0.0515

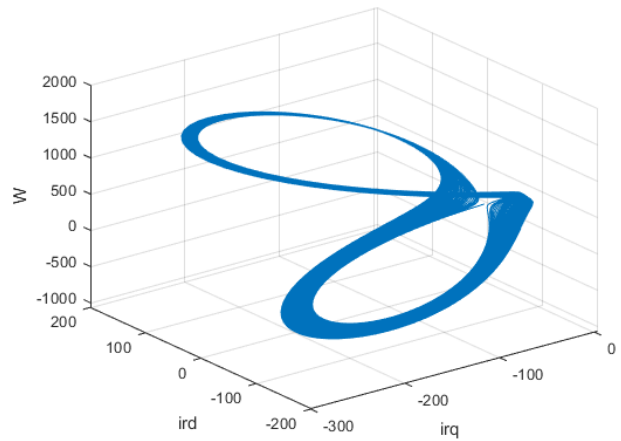
Trong trường hợp khi xảy ra sự cố, các điện trở stator và điện trở rotor có giá trị $R_s = R_r = 0.02\Omega$, đồng thời lỗi cảm biến đo tốc độ rotor: $\omega_0 = 2\omega$. Khi đó, cường độ dòng điện và tốc độ rotor dao động dữ dội, hiện tượng hỗn loạn xuất hiện, được biểu thị qua các hình: Hình 9, Hình 10 và Hình 11 dưới đây:



Hình 9: Đồ thị biểu diễn sự hỗn loạn của cường độ dòng điện i_{rd} theo thời gian.



Hình 10: Mặt phẳng pha của i_{rd} và ω ở trạng thái làm việc hỗn loạn



Hình 11: Không gian pha giữa i_{rd} , i_{rq} và ω ở trạng thái làm việc hỗn loạn

Các nghiên cứu trên đã chỉ ra rằng, dưới một điều kiện hoạt động nhất định thì DFIG có thể xảy ra hỗn loạn. Tuy nhiên, nghiên cứu [19] và [20] đánh giá hiện tượng đó dựa trên mô phỏng trên máy tính mà chưa đánh giá trên cơ sở lý thuyết vững chắc. Nghiên cứu [22] đã phân tích về hiện tượng hỗn loạn và đưa ra một số nguyên cơ làm cho hệ thống DFIG xảy ra hỗn loạn. Nghiên cứu [20] chưa đưa ra được điều kiện cụ thể về sự thay đổi của tham số nào trong hệ thống dẫn đến DFIG xảy ra hỗn loạn. Công trình [21] đã nghiên cứu khá chắc chắn đó là dựa trên phân tích lý thuyết (thuật toán kiểm tra 0-1) và qua mô phỏng để đánh giá tính ổn định và hỗn loạn của hệ thống, đồng thời nghiên cứu cũng đưa ra được điều kiện cụ thể của bộ tham số đưa hệ thống DFIG xảy ra hỗn loạn. Tuy nhiên, điều kiện xảy ra 3 lỗi đồng thời (lỗi cuộn dây stator, lỗi cuộn dây rotor và lỗi cảm biến đo tốc độ rotor) là hiếm xảy ra trên thực tế.

Để làm rõ hơn về hiện tượng hỗn loạn đối với DFIG, nội dung dưới đây dựa trên cơ sở phân tích lý thuyết và mô phỏng để xác định hiện tượng hỗn loạn xảy ra đối với DFIG khi tham số của cuộn dây stator thay đổi đến một giá trị nhất định. Đây là điều kiện dễ xảy ra trong quá trình làm việc của hệ thống.

3.2. Xác định hiện tượng hỗn loạn của DFIG dựa trên cơ sở phân tích lý thuyết và mô phỏng

Từ phương trình chuyển động của rotor [23], [24]

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{n_p}{J} \left(T_E - T_L - \frac{B}{n_p} \omega \right) \quad (12)$$

$$T_E = \frac{3}{2} n_p L_m (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) \quad (13)$$

Phương pháp điều khiển là tựa theo vector điện áp lưới nên ta có $\Psi_{sd} = 0$, $\Psi_{sq} = \Psi_s$ và từ hệ phương trình (6) ta có thể viết lại phương trình (12) như sau:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{n_p}{J} \left(\frac{3}{2} \frac{n_p L_m \Psi_s}{L_s} i_{rd} - \frac{B}{n_p} \omega - T_L \right) \quad (14)$$

Từ 2 phương trình đầu của hệ phương trình (10) và phương trình (14) ta thu được hệ phương trình biểu diễn cường độ dòng điện thành phần rotor và tốc độ rotor của DFIG như sau:

$$\begin{cases} \frac{di_{rd}}{dt} = -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1-\sigma}{T_s} \right) i_{rd} + \omega_r i_{rq} + \\ \frac{1-\sigma}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} \psi'_{sd} - \omega \psi'_{sq} \right) + \frac{1}{\sigma L_r} u_{rd} - \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} u_{sd} \\ \frac{di_{rd}}{dt} = -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1-\sigma}{T_s} \right) i_{rq} - \omega_r i_{rd} + \\ \frac{1-\sigma}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} \psi'_{sq} + \omega \psi'_{sd} \right) + \frac{1}{\sigma L_r} u_{rq} - \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} u_{sq} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{n_p}{J} \left(\frac{3}{2} \frac{n_p L_m \Psi_s}{L_s} i_{rd} - \frac{B}{n_p} \omega - T_L \right) \end{cases} \quad (15)$$

Phương pháp điều khiển tựa theo điện áp lưới nên:

$$\Psi_{sd} = 0, \Psi_{sq} = \Psi_s, u_{sd} = u_s, u_{sq} = 0, \psi'_{sq} = \Psi_{sq} / L_m,$$

$$\psi'_{sd} = \Psi_{sd} / L_m, \omega_r = \omega_s - \omega \quad (\omega_s = 2\pi f).$$

Do đó (15) được viết lại như sau:

$$\begin{cases} \frac{di_{rd}}{dt} = -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1-\sigma}{T_s} \right) i_{rd} + (\omega_s - \omega) i_{rq} - \\ \frac{1-\sigma}{\sigma} \omega \frac{\Psi_s}{L_m} + \frac{1}{\sigma L_r} u_{rd} - \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} u_{sd} \\ \frac{di_{rd}}{dt} = -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1-\sigma}{T_s} \right) i_{rq} - (\omega_s - \omega) i_{rd} + \\ \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{T_s} \frac{\Psi_s}{L_m} + \frac{1}{\sigma L_r} u_{rq} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{n_p}{J} \left(\frac{3}{2} \frac{n_p L_m \Psi_s}{L_s} i_{rd} - \frac{B}{n_p} \omega - T_L \right) \end{cases} \quad (16)$$

Đặt:

$$x_1 = i_{rd}, x_2 = i_{rq}, x_3 = \omega,$$

$$c_1 = -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1-\sigma}{T_s} \right), c_2 = \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{\Psi_s}{L_m}, c_3 = \frac{1}{\sigma L_r},$$

$$c_4 = \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} u_s, c_5 = \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{T_s} \frac{\Psi_s}{L_m}, c_6 = \frac{1}{\sigma L_r},$$

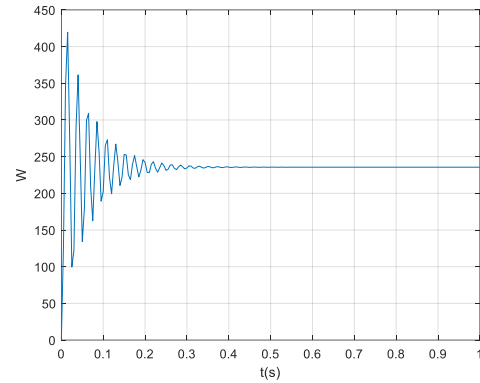
$$c_7 = \frac{3}{2} \frac{n_p}{J} \frac{n_p L_m \Psi_s}{L_s}, c_8 = \frac{B}{J}, c_9 = \frac{n_p}{J}$$

Từ đó phương trình (16) có dạng như (17) sau:

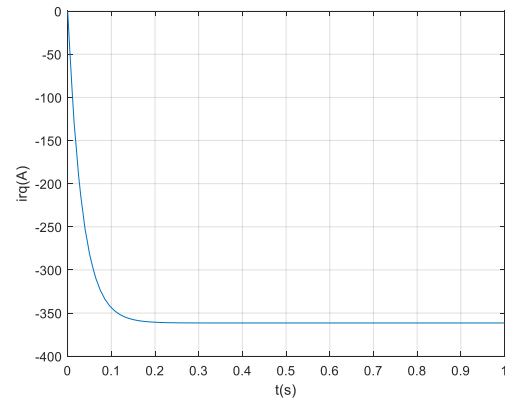
$$\begin{cases} \dot{x}_1 = c_1 x_1 + (\omega_s - x_3) x_2 - c_2 x_3 + c_3 u_{rd} - c_4 \\ \dot{x}_2 = c_1 x_2 - (\omega_s - x_3) x_1 + c_5 + c_6 u_{rq} \\ \dot{x}_3 = c_7 x_1 - c_8 x_3 - c_9 T_L \end{cases} \quad (17)$$

Tham số của hệ thống được lấy từ [25]: $P = 1.5\text{MW}$; $U = 690$ (V); $R_s = 2,139(\text{m}\Omega)$; $L_s = 4,05(\text{mH})$; $R_r = 2,139(\text{m}\Omega)$; $L_r = 4,09(\text{mH})$; $L_m = 4(\text{mH})$; với $f = 50(\text{Hz})$; $J = 2(\text{kg.m}^2)$; $n_p = 3$; $D = 0$; $T_L = 0$.

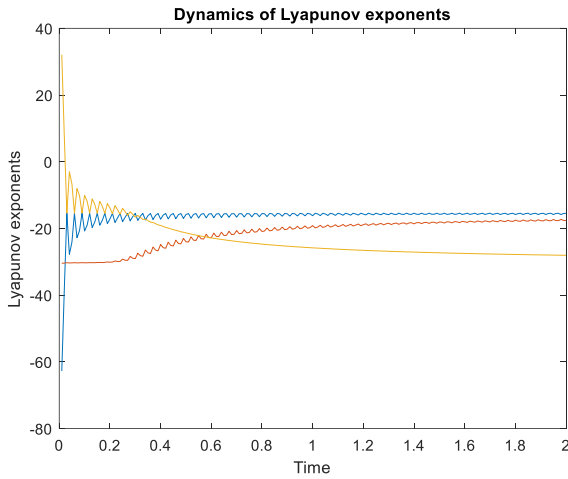
Đánh giá trạng thái làm việc của hệ thống với bộ tham số ở điều kiện làm việc bình thường, có được các kết quả được thể hiện ở Hình 12, Hình 13, Hình 14:



Hình 12: Đáp ứng thời gian của ω khi hệ thống làm việc ở điều kiện bình thường.



Hình 13: Đáp ứng thời gian của i_{rq} khi hệ thống làm việc ở điều kiện bình thường



Hình 14: Sự biến thiên của số mũ Lyapunov theo thời gian khi hệ thống làm việc ở điều kiện bình thường.

Ta thấy, với các tham số ở trạng thái hoạt động bình thường của hệ thống thì kết quả mô phỏng cho thấy ban đầu hệ thống xuất hiện dao động, tuy nhiên chỉ một thời gian rất ngắn thì hệ đã trở về trạng thái hoạt động ổn định.

Tiếp theo, ta đánh giá hoạt động của hệ thống trong trường hợp lỗi cuộn dây stator dẫn đến điện trở và điện cảm thay đổi sang một giá trị khác (các tham số khác của hệ thống không thay đổi): $R_s = 1,5m\Omega$; $L_s = 3.5mH$;

❖ Dựa trên cơ sở phân tích lý thuyết, để đánh giá tính ổn định của hệ thống, ta thực hiện như sau:

Điểm cân bằng của hệ được xác định khi đạo hàm của chúng bằng không. Từ hệ (17), điểm cân bằng của hệ xác định được như (18):

$$\begin{cases} \bar{x}_1 = \frac{c_9}{c_7} T_L \\ \bar{x}_2 = (\omega_s - \bar{x}_3) \frac{c_9}{c_1 c_7} T_L - \frac{c_5}{c_1} \\ \frac{c_9 T_L}{c_1 c_7} \bar{x}_3^2 + \left(\frac{c_5}{c_1} - c_2 - \frac{2\omega_s c_9 T_L}{c_1 c_7} \right) \bar{x}_3 + \\ \frac{c_9 T_L}{c_1 c_7} \omega_s^2 - \frac{\omega_s c_5}{c_1} - c_4 + \frac{c_1 c_9 T_L}{c_7} = 0 \end{cases} \quad (18)$$

Thay các tham số và giải (18), ta có được điểm cân bằng:

$E_1(0; -1439; 235,4)$

Tuyến tính hóa hệ (17) quanh điểm dừng, ta tìm được ma trận Jacobian:

$$J_E = \begin{bmatrix} c_1 & (\omega_s - \bar{x}_3) & -c_2 - \bar{x}_2 \\ -(\omega_s - \bar{x}_3) & c_1 & \bar{x}_1 \\ c_7 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\det|\lambda I - J_E| = \begin{vmatrix} \lambda - c_1 & -(\omega_s - \bar{x}_3) & c_2 + \bar{x}_2 \\ (\omega_s - \bar{x}_3) & \lambda - c_1 & -\bar{x}_1 \\ -c_7 & 0 & \lambda \end{vmatrix}$$

$$\begin{aligned} &= \lambda^3 - 2c_1\lambda^2 + \left[c_1^2 + (\omega_s - \bar{x}_3)^2 + c_7(c_2 + \bar{x}_2) \right] \lambda - \\ & c_1 c_7 (c_2 + \bar{x}_2) - c_7 \bar{x}_1 (\omega_s - \bar{x}_3) \\ &= \lambda^3 - 2c_1\lambda^2 + \left[c_1^2 + (\omega_s - \bar{x}_3)^2 + c_7(c_2 + \bar{x}_2) \right] \lambda - \\ & c_1 c_7 (c_2 + \bar{x}_2) - c_7 \bar{x}_1 (\omega_s - \bar{x}_3) \end{aligned}$$

Sự ổn định của các điểm cân bằng được xác định bởi các giá trị riêng của ma trận Jacobian được đánh giá tại điểm cân bằng

$$\det|\lambda I - J_E| = 0$$

$$\begin{aligned} &\lambda^3 - 2c_1\lambda^2 + \left[c_1^2 + (\omega_s - \bar{x}_3)^2 + c_7(c_2 + \bar{x}_2) \right] \lambda - \\ & c_1 c_7 (c_2 + \bar{x}_2) - c_7 \bar{x}_1 (\omega_s - \bar{x}_3) = 0 \end{aligned} \quad (19)$$

Thay các tham số của hệ thống vào (18) ta được giá trị của c_1 như sau:

$$c_1 = -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1-\sigma}{T_s} \right) = 3.34$$

vì $c_1 = 3.34 > 0$ nên hệ số thứ 2 của hương trình đặc trưng (19): $-2c_1 < 0$, do vậy theo tiêu chuẩn Hurwitz thì điểm cân bằng này không ổn định.

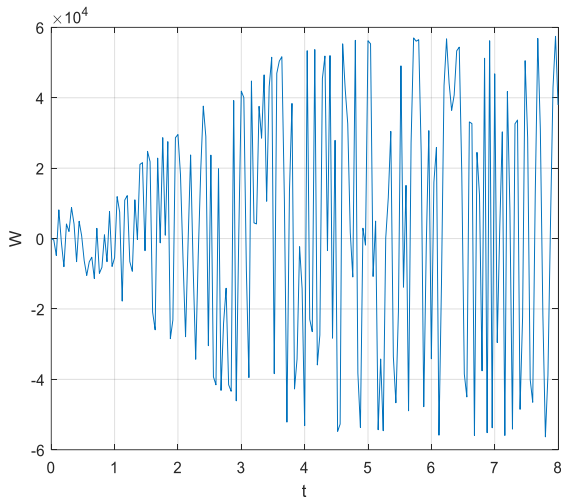
Như vậy, khi tham số của cuộn dây stator thay đổi đến giá trị như trên thì hệ thống không ổn định. Tiếp theo ta xác định số mũ Lyapunov để xác định hệ có xảy ra hỗn loạn hay không. Từ hệ (17) cùng với bộ tham số đã cho, số mũ Lyapunov tính được như sau:

Bảng 2: Sự biến thiên của số mũ Lyapunov

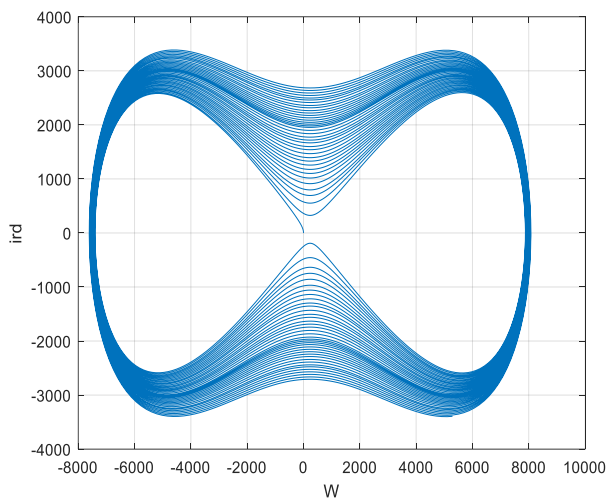
Time	λ_1	λ_2	λ_3
0.05	3806.086	3.252	-685.689
0.10	3807.193	3.233	-646.147
0.15	3807.562	3.227	-690.443
0.20	3807.746	3.223	-717.382
0.25	3807.856	3.221	-702.143
0.30	3807.931	3.220	-687.982
0.35	3807.983	3.219	-681.753
0.40	3808.023	3.219	-680.341
0.45	3808.053	3.218	-683.131
0.50	3808.078	3.218	-680.302

Ta thấy, hệ luôn tồn tại 2 số mũ Lyapunov mang giá trị dương. Do đó, với điều kiện hoạt động trên thì hệ xảy ra hiện tượng hỗn loạn.

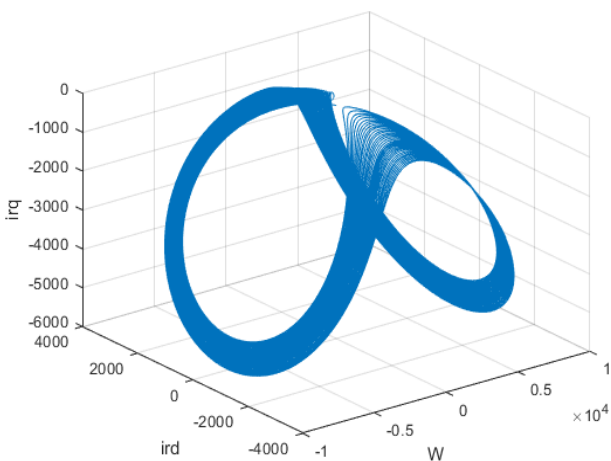
❖ Hiện tượng hỗn loạn được xác định thông qua mô phỏng: từ bộ tham số của hệ thống và trong trường hợp lỗi cuộn dây stator, mô phỏng hệ thống trên phần mềm matlab, ta có kết quả như dưới đây:



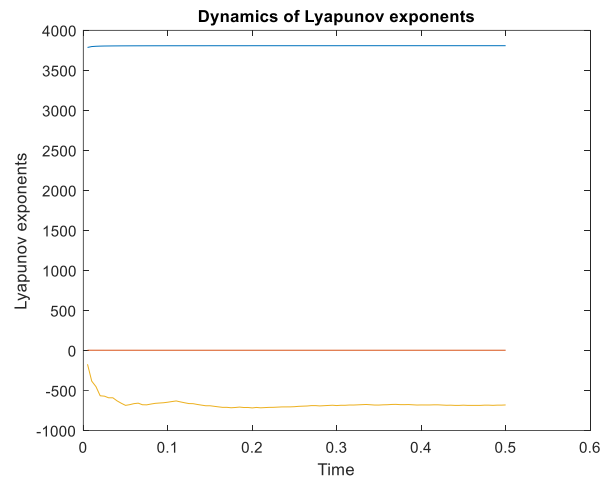
Hình 15: Đáp ứng thời gian của ω .



Hình 16: Biểu đồ pha giữa i_{rd} và i_{rq} .



Hình 17: Không gian pha giữa i_{rd} , i_{rq} và ω .



Hình 18: Sự biến thiên của số mũ Lyapunov theo thời gian.

Theo kết quả mô phỏng ở trên ta thấy quỹ đạo pha của hệ thống không ổn định (Hình 16) tuy nhiên chúng bị giam hãm và bị hút vào điểm cân bằng (Hình 17) nhưng không bao giờ lặp lại y hệt ở một thời điểm về sau, đây chính là biểu hiện của hiện tượng hỗn loạn. Đồng thời kết quả mô phỏng theo thời gian thì số mũ Lyapunov luôn có 2 giá trị dương (Hình 18), do vậy hệ thống là hỗn loạn khi giá trị điện trở và điện cảm của cuộn dây stator thay đổi đến một giá trị nhất định.

4. Kết luận

Cấu trúc của DFIG phức tạp, là hệ đa biến, phi tuyến và kỹ thuật điều khiển khó khăn. Do môi trường làm việc khắc nghiệt của các trang trại gió, DFIG rất dễ bị các lỗi như: lỗi hộp số, lỗi bộ biến đổi công suất, lỗi cuộn dây stator, lỗi cuộn dây rotor, lỗi cổ góp, lỗi cảm biến đo tốc độ,... hệ có thể rơi vào trạng thái làm việc hỗn loạn, dẫn đến chất lượng làm việc của hệ thống kém, thậm chí là bị phá hủy.

Như đã nêu ở trên, hiện tượng hỗn loạn là có hại cho hệ thống DFIG, tuy nhiên đến nay mới chỉ lác đác một vài nghiên cứu và chưa bao phủ hết được các vấn đề về hỗn loạn đối với DFIG. Như vậy, nhiệm vụ nghiên cứu xác định được các vấn đề hỗn loạn trong hệ thống DFIG là quan trọng cho việc thiết kế bộ điều khiển cho hệ thống.

Bài báo đã phân tích một số nguyên nhân khiến DFIG rơi vào trạng thái làm việc hỗn loạn. Đồng thời, thông qua phân tích dựa trên cơ sở lý thuyết và qua mô phỏng đã minh chứng sự hỗn loạn đối với hệ thống khi các tham số của cuộn dây stator thay đổi đến một giá trị nhất định. Xác định được vùng làm việc gây ra hỗn loạn của hệ thống, từ đó thuận lợi cho việc tham số hóa hệ thống, vận dụng các thuật toán điều khiển để xây dựng bộ điều khiển nhằm tránh hoặc triệt tiêu sự hỗn loạn đó, giúp hệ thống làm việc tin cậy và có chất lượng tốt hơn.

Lời cảm ơn

Nhóm tác giả xin gửi lời cảm ơn đến Ban lãnh đạo và các chuyên gia thuộc Viện Kỹ thuật Điều khiển và Tự động hóa - Đại học Bách khoa Hà Nội đã luôn hỗ trợ trong quá trình nghiên cứu tại đây. Nghiên cứu này được tài trợ bởi Trường Đại học Giao thông vận tải trong Đề tài mã số T2022-DT-003.

Tài liệu tham khảo

- [1] Chau KT, Zheng Wang (2011) *Chaos in Electric Driver Systems – Analysis, Control and Application*. John Wiley & Sons (Asia) Pte Ltd
- [2] Đạo NV, Chi TK, Dũng N(2005) *Nhập môn động lực học phi tuyến và chuyển động hỗn loạn*. NXB ĐH Quốc gia Hà Nội
- [3] Guanrong Chen, Xinghuo Yu (2003). *Chaos Control – Theory and Applications*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg New York
- [4] Hòa NL, Dũng LT, Mai NH, Vinh ĐQ (2014) *Điều khiển phân nhánh và hỗn loạn trong mô hình động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu*. Tạp chí KH&CN Đại học Đà Nẵng, quyển 1, số 11(84), pp.15-20
- [5] My ĐHN, Dũng LT, Quang NP, Dịch NQ (2018) *Đặc điểm hỗn loạn của hệ truyền động không đồng bộ xoay chiều ba pha điều khiển tựa theo từ thông rotor*. Chuyên san Đo lường, Điều khiển và Tự động hóa, vol. 21, no. 3, pp. 3-9
- [6] My ĐHN, Dũng LT, Quang NP (2019) *Điều khiển trượt thích nghi triệt tiêu trạng thái hỗn loạn của hệ truyền động không đồng bộ xoay chiều ba pha điều khiển tựa theo từ thông rotor*. Hội nghị - Triển lãm quốc tế lần thứ 5 về Điều khiển và Tự động hóa (VCCA), ISBN: 978-604-95-0875-2
- [7] Ghambar Ali Alamdar, Saeed Balochian (2019) *Chaos Control of Permanent Magnet Synchronous Generator via Sliding Mode Controller*. Majlesi Journal of Electrical Engineering, vol. 13, no. 01
- [8] Zhong Li, Jin Bae Park, Young Hoon Joo, Bo Zhang, and Guanrong Chen (2002) *Bifurcations and Chaos in a Permanent-Magnet Synchronous Motor*. IEEE transactions on circuits and systems, vol. 49, no. 3, pp. 383-387
- [9] Manal Messadi, Karim Kemih, Malek Ghanes, Adel Mellit (2015) *Predictive control of a chaotic permanent magnet synchronous generator in a wind turbine system*. Chinese Physical Society and IOP Publishing, vol. 24, no. 1
- [10] Imane Idrissi, Rachid El Bachtiri, Houcine Chafouk, and Maha Khanfara(2019) *Fault Diagnosis of Stator Inter-Turn Short Circuit in Doubly Fed Induction Generator of Wind Turbine*. 6th International Conference on Control, Decision and Information Technologies (CoDIT'19), Paris, France
- [11] Kuichao Ma, Jiangsheng Zhu, Mohsen Soltani, Amin Hajizadeh, and Zhe Chen (2020) *Inter-Turn Short-Circuit Fault Ride-Through for DFIG Wind Turbines*. 21st IFAC World Congress 2020 - Berlin, Germany, pp.12757–12762
- [12] Mellah H, Arslan S, Sahraoui H, Hemsas KE, and Kamel S (2022) *The Effect of Stator Inter-Turn Short-Circuit Fault on DFIG Performance Using FEM*. Engineering, Technology & Applied Science Research, vol. 12, no. 3, pp.8688-8693
- [13] Liserre M, Cardenas R, Molinas M, and Rodriguez J (2011) *Overview of multi MW wind turbines and wind parks*. IEEE Trans. Ind. Electron, vol. 58, no. 4, pp. 1081–1095
- [14] Priv.-Doz. Dr.-Ing. habil. Nguyễn Phùng Quang (1998) *Máy điện dị bộ nguồn kép dùng làm máy phát trong hệ thống phát điện chạy sức gió: Các thuật toán điều chỉnh bảo đảm phân ly giữa mômen và hệ số công suất*. The 3rd Vietnam Conference on Automation (VICA3), pp. 413-437
- [15] Quang NP (2014) *General overview of control problems in wind power plants*. Journal of Computer Science and Cybernetics, vol. 30, no. 4, pp. 313-334
- [16] Muller S, Deicke M, and De Doncker RW (2002) *Doubly fed induction generator systems for wind turbines*. IEEE Ind. Appl.Mag, vol. 08, no.03, pp. 26-33
- [17] Pena R, Clare JC, Asher GM (1996) *Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable-speed wind-energy generation*. IEE Proceedings-Electric Power Applications, vol. 143, no. 03, pp. 231-241
- [18] Quang NP, Dittrich JA (2015) *Vector Control of Three-Phase AC Machines – System Development in the Practice*. 2nd Edition, Springer-Verlag Berlin Heidelberg
- [19] Li Z, Wong SC, Chi K.TSE, Chu G (2010) *Bifurcation in wind energy generation systems*. International Journal of Bifurcation and Chaos, vol. 20, no. 11, pp. 3795–3800
- [20] Xue H, Wang Y (2010) *Fuzzy Optimal Control of Doubly Fed Induction Wind Power Generator Systems*. International Conference on Mechanic Automation and Control Engineering (MACE)
- [21] Jiang D, Yu W, Wang J, Zhong G, Zhou Z (2020) *Dynamic Analysis of DFIG Fault Detection and its Suppression Using Sliding Mode Control*. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 11, no. 01, pp. 643-656
- [22] Văn CN, Hải NT, Quang NP (2021) *Hệ thống phát điện sức gió dùng máy phát không đồng bộ nguồn kép và nguy cơ xảy ra hỗn loạn*. Hội nghị - Triển lãm quốc tế lần thứ 6 về Điều khiển và Tự động hóa (VCCA)
- [23] Yu WX, Jiang D, Wang JN, và các cộng sự (2020) *Rotor-current-based fault detection for doubly-fed induction generator using new sliding mode observer*. Transactions of the Institute of Measurement and Control, vol.42, no. 16, pp. 3110-3122
- [24] Yang L, Ma X, Dai D (2009) *Hopf bifurcation in doubly fed induction generator under vector control*. Chaos, Solitons and Fractals, vol. 41, no. 05, pp. 2741–2749
- [25] Dehong Xu, Frede Blaabjerg, Wenjie Chen, Nan Zhu (2018) *Advanced control of doubly fed induction generator for wind power systems*. IEEE Press Series on Power and Energy Systems

Điều khiển bám người đồng thời tránh vật cản cho robot di động bằng công nghệ xử lý ảnh dựa trên kỹ thuật học sâu

Human following and collision avoidance control of mobile robots by vision-based deep neural network

Bùi Trung Nghĩa, Nguyễn Văn Nam, Nguyễn Duy Phương, Nguyễn Công Minh, Dương Văn Đạt, Vũ Nhật Cường¹ và Nguyễn Mạnh Linh^{1*}

¹Đại học Bách khoa Hà Nội

*Corresponding author email: linh.nguyenmanh@hust.edu.vn

Abstract

Nowadays, mobile robots have been popular not only in industrial applications such as materials transportation but also in non-industrial applications, e.g., human assistance. Among developed configurations, omnidirectional mobile robots have attracted great attention recently due to their superior maneuverability over their conventional counterparts. In this research, an application of a four mecanum-wheeled omnidirectional mobile robot (4-MWMMR) in human assistance has been developed. By using a vision-based deep neural network in real-time, the 4-MWMMR is capable of following an authorized person, collision avoidance and obeying the hand pose command, thereby assisting users in transporting materials in unknown environment. Good experimental results show the ability of the developed system to be used in practice.

Keywords: Omnidirectional mobile robot, Vision-based deep neural network, Convolution neural network.

Các từ viết tắt

OMR	Omnidirectional mobile robot
4-MWMMR	4-Mecanum wheeled mobile robot
SSD	Single shot detector
VGG	Visual graphic group
CNN	Convolution neural network
PCA	Principle component analysis

Tóm tắt

Ngày nay, robot di động đã trở nên phổ biến không những trong công nghiệp, chẳng hạn như vận chuyển vật tư giữa các công đoạn sản xuất, mà còn trong dân dụng như hỗ trợ con người trong cơ sở y tế, siêu thị, kho hàng. Trong số các cấu hình đã được phát triển, robot di động sử dụng bánh xe đa hướng đặc biệt được chú ý trong thời gian gần đây, do khả năng cơ động vượt trội so với các đối thủ sử dụng bánh xe truyền thống. Trong nghiên cứu này, một robot di động sử dụng cấu hình bốn bánh đa hướng kiểu Mecanum (4-MWMMR) với khả năng tương tác và hỗ trợ con người được phát triển. Bằng cách xử lý hình ảnh trong thời gian thực dựa trên kỹ thuật học sâu, 4-MWMMR có khả năng di chuyển bám theo người được cấp quyền đồng thời tránh chướng ngại vật, cũng như có thể được điều khiển từ xa qua cử chỉ tay, từ đó hỗ

trợ người dùng trong ứng dụng vận chuyển vật tư hàng hóa trong môi trường không có bản đồ lập sẵn. Các kết quả thử nghiệm bước đầu cho thấy tiềm năng của hệ thống có thể được ứng dụng trong thực tế.

1. Giới thiệu chung

Gần đây, ứng dụng robot di động bùng nổ vì tính cơ động và hiệu quả cao. Nhiều nguyên mẫu và sản phẩm khác nhau đã được phát triển để đáp ứng các yêu cầu khắt khe của người dùng. Với sự phát triển mạnh của các kỹ thuật học sâu, khả năng tích hợp cao về sự nhận biết, điều hướng và tương tác với người dùng được đặc biệt quan tâm trong thời gian gần đây [1]. Thông thường, các robot di động sử dụng bánh xe tròn truyền thống với các cấu hình phổ biến như hai bánh vi sai hoặc bốn bánh giống ô tô. Một nhược điểm rõ ràng của các cấu hình nêu trên là chúng không có khả năng chuyển hướng tức thời mà cần thực hiện từ từ thông qua bánh lái, do đó hạn chế khả năng di chuyển trong không gian hẹp. Để khắc phục nhược điểm này, robot di động đa hướng (OMR) với bánh chuyên dụng đã được phát triển, mang lại khả năng cơ động cao hơn cũng như thích ứng tốt trong không gian hẹp. Hai cấu hình OMR được sử dụng rộng rãi trong nghiên cứu cũng như ứng dụng thực tế là 3 bánh và 4 bánh. Cấu hình 3 bánh thường được sử dụng để thiết kế robot di động nhỏ với trọng tải nhẹ. Trong trường hợp tải trọng

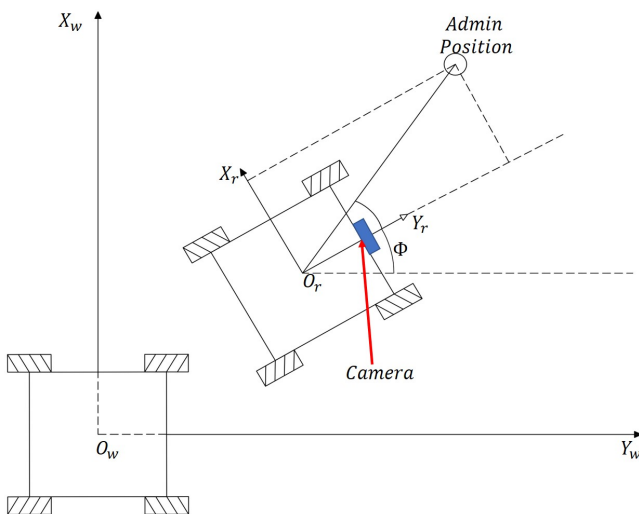
nặng, cấu hình 4 bánh thường được sử dụng [2].

Nhìn chung, hệ thống điều khiển của OMR có thể được phân loại thành điều khiển cấp chấp hành, tập trung vào bài toán động học và động lực học của robot, cũng như xử lý các vấn đề liên quan đến an toàn vận hành như tránh va chạm. Và hệ điều khiển cấp cao, chủ yếu xử lý các nhiệm vụ điều hướng dựa trên dữ liệu camera và cảm biến laser. Với sự phát triển bùng nổ của trí tuệ nhân tạo (AI) trong thập kỷ này, kết hợp với cảm biến hình ảnh, lượng thông tin thu thập đủ dùng cho hầu hết các vấn đề liên quan đến điều khiển robot di động, nhờ đó không chỉ nâng cao khả năng tương tác với người dùng mà còn làm cho robot ngày càng thông minh hơn. Do đó, các hệ thống điều khiển cấp cao dựa trên AI trở thành đề tài hấp dẫn trong thời gian gần đây [3].

Để đảm bảo robot di động có thể di chuyển và thực hiện các nhiệm vụ của chúng trong môi trường phức tạp, hầu hết các nhà nghiên cứu tập trung vào giải quyết vấn đề lập bản đồ và định vị [4, 5] mà ít tập trung vào vấn đề tương tác giữa robot di động và người sử dụng. Trong nghiên cứu này, một robot di động với cấu hình bốn bánh đa hướng mecanum được phát triển với mục tiêu chính là tăng khả năng tương tác với người sử dụng. Các tính năng mới được phát triển bao gồm: nhận dạng khuôn mặt của người được cấp quyền (admin), bấm theo admin hoặc nhận lệnh bằng cử chỉ tay của admin để thực hiện các thao tác di chuyển, đồng thời có khả năng tránh các chướng ngại vật gặp phải trên đường đi. Các tính năng rất hữu ích trong trường hợp cần robot di chuyển ngoài quỹ đạo đã thiết lập từ trước trên mặt bằng sản xuất (line từ, vạch màu), hoặc trong môi trường không biết trước bản đồ như trong siêu thị, kho hàng, cơ sở y tế ... Đã có một số nghiên cứu về robot di động tương tác với con người dựa trên xử lý ảnh [6, 7]. Tuy nhiên trong nghiên cứu này, nhóm tác giả tập trung vào việc sử dụng những thành tựu mới của mạng neural học sâu (deep neural network) trong xử lý ảnh để giải quyết bài toán trên.

2. Mô tả hệ thống

2.1. Mô hình động học của 4-MWMR



Hình 1. Hệ tọa độ của mobile robot

Cấu hình của robot di động và các khung tọa độ tương ứng được minh họa ở hình 1, trong đó X_w, O_w, Y_w và X_r, O_r, Y_r lần lượt là hệ tọa độ gốc và hệ tọa độ gắn với thân xe. Đặt $[\theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta_4]^T$

Bảng 1. Tham số của mô hình mobile robot

Ký hiệu	Mô tả	Giá trị	Đơn vị
W	Một nửa chiều rộng xe	0.3	m
L	Một nửa chiều dài xe	0.3	m
m	Tổng khối lượng xe	40	kg
R	Bán kính bánh xe	0.076	m
$\dot{\theta}_i$	Vận tốc góc bánh xe thứ i	-	rad/s
Φ	Góc lệch giữa 2 hệ tọa độ	-	rad

và $[\dot{x}_r, \dot{y}_r, \dot{\Phi}]^T$ lần lượt là vector vận tốc góc của bánh xe và vận tốc xe trên hệ tọa độ thân xe, khi đó ta có mối quan hệ động học thuận và ngược lần lượt được biểu diễn bởi (1) và (2) như sau:

$$[\dot{\theta}_1 \quad \dot{\theta}_2 \quad \dot{\theta}_3 \quad \dot{\theta}_4]^T = \frac{1}{R} J [\dot{x}_r \quad \dot{y}_r \quad \dot{\Phi}]^T \quad (1)$$

$$[\dot{x}_r \quad \dot{y}_r \quad \dot{\Phi}]^T = R J^+ [\dot{\theta}_1 \quad \dot{\theta}_2 \quad \dot{\theta}_3 \quad \dot{\theta}_4]^T \quad (2)$$

Trong đó,

$$J = \begin{bmatrix} 1 & 1 & L+W \\ -1 & 1 & -L+W \\ 1 & 1 & -L+W \\ -1 & 1 & L+W \end{bmatrix} \quad (3)$$

và $J^+ = (J^T J)^{-1} J^T$ là ma trận giả nghịch đảo của J :

$$J^+ = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ \frac{1}{L+W} & -\frac{1}{L+W} & -\frac{1}{L+W} & \frac{1}{L+W} \end{bmatrix} \quad (4)$$

Các thông số của mô hình được cung cấp chi tiết ở bảng 1. Còn tốc độ dịch chuyển của thân xe quy đổi về hệ tọa độ gốc được tính bởi phép chuyển đổi (5):

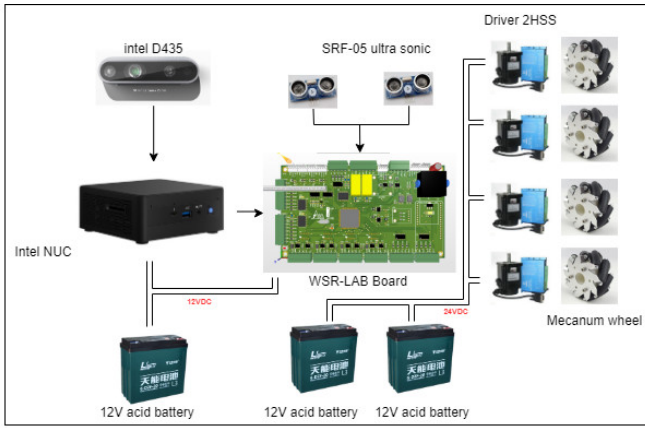
$$[\dot{x}_w \quad \dot{y}_w \quad \dot{\Phi}_w]^T = \mathfrak{R}(\Phi) [\dot{x}_r \quad \dot{y}_r \quad \dot{\Phi}_r]^T \quad (5)$$

trong đó $\mathfrak{R}(\Phi)$ là ma trận chuyển tọa độ biểu diễn bởi (6):

$$\mathfrak{R}(\Phi) = \begin{bmatrix} \cos(\Phi) & -\sin(\Phi) & 0 \\ \sin(\Phi) & \cos(\Phi) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (6)$$

2.2. Trang bị điện cho 4-MWMR

Để thực hiện các chức năng điều khiển như đã đề cập ở trên, hệ thống điều khiển xe được thiết kế với kiến trúc như mô tả ở hình 2. Có thể chia hệ thống điều khiển ra hai tầng. Hệ điều khiển trung tâm được trang bị máy tính hiệu suất cao Intel NUC-11 NUC11TNH170Z với bộ xử lý Intel core i7 thế hệ thứ 11 để có thể thực hiện các thuật toán xử lý ảnh trong thời gian thực. Các thông tin về đối tượng và môi trường xung quanh được thu thập và gửi đến hệ thống điều khiển bởi máy ảnh cảm biến độ sâu intel realsense D435i. Ngoài các thông số cơ bản như độ phân giải 1280x720, tốc độ xử lý tới 90 khung hình/giây, D435i còn cung cấp các thông tin quan trọng khác cho điều hướng như khoảng cách đến các đối tượng trong dải từ 0.1m đến 10m, gia tốc và vận tốc góc của phần khung robot di động thông qua cảm biến đo lường quán tính (IMU) tích hợp trên thiết bị.

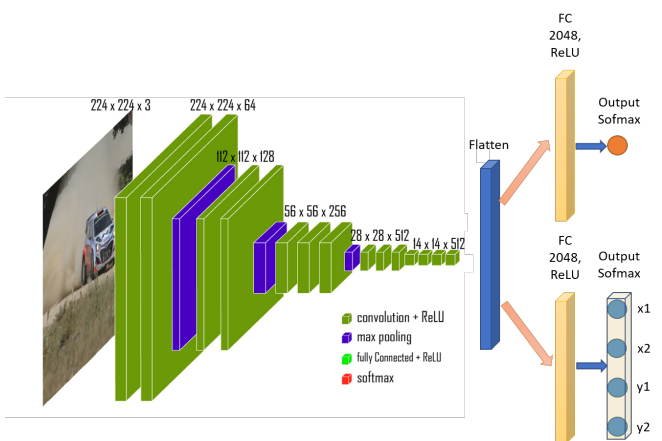


Hình 2. Trang bị điện của robot di động đa hướng

Ở tầng điều khiển cấp thấp hơn, mỗi bánh xe được truyền động bởi một bộ servo sử dụng động cơ bước lai. Đây là loại động cơ đặc biệt phù hợp cho các ứng dụng có tốc độ quay thấp nhưng đòi hỏi mô men lớn. Việc đảm bảo an toàn và chống va chạm cho xe trong quá trình vận hành được thực hiện bởi các cảm biến siêu âm lắp ở 4 phía của xe. Trung tâm của hệ điều khiển cấp này là một bảng mạch do nhóm nghiên cứu tự phát triển trên nền tảng vi điều khiển 32 bit STM32F103ZCT6. Bảng mạch điều khiển nhúng này đóng vai trò cầu nối giữa máy tính điều khiển trung tâm và các thiết bị truyền động, đồng thời xử lý trực tiếp các tín hiệu liên quan đến an toàn trong quá trình vận hành như tín hiệu từ cảm biến va chạm kiểu tiếp xúc, và không tiếp xúc (cảm biến siêu âm, radar...).

3. Xử lý ảnh dựa trên kỹ thuật học sâu

Như đã thảo luận ở trên, admin sẽ là người ra quyết định điều khiển mobile robot thông qua cử chỉ tay. Do đó, hệ điều khiển phải xử lý ba tác vụ chính như sau. Đầu tiên là tác vụ nhận diện khuôn mặt để nhận dạng quản trị viên. Thứ hai là phát hiện và xác định vị trí của quản trị viên so với hệ tọa độ gắn trên khung mobile robot, từ đó cung cấp thông tin cho bộ điều khiển cấp dưới trong chế độ điều khiển xe bám theo người. Nhiệm vụ cuối cùng là phát hiện tư thế tay và chuyển thành các mệnh lệnh di chuyển xe theo ý muốn người điều khiển.



Hình 3. Mô hình phát hiện và nhận dạng khuôn mặt dựa trên VGG-16

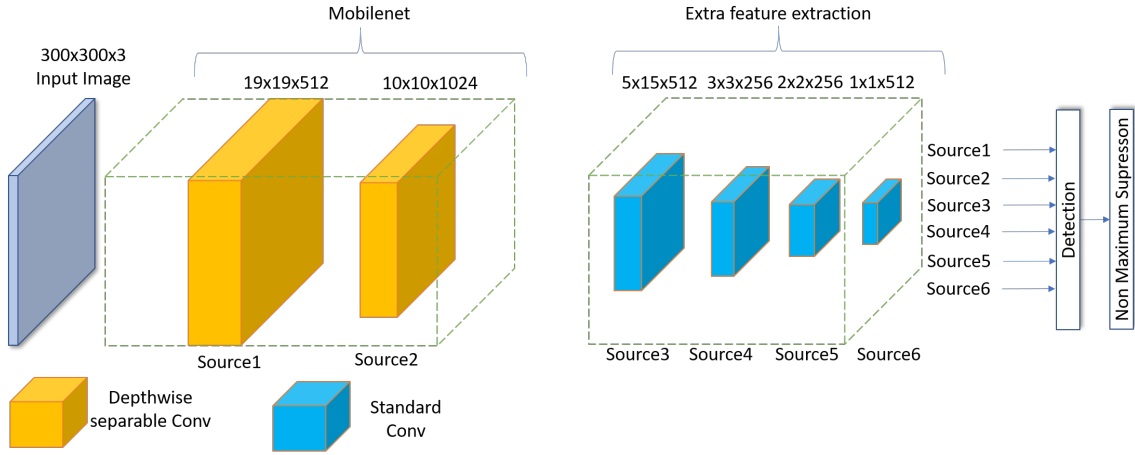
3.1. Nhận dạng khuôn mặt bằng mạng neural tích chập

Mạng nơ-ron tích chập (CNN) là một trong những mô hình học sâu thành công nhất dùng để nhận dạng khuôn mặt. Điểm khác biệt chính giữa CNN và mạng neural kinh điển là ở các lớp tích chập. Có thể coi đây là một bộ lọc vừa giúp trích xuất các đặc trưng của hình ảnh đầu vào, vừa giảm số lượng tham số cần xử lý. Trong ứng dụng này, mạng CNN với kiến trúc VGG-16 do nhóm nghiên cứu tại đại học Oxford phát triển được sử dụng [9]. Đầu vào của mạng là một hình ảnh có kích thước (224, 224, 3). Việc sử dụng các lớp tích chập với nhiều bộ lọc 3×3 , kèm sau đó là các lớp gộp 2×2 kiểu max pooling giúp giảm kích thước các lớp tiếp theo đi một nửa mà vẫn bảo toàn được các đặc trưng của hình ảnh. Cuối cùng, các đặc trưng đã trích xuất được đưa qua các lớp duỗi thẳng (biến ma trận thành vector) và đưa vào các lớp kết nối đầy đủ (FC) của mạng neural kinh điển với lớp đầu ra cuối cùng có 1000 nơ ron. Mô hình này đạt vị trí số một về phát hiện đối tượng và vị trí số hai phân loại ảnh trong cuộc thi ILSVRC 2014. Kiến trúc đầu vào của mạng CNN được mô tả chi tiết ở hình 3, trong khi các lớp FC ở phía đầu ra của VGG-16 được thay đổi để có thể vừa phát hiện ra khuôn mặt, vừa cung cấp tọa độ ô vuông chứa khuôn mặt trong hình ảnh đầu vào. Trong đó, lớp duỗi thẳng đầu ra từ VGG-16 được chia làm 2 nhánh. Một nhánh kết nối với lớp FC có 2048 nơ ron và một hàm softmax đầu ra để xác định xác suất p của khuôn mặt, nhánh còn lại gồm 2 lớp FC có kích thước lần lượt là 2048 và 4 tương ứng tọa độ $r = [x_1, x_2, y_1, y_2]$ của ô vuông chứa khuôn mặt.

Với dữ liệu đầu vào là 888 bức hình tự chụp và dán nhãn, kết quả huấn luyện theo phương pháp gradient decent của mô hình cho kết quả khả quan với độ chính xác tới 0.95. Sau khi có được vị trí của khuôn mặt, phương pháp phân tích thành phần chính (Principal Component Analysis - PCA) [10, 11] được sử dụng để nhận diện khuôn mặt tại vị trí đã được xác định xem có phải người đó là admin không. Với đặc thù hệ điều khiển dành cho mobile robot thường đòi hỏi chi phí thấp, dẫn đến năng lực tính toán hạn chế, phương pháp PCA đặc biệt phù hợp do kỹ thuật tính toán đơn giản cũng như dữ liệu của admin thường hạn chế ở một vài người [12].

3.2. Phát hiện và định vị người bằng mạng Mobilenet-SSD

Phát hiện con người trong một bức ảnh bao gồm hai tác vụ, phân loại (classification) và định vị (localization) bằng cách vẽ ô vuông bao quanh vị trí hình ảnh được xác định là "con người". Với các hệ thống có năng lực tính toán giới hạn, các thuật toán dựa trên kỹ thuật học sâu như Faster R-CNN [13], Single Shot Detectors (SSD) [14], và You Only Look Once (YOLO) [15] chiếm ưu thế nhờ khả năng xử lý tính toán nhanh [16]. Để thỏa mãn yêu cầu về khả năng xử lý thời gian thực trong khi vẫn đạt độ chính xác tương đối cao, Mobilenet SDD được lựa chọn do mô hình này có khả năng phân loại được nhiều đối tượng với tỉ lệ kích thước khác nhau trên một khung hình. Kiến trúc của mạng Mobilenet SDD được thể hiện ở hình 4. Khác với mạng VGG-16, Mobilenet sử dụng các lớp tích chập tách biệt chiều sâu (depthwise separable convolution layers) ở phía đầu vào, tức là mỗi kênh dữ liệu đầu vào sẽ áp dụng một bộ lọc khác nhau và hoàn toàn không chia sẻ tham số. Do đó giúp quá trình học và nhận diện đặc trưng sẽ được tách biệt theo từng bộ lọc. Khi đó, nếu đặc trưng trên các kênh là khác xa nhau thì sử dụng các bộ lọc riêng sẽ mang lại hiệu quả cao hơn trong việc phát hiện các đặc trưng. Các lớp tích chập thông thường ở đầu



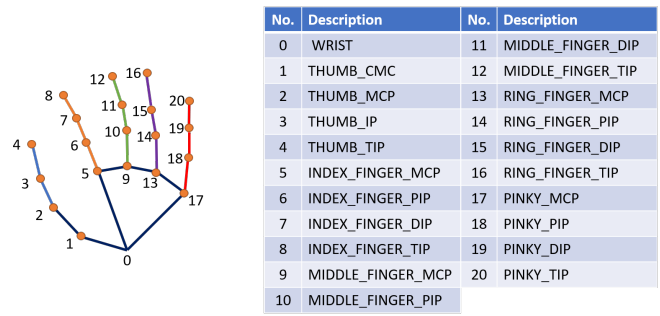
Hình 4. Kiến trúc mạng Mobilenet-SSD

ra (extra feature extraction layers) tạo thêm dữ liệu hỗ trợ ra việc phát hiện các đặc trưng trong bức ảnh. Đầu ra cuối cùng của Mobilenet SDD là một vector $y^T = [x, y, w, h, p]$ chứ tọa độ x, y , kích thước dài rộng w, h và xác suất của người được phát hiện trong bức ảnh.

Cuối cùng, tọa độ tâm của ô vuông bao quanh hình ảnh người sẽ được sử dụng để tính toán khoảng cách và hướng tới mobile robot dựa trên camera có cảm biến chiều sâu D435i. Thông tin về hướng và khoảng cách được sử dụng bởi bộ điều khiển xe nằm ở cấp thấp hơn.

3.3. Nhận diện tư thế tay

Để giải quyết bài toán hỗ trợ con người, ngoài việc bám theo admin thì việc di chuyển theo ý muốn bằng cách nhận diện cử chỉ tay cũng đóng vai trò quan trọng, đặc biệt là ở môi trường không gian hẹp và nằm ngoài phạm vi bản đồ đã cài đặt sẵn trên xe. Do đó nhóm nghiên cứu tận dụng module MediaPipe Hand [20] đã được huấn luyện sẵn để phát hiện các điểm đặc biệt của bàn tay như mô tả ở hình 5, từ đó hình thành nên các lệnh di chuyển như "chạy", "dừng", "rẽ trái", "rẽ phải", "tiến", "lùi", "quay tròn"...



Hình 5. Mô hình khung xương của bàn tay

4. Thiết kế hệ điều khiển

4.1. Điều khiển hướng di chuyển của xe

Với việc mỗi bánh xe được điều khiển bởi một hệ truyền động servo, đồng thời giả thiết là các bánh xe tiếp xúc tốt với mặt sàn sao cho không có hiện tượng trượt, khi đó ta có thể giả thiết

rằng mối quan hệ giữa vận tốc mong muốn và vận tốc thực của xe là một khâu quán tính bậc nhất như (7)

$$\begin{bmatrix} \theta_1 \\ \theta_2 \\ \theta_3 \\ \theta_4 \end{bmatrix} = \left(\frac{1}{1 + T_{drv}s} \right) \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_1^* \\ \theta_2^* \\ \theta_3^* \\ \theta_4^* \end{bmatrix} \quad (7)$$

trong đó T_{drv} là hằng số thời gian của bộ biến đổi.

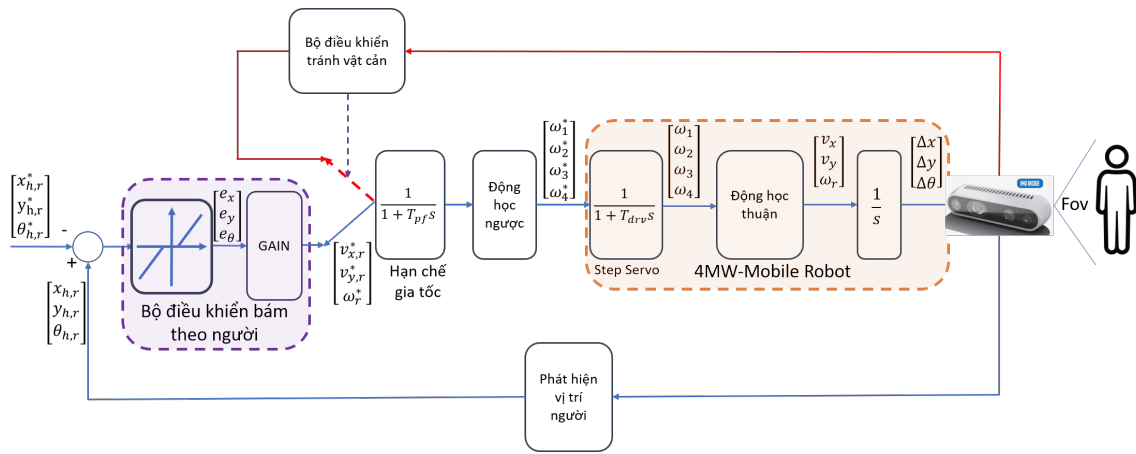
Dựa trên (2) và (7), mối quan hệ giữa quãng đường dịch chuyển của xe và tốc độ góc của từng bánh xe có thể được mô tả bởi (8)

$$\begin{bmatrix} \Delta x_r \\ \Delta y_r \\ \Delta \Phi_r \end{bmatrix} = \frac{1}{s} \frac{1}{(1 + T_{drv}s)} R J^+ \mathbf{I} \begin{bmatrix} \theta_1^* \\ \theta_2^* \\ \theta_3^* \\ \theta_4^* \end{bmatrix} \quad (8)$$

Ở chế độ bám theo admin, mục tiêu điều khiển là giữ khoảng cách an toàn giữa người và mobile robot, cụ thể hơn là ta cần bám lượng đặt $q_{h,r}^* = [x_{h,r}^*, y_{h,r}^*, \theta_{h,r}^*]^T$ trong khung tọa độ thân xe như mô tả ở hình 1. Để thấy với sự xuất hiện của một khâu tích phân trong (8), một bộ điều khiển tỉ lệ là đủ để đảm bảo mục tiêu điều khiển trên. Do có ràng buộc về vận tốc cực đại của xe, hệ số tỉ lệ K_P nên được hiệu chỉnh trong khoảng:

$$\begin{aligned} 0 < e_{x,max} K_P x &\leq v_{xr,max} \\ 0 < e_{y,max} K_P y &\leq v_{yr,max} \\ 0 < e_{\theta,max} K_P \theta &\leq \omega_{r,max} \end{aligned} \quad (9)$$

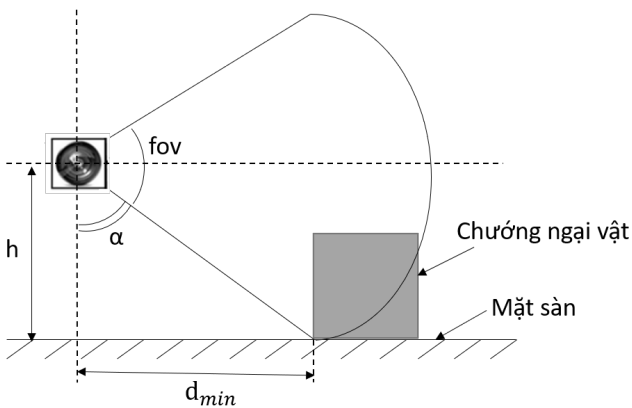
trong đó, $e_{x,max}$, $e_{y,max}$ và $e_{\theta,max}$ lần lượt là sai lệch cực đại theo các trục. Và $v_{xr,max}$, $v_{yr,max}$, $\omega_{r,max}$ lần lượt là giới hạn vận tốc theo các trục của xe. Bất đẳng thức (9) có thể được hiểu một cách rất đơn giản là xe sẽ đạt tới vận tốc cực đại nếu sai lệch bám lớn hơn ngưỡng cho phép. Trong thực tế, nếu admin đứng tại chỗ và khi xe đạt tới khoảng cách an toàn mong muốn, hiện tượng rung có thể xảy ra do dữ liệu khoảng cách lấy về từ camera không thực sự ổn định. Do đó một khâu "dead-band" được thêm vào để đảm bảo xe dừng hoàn toàn khi sai lệch vị trí đạt tới giá trị "chấp nhận được". Đồng thời một khâu quán tính cũng được thêm vào ngay sau khâu khuếch đại để hạn chế gia tốc của xe, tránh hiện tượng giật mạnh khi admin chuyển từ trạng thái đứng im sang di chuyển. Do đó, cấu trúc hệ điều khiển điều hướng xe bám theo người được đề xuất như mô tả ở hình 6.



Hình 6. Hệ điều khiển xe bám theo người và tránh vật cản

4.2. Điều khiển tránh vật cản

Trong quá trình bám theo người sử dụng, tình huống gặp vật cản trên đường đi thường xuyên xảy ra. Do đó nhóm nghiên cứu đề xuất một thuật toán đơn giản để tránh vật cản dựa trên xử lý ảnh cũng như khả năng di chuyển đa hướng của 4-MWMR. Giả



Hình 7. Vị trí đặt camera so với vật cản

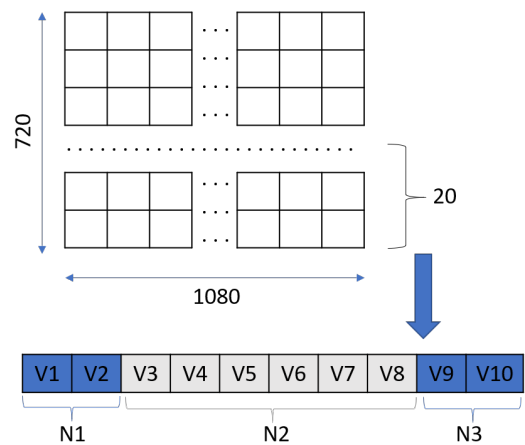
sử mặt sàn là bằng phẳng và vị trí đặt camera so với chướng ngại vật như thể hiện ở hình 7. Khi đó, khoảng cách tối thiểu d_{min} để camera phát hiện chướng ngại vật được xác định bởi phương trình:

$$\alpha = 90^\circ - \frac{fov}{2} \tag{10}$$

$$d_{min} = h \tan \alpha$$

Trong đó, h là chiều cao đặt camera và $fov = 58^\circ$ là trường nhìn dọc của camera.

Dữ liệu thu được từ D435i là một ma trận chứa thông tin khoảng cách đến các điểm ảnh tương ứng, có kích thước 1080×720 . Khoảng cách được biểu diễn bằng các số nguyên có đơn vị là milimet. Để đơn giản, nghiên cứu này chỉ xét các vật cản tính từ mặt đất lên một độ cao nhất định tương đương chiều cao của xe. Do đó dữ liệu được xét đến ở đây là hai mươi hàng dưới cùng của ma trận điểm ảnh. Ma trận kích thước 1080×20 được chia thành mười vùng ($V_i, i = 1 \dots 10$) như hình 8, mỗi vùng có kích thước 108×20 . Mỗi phần tử của từng vùng được so sánh với d_{min} , nếu có tối thiểu 10 phần tử nhỏ hơn d_{min} thì vùng đó được định nghĩa là “có chướng ngại vật”, tương ứng



Hình 8. Phân vùng dữ liệu để phát hiện vật cản

giá trị $V_i = 1$. Mặt khác, nếu có ít hơn 10 hoặc không có phần tử nào nhỏ hơn d_{min} thì vùng đó được coi là “không chướng ngại vật”, tương ứng với $V_i = 0$. Tiếp theo, các vùng được gộp lại thành ba nhóm ($N_i, i = 1 \dots 3$) như mô tả ở hình 8, trong đó:

$$N_1 = V_1 \cup V_2$$

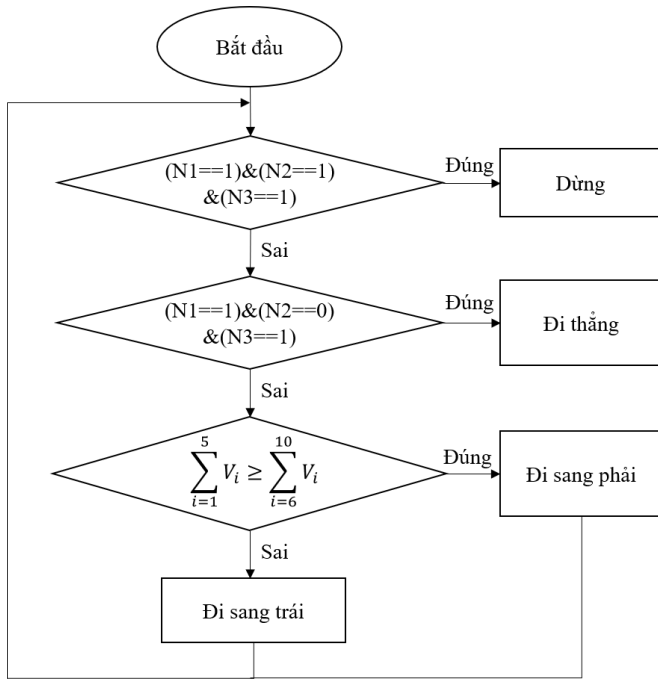
$$N_2 = V_3 \cup V_4 \cup V_5 \cup V_6 \cup V_7 \cup V_8 \tag{11}$$

$$N_3 = V_9 \cup V_{10}$$

Dựa vào các thông tin thu được từ (11), hệ điều khiển sẽ đưa ra lựa chọn cho việc xe tiếp tục di chuyển thẳng, hay cần rẽ sang một trong hai bên để tránh vật cản theo lưu đồ thể hiện ở hình 9. Trong quá trình tránh vật cản, lượng đặt tốc độ cho mobile robot được tính theo bảng 2, trong đó có thể hiểu là đối tượng cần bám càng xa xe thì càng cần tránh nhanh chướng ngại vật để đuổi theo.

Bảng 2. Bảng tính lượng đặt tốc độ xe ở chế độ tránh vật cản

Trạng thái	Lượng đặt tốc độ
Rẽ phải	$v_x^* = K_{Px} \sqrt{e_x^2 + e_y^2}, v_y^* = \omega^* = 0$
Rẽ trái	$v_x^* = -K_{Px} \sqrt{e_x^2 + e_y^2}, v_y^* = \omega^* = 0$
Dừng	$v_x^* = v_y^* = \omega^* = 0$



Hình 9. Lưu đồ thuật toán tránh vật cản

4.3. Điều khiển logic vận hành

Cuối cùng, để đảm bảo các thuật toán điều khiển mobile robot vận hành phối hợp với nhau, hệ điều khiển logic được thiết kế dựa trên kỹ thuật mô tả trạng thái máy (state-machine) như mô tả ở hình 10. Khi mới được cấp nguồn, xe ở trạng thái

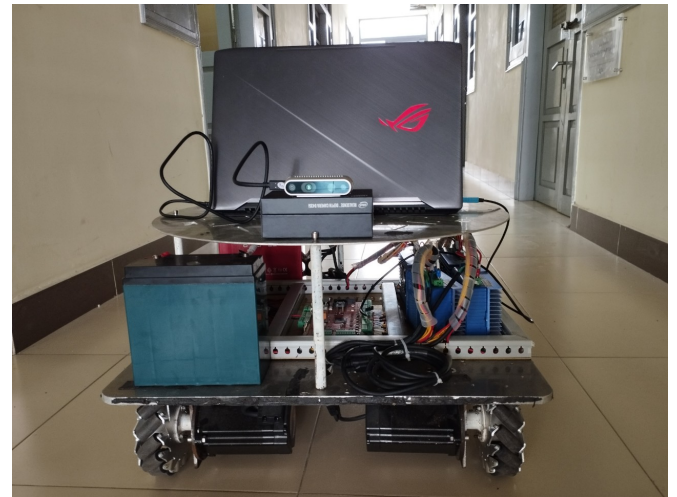


Hình 10. Điều khiển phối hợp các chế độ vận hành xe

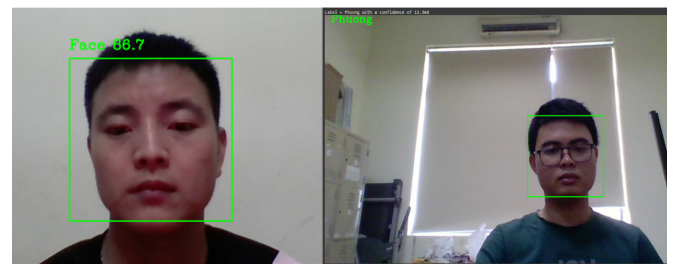
dừng. Nếu có lệnh *chạy*, xe chuyển sang trạng thái "dò tìm khuôn mặt". Nếu phát hiện ra người được cấp quyền (admin), xe sẽ căn cứ vào hiệu lệnh tay của "admin" để chọn chế độ điều khiển "bằng tư thế tay" hay "bấm người". Trong quá trình "bấm người", việc tính chọn lượng đặt tốc độ cho từng bánh xe sẽ do bộ điều khiển thiết kế ở 4.1 nếu không có vật cản giữa xe và người. Ngược lại, tốc độ đặt sẽ được tính bởi bảng 2.

5. Các kết quả thực nghiệm

Dựa trên nguyên mẫu xe như minh họa ở hình 11, nhóm đã tiến hành một số thực nghiệm. Để phát hiện khuôn mặt, mô hình cho thấy kết quả khá tốt khi tổn thất trung bình trên toàn bộ tập dữ liệu đào tạo với 888 hình ảnh nhỏ hơn 0.1, và độ chính xác đạt được lớn hơn 0.95. Kết quả phát hiện và nhận diện admin được minh họa ở hình 12, trong đó phép đo độ tin cậy là 86.7 và vị trí của hộp giới hạn là chính xác.



Hình 11. Hệ thống thực nghiệm



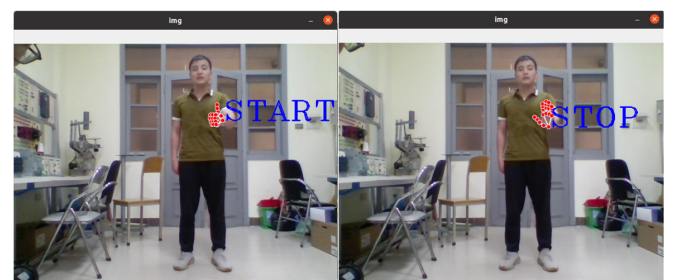
(a) Face detection (b) Face recognition

Hình 12. Phát hiện và nhận diện khuôn mặt

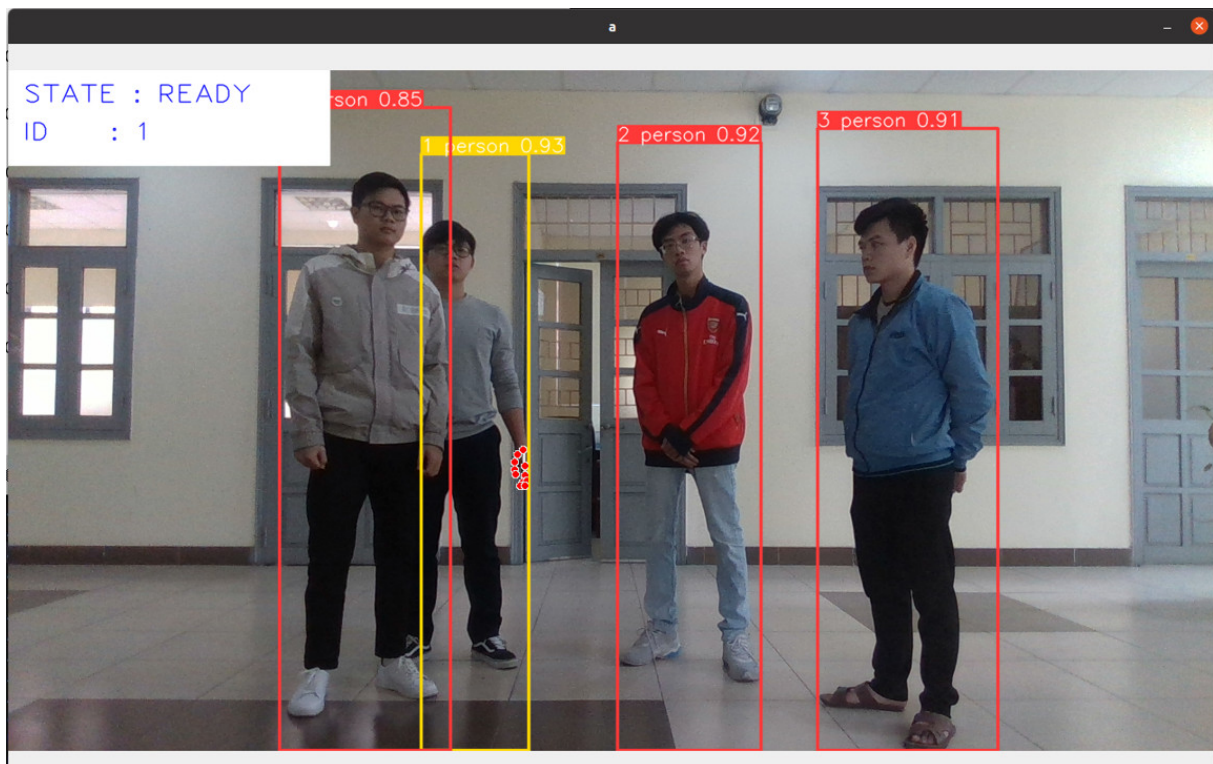
Hình 13 và 14 cho thấy kết quả phát hiện con người cũng như tư thế bàn tay. Có thể thấy admin có thể được nhận dạng ngay cả khi một phần cơ thể bị che khuất. Dựa trên kết quả dự đoán tốt, robot di động được thử nghiệm hoạt động ở cả chế độ điều khiển bấm theo người và điều khiển tư thế tay. Sau khi đã được nhận dạng khuôn mặt và hình dáng, admin có thể quay lưng lại mà xe vẫn có thể bám theo như mô tả ở hình 15. Kết quả thử nghiệm với mô hình xe có thể được xem chi tiết theo đường link: <https://www.youtube.com/watch?v=PPirzwVJ3WI>

Ở chế độ tránh vật cản, đầu tiên dữ liệu phân vùng của vật cản được kiểm tra như mô tả ở hình 16. Việc đặt vật cản ở các vị trí biết trước giúp hiệu chỉnh cảm biến hình ảnh cũng như thuật toán trước khi bắt đầu vận hành. Có thể thấy các kết quả thu được cho thấy thuật toán hoạt động tốt khi xác định được vị trí vật cản.

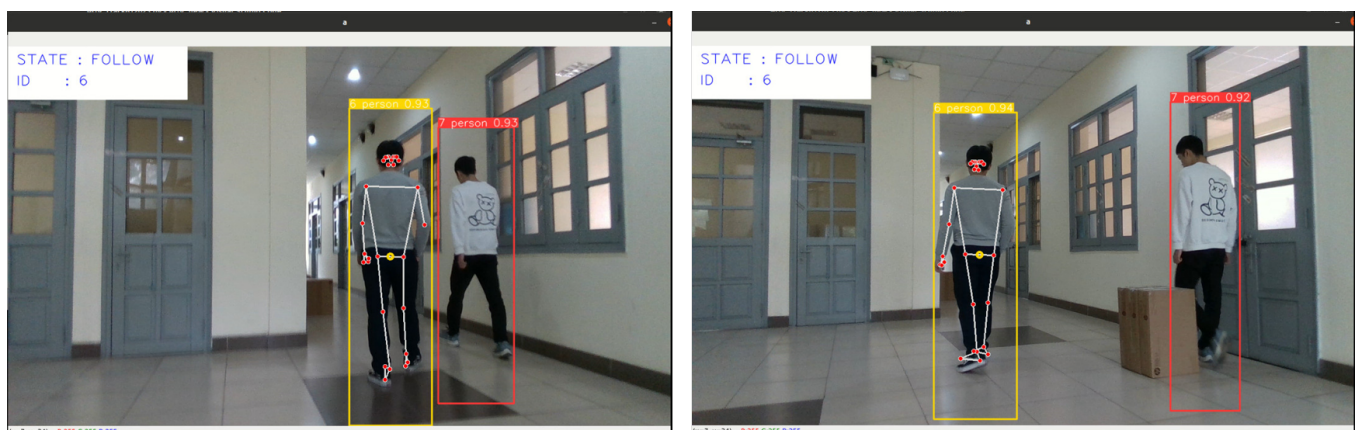
Sau khi đã hiệu chỉnh xong cảm biến, nhóm nghiên cứu tiến hành thử nghiệm chế độ tránh vật cản theo kịch bản mô tả ở hình 17, trong đó xe sẽ thực hiện



Hình 13. Nhận diện lệnh điều khiển qua tư thế tay



Hình 14. Phát hiện người trong khung hình



Hình 15. Quá trình xe bám theo người

việc bám theo người đồng thời lách qua một và hai vật cản. Video thực nghiệm được cung cấp theo đường link https://drive.google.com/file/d/17aLHquEv-WvwUkH9W2KN6m4gm00nXu5/view?usp=share_link

Các dữ liệu thu về từ quá trình thực nghiệm được thể hiện ở hình 17 cho thấy xe vẫn duy trì bám theo người và dừng lại khi đạt tới khoảng cách an toàn được cài đặt từ trước. Mặc dù trong quá trình tránh vật cản, khoảng cách tới người bị dần ra xa do xe ưu tiên tác vụ "tránh vật cản" hơn.

6. Kết luận

Trong nghiên cứu này, một robot di động đa hướng nhằm hỗ trợ con người được phát triển. Bằng cách sử dụng các kỹ thuật xử lý hình ảnh dựa trên kỹ thuật học sâu như VGG-16, mobilenet-SSD, kèm theo một thuật toán tránh vật cản do nhóm nghiên cứu đề xuất, mô hình xe đã có thể thực hiện các chức năng chính như nhận dạng, bám theo quản trị viên, tránh chướng

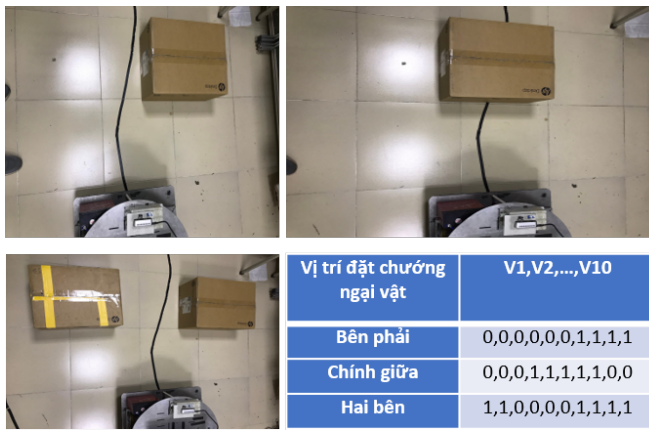
ngại vật và điều khiển dựa trên tư thế tay. Các kết quả thực nghiệm đạt được cho thấy tiềm năng ứng dụng của robot di động trong thực tế.

Lời cảm ơn

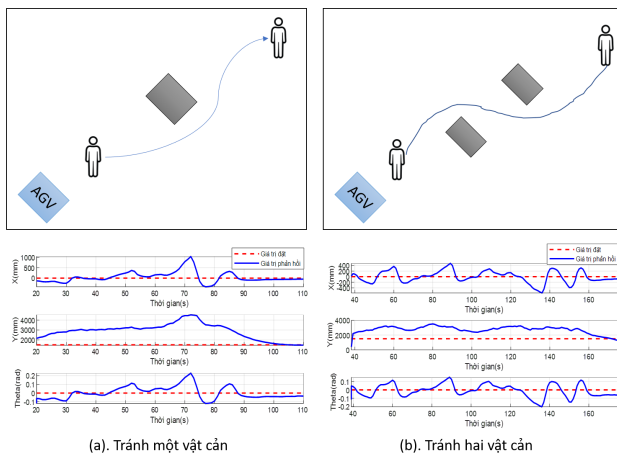
Nghiên cứu này được hỗ trợ bởi Đại học Bách khoa Hà Nội, thuộc đề tài mã số T2022-PC-005.

Tài liệu tham khảo

- [1] Rubio F, Valero F, Llopis-Albert C. A review of mobile robots: Concepts, methods, theoretical framework, and applications. *International Journal of Advanced Robotic Systems*. 2019;16(2). doi:10.1177/1729881419839596
- [2] Hamid Taheri, Chun Xia Zhao, "Omnidirectional mobile robots, mechanisms and navigation approaches," *Mechanism and Machine Theory*, Volume 153, 2020, 103958, ISSN 0094-114X, <https://doi.org/10.1016/j.mechmachtheory.2020.103958>.
- [3] Sergio Cebollada, Luis Payá, María Flores, Adrián Peidro, Oscar Reinoso, "A state-of-the-art review on mobile robotics tasks



Hình 16. Kiểm tra dữ liệu phân vùng vật cản



Hình 17. Kịch bản thử nghiệm tránh vật cản

using artificial intelligence and visual data,” *Expert Systems with Applications*, Volume 167, 2021, 114195, ISSN 0957-4174, <https://doi.org/10.1016/j.eswa.2020.114195>.

- [4] L. Payá, A. Gil, O. Reinoso, "A State-of-the-Art Review on Mapping and Localization of Mobile Robots Using Omnidirectional Vision Sensors", *Journal of Sensors*, vol. 2017, Article ID 3497650, 20 pages, 2017. <https://doi.org/10.1155/2017/3497650>.
- [5] Prabin Kumar Panigrahi, Sukant Kishoro Bisoy, "Localization strategies for autonomous mobile robots: A review," *Journal of King Saud University - Computer and Information Sciences*, Volume 34, Issue 8, Part B, 2022, Pages 6019-6039, ISSN 1319-1578, <https://doi.org/10.1016/j.jksuci.2021.02.015>.
- [6] M. Gupta, S. Kumar, L. Behera and V. K. Subramanian, "A Novel Vision-Based Tracking Algorithm for a Human-Following Mobile Robot," in *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, vol. 47, no. 7, pp. 1415-1427, July 2017, doi: 10.1109/TSMC.2016.2616343.
- [7] D. Jin, Z. Fang and J. Zeng, "A Robust Autonomous Following Method for Mobile Robots in Dynamic Environments," in *IEEE Access*, vol. 8, pp. 150311-150325, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3016472.
- [8] Yuan, Z., Tian, Y., Yin, Y., Wang, S., Liu, J. and Wu, L. (2020), Trajectory tracking control of a four mecanum wheeled mobile platform: an extended state observer-based sliding mode approach. *IET Control Theory Appl.*, 14: 415-426. <https://doi.org/10.1049/iet-cta.2018.6127>
- [9] <https://www.geeksforgeeks.org/vgg-16-cnn-model/>
- [10] Erwin et al, "A Study about Principle Component Analysis and Eigenface for Facial Extraction", 2019 *J. Phys.: Conf. Ser.* 1196 012010, doi: 10.1088/1742-6596/1196/1/012010
- [11] KIM, Kyungnam. Face recognition using principle component analysis. In: *International Conference on Computer Vision and Pattern Recognition*. 1996. p. 591
- [12] Schenkel, O. Ringhage, and N. Branding, "A Comparative Study of Facial Recognition Techniques: With focus on low computational power," *Dissertation*, 2019
- [13] S. Ren, K. He, R. Girshick, and J. Sun, "Faster R-CNN: towards real-time object detection with region proposal networks," *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, vol. 39, no. 6, pp. 1137-1149, 2017.

- [14] W. Liu, D. Anguelov, D. Erhan et al., "SSD: single shot multibox detector," in *European Conference on Computer Vision*, pp. 13-17, Springer, 2016.
- [15] J. Redmon, S. Divvala, R. Girshick, and A. Farhadi, "You only look once: unified, real-time object detection," in *Proceedings of the IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR)*, pp. 779-788, Las Vegas, USA, 2016.
- [16] L. I. Yinan, "A survey of research on deep learning target detection methods," *China New Telecomm-unications*, vol. 23, no. 9, pp. 159-160, 2021.
- [17] Y. -C. Chiu, C. -Y. Tsai, M. -D. Ruan, G. -Y. Shen and T. -T. Lee, "Mobilenet-SSDv2: An Improved Object Detection Model for Embedded Systems," *2020 International Conference on System Science and Engineering (ICSSE)*, 2020, pp. 1-5, doi: 10.1109/IC-SSE50014.2020.9219319.
- [18] A. G. Howard, M. Zhu, B. Chen, D. Kalenichenko, W. Wang, T. Weyand, M. Andreetto, and H. Adam, "MobileNets: Efficient convolutional neural networks for mobile vision applications." [Online]. Available: <http://arxiv.org/abs/1704.04861>
- [19] M. Sandler, A. Howard, M. Zhu, A. Zhmoginov, and L.-C. Chen, "MobileNetV2: Inverted residuals and linear bottlenecks." [Online]. Available: <http://arxiv.org/abs/1801.04381>
- [20] Zhang, Fan; Bazarevsky, Valentin; Vakunov, Andrey; Tkachenka, Andrei; Sung, George; Chang, Chuo-Ling and Grundmann, Matthias. (2020). *MediaPipe Hands: On-device Real-time Hand Tracking*.

A novel load - frequency control scheme applying fuzzy logic technique for two-area interconnected power systems with renewable energy sources

Diem-Vuong Doan¹, Ngoc-Khoat Nguyen^{2*}, Quang-Vinh Thai³

¹ Faculty of Control and Automation, Electric Power University

² Institute of Information Technology, Vietnam Academy of Science and Technology

*Corresponding author E-mail: khoatnn@epu.edu.vn

Abstract

This paper proposes a novel intelligent control algorithm in dealing with the load-frequency control problem of a two-area interconnected thermal power system. This control methodology applying a modified PID controller with three parameters tuned by a reasonable fuzzy logic inference structure. The control plant of this study is a two - area interconnected electric thermal power grid model using reheat and non-reheat turbines together with renewable energy sources such as wind power and solar energy. This model is mathematically established at first and the load-frequency control solution employing the proposed fuzzy logic-based PID controllers is implemented successfully in MATLAB/Simulink environment. The numerical simulation results obtained in various scenarios compared with those of the conventional regulators and a number of existed intelligent load-frequency counterparts demonstrate the high effectiveness and applicability of the proposed control strategy.

Keywords: Load Frequency Control (LFC), PID-like fuzzy logic controller, renewable energy sources, nonlinearities.

Symbols

Symbols	Units	Description
R	Hz/p.u.	Speed regulation of the governor
T_g	s	Time constant of speed governor
T_{ch}	s	Non-reheat time constant
T_{rh}	s	Low pressure reheat time constant
F_{hp}		High pressure stage
T_{wts}	s	Time constant of wind turbine
T_{spv}	s	Time constant of solar power
Δf	Hz	Change in frequency
ΔP_g	p.u.	Change in electrical power
ΔP_c	p.u.	The speed governor senses the difference between reference power
ΔP_t	p.u.	Change in the valve position

Tóm tắt

Bài báo này đề xuất một giải thuật điều khiển thông minh mới để giải quyết bài toán điều khiển tần số - phụ tải của một hệ thống nhiệt điện hai vùng kết nối. Thuật toán đề xuất ứng dụng một bộ điều chỉnh PID cải tiến với ba tham số được chỉnh định bởi một cấu trúc logic mờ thích hợp. Đối tượng điều khiển của nghiên cứu này là một mô hình hệ thống nhiệt điện hai vùng kết nối sử dụng các tuabin hồi nhiệt và không hồi nhiệt cùng với các nguồn năng lượng tái tạo như năng lượng gió và năng lượng mặt trời. Hệ thống điện này được mô hình hóa trước tiên và giải pháp điều khiển tần số - phụ tải sử dụng bộ điều chỉnh PID cải tiến dựa trên logic mờ sẽ được thực hiện thông qua phần mềm MATLAB/Simulink. Các kết quả mô phỏng số thu được trong nhiều trường hợp giả định khác nhau được so sánh với các bộ điều chỉnh truyền thống và một số các bộ điều khiển tần số phụ tải thông minh trước đó đã chứng minh sự hiệu quả và khả năng ứng dụng cao của chiến lược điều khiển đã đề xuất.

Abbreviations

GDB	Governor Dead Band
GRC	Generation Rate Constraint
LFC	Load Frequency Control
ACE	Area Control Error
PSO	Particle Swarm Optimization
GWO	Grey Wolf Optimizer
FPID	Fractional PID
GA	Genetic Algorithm

1. Introduction

Load-frequency control (LFC) is one of the most crucial control strategies to ensure the stability and economy of an interconnected power system [1–3]. In [4], the LFC of three areas is unequal bonding heat, wind and hydrogen. The generating unit has been developed with the Proportional Integral (PI) controller. In paper [5], a new load frequency controller based on Type-2 Fuzzy Quasi-Decentralized Functional Observe (T2FQFO) is recommended. The LFC strategy aims to continuously monitor the system frequency as well as the tie-line power flow.

According to the constrained current deviation control theory, the LFC scheme calculates the net change of two such parameters relative to their nominal value, known as the area control error (ACE), to control valve setting of the main engine with the goal of forcing the ACE signals to meet acceptable values. The LFC strategy directs the ACE signal to the desired values, which means that both the frequency offset and the tie-line power are considered to be close to zero within the allowed tolerances. It can be found that a huge number of studies have been conducted for the LFC issue. Obviously, many control and optimization techniques such as conventional ones [6], optimal control [7], genetic algorithm (GA) [8], particle swarm optimization (PSO) [9], bacteria foraging optimization algorithm (BFOA) [10] have also been used in dealing with the LFC problem. A smart grid is becoming an important goal in the current and future power system network configuration [11]. The new modern grids provide real-time networks, rapid fault analysis and also dedicate the ability to connect a large number of renewable energy sources into the power system [12]. The rapid development of global industry and business has caused a significant shortage of available energy in case of excessive use of fossil fuels [13]. As well as concerns about safe sources, environmental concerns invested in low-carbon power generation technology is one of the priorities following an energy program in many countries around the world [14,15].

Therefore, generating electricity from renewable energy sources is a viable option that will not only meet the growing energy demand but also take care of the environment [16]. The integration of RE sources poses additional uncertainties and challenges to the power system, since RES is discontinuous and their locations are geographically dispersed [17]. The penetration of different renewable energy sources in modern interconnected electrical systems can significantly reduce the inertia of the system. When converting renewable energy sources to power interconnected power system using converters/inverters, such power electronic interfaces will reduce the total inertia of the system and reduce voltage stability/frequency compared to conventional synchronous generator sets.

Therefore, reducing enough inertia will be one of the main limitations of grid-connected renewable energy sources in the world. By increasing the penetration of existing renewable energy sources, the inertia of the connected electrical system may be insufficient, creating dynamic problems for the system's stable voltage and frequency and cause negative effects on the stability/resiliency of the power system [18,19]. In [20], if the large wind generation is stalled due to a fault, it can harm the operation of the power system and lead to load frequency control problems. The primary target of LFC is on maintaining the constant frequency over the arbitrarily changing active power loads that as well termed as unidentified explicit disturbance. An additional target of LFC is on regulating the tie-line power exchange error [21-24]. The interconnected power system when adding renewable energy sources is a practical need in modern life.

However, it reduces the inertia of the system and increases the frequency oscillations of the areas, and at the same time increases the frequency of the system together with power dynamics on power transmission lines.

These include devices with nonlinear system components such as GDB, GRC, changing operating load conditions and renewable energy sources. The interconnected power system is a complex object, so controlling the system frequency and power on the line encounters difficulties. The above studies have used different methods to stabilize the system frequency, but they do not consider the system in many cases such as the existence of nonlinear factors, the continuous system parameters changing and the addition of renewable energy sources. To solve the LFC problems, not only the traditional PID controllers have been widely used but also intelligent counter parts, i.e. fuzzy logic - based controllers (FLC) have attracted researchers and engineers. Applying these FLCs, it is clear control systems with a lot of unknown parameters as well as uncertainties can be completely conducted with promising criteria. One of the most popular and efficient FLCs used, especially for the LFC, is PID-like FLC. This study proposes a fully feasible LFC scheme applying the PID-like FLC for a complex two - area interconnected power system with nonlinearities i.e. GRC and GDB as well as renewable energy sources. The superiority of the proposed approach is shown by comparing the results with a number of conventional controllers in dealing with the LFC problem. The rest of this paper is organized as follows. Section 2 presents the modelling of an interconnected power system focusing on the LFC problem. Then, Section 3 proposes the design of a PID-like FLC methodology, which will be applied for the LFC. Next, Section 4 provides simulation results implemented in MATLAB/Simulink environment to verify the effectiveness of the proposed control strategy. At last, conclusions and discussions regarding this study will also be given in Section 5.

2. Modelling of interconnected power systems in load frequency control

The first step to study a control system is to establish the mathematical of the control plant. It is the fact that mathematical modelling of an isolated power system is constituted of the following elements:

- (i) Speed governor model
- (ii) Thermal turbine model
- (iii) Wind turbine and solar power model
- (iv) Generator load model
- (v) Tie- lines

2.1. Speed governor model

Speed governor is a unit used in electrical power systems to sense frequency deviation caused by the load change and cancel it by changing the turbine input. The schematic diagram of a speed governing unit is shown in Figure 1. Where R is the speed regulation of the governor, T_g is time constant of speed governor, Δf is change in frequency, ΔP_g is change in electrical power and ΔP_c is the speed governor senses the difference between reference power. Without load reference, when the load change occurs, part of the change will be compensated by the valve/gate adjustment while the rest of the change is represented in the form of frequency deviation. The reduced form of Figure 1 is shown in Figure 2.

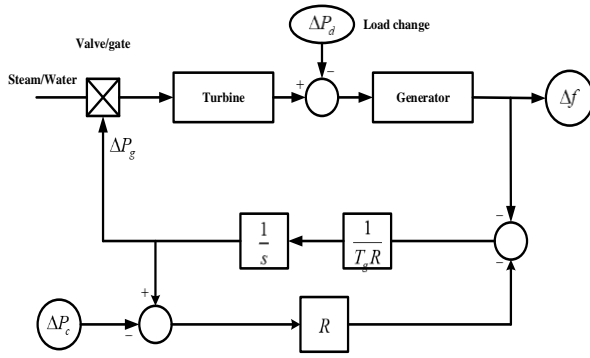


Figure 1: Speed governor unit

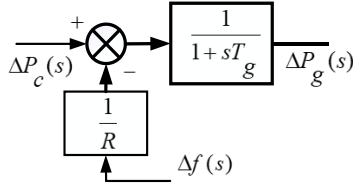


Figure 2: Block diagram of speed governor

The Equation (1) defines a relationship regarding a typical speed governor of an electric power grid:

$$\Delta P_g(s) = \frac{1}{1+sT_g} \left(\Delta P_c(s) - \frac{1}{R} \Delta F(s) \right) \quad (1)$$

2.2. Thermal turbine models

A turbine unit in power systems is used to transform the primary energy, such as the energy from steam or water, into mechanical power (ΔP_t) which is supplied to the generator. There are three kinds of commonly used turbines: non-reheat, reheat and hydraulic turbines. All of which can be modelled by transfer functions. The transfer function of the non-reheat turbine is represented as:

$$G_t(s) = \frac{P_t(s)}{P_g(s)} = \frac{1}{1+sT_{ch}} \quad (2)$$

Where T_{ch} is non-reheat time constant and ΔP_t is change in the valve position.

Reheat turbines are modelled as second-order units, since they have different stages due to high and low steam pressures. The transfer function can be represented in (3).

$$G_t(s) = \frac{P_t(s)}{P_g(s)} = \frac{F_{hp} T_{rh} s + 1}{T_{rh} s + 1} \cdot \frac{1}{T_{ch} s + 1} \quad (3)$$

Where T_{rh} and F_{hp} are low pressure reheat time constant and high pressure stage, respectively.

2.3. Wind turbine and solar power model

2.3.1. Wind turbine model

The wind turbine consists of a turbine-generator shaft mechanism, which is used to convert the rotor rotation into electrical energy. The following equation (4) represents the mechanical output of the wind turbine and is defined as follows:

$$P_{WT} = \frac{1}{2} \rho A C_p(\lambda, \beta) V_W^3 \quad (4)$$

Where λ , ρ , V_W , C_p are speed ratio, air density factor (Kg/cu.m), wind speed (m/s) and power coefficient, respectively.

$$\Delta P_{wt} = \begin{cases} 0, & V_w < V_{cut-in} \\ 0, & V_w > V_{cut-out} \\ 0, & V_{rated} \leq V_w \leq V_{cut-out} \\ \left[0.007872V_w^5 - 0.23015V_w^4 + 1.3256V_w^3 + 11.061V_w^2 - 102.2V_w + 2.33 \right] \Delta V_w, & \text{else} \end{cases} \quad (5)$$

For small signal stability of the system, the rate of change of wind power output given in (6) has been considered for assessing the stability of the proposed systems. The first-order transfer function model of wind turbine is shown as:

$$\frac{\Delta P_{wtg}(s)}{\Delta P_{wt}(s)} = \frac{1}{T_{wts}s + 1} \quad (6)$$

Where T_{wts} is the time constant of wind turbine.

2.3.2. Solar power model

The transfer function model of a solar power is given in (7).

$$\frac{\Delta P_{spv}(s)}{\Delta P_{sp}(s)} = \frac{1}{T_{spv}s + 1} \quad (7)$$

Where T_{spv} is time constant of solar power

2.4. Generator load model

A generator unit in electrical systems converts mechanical energy received from a turbine into electrical energy. But for the interconnected power systems, the focus is on the generator's rotor speed (power system frequency) output rather than energy conversion. Since electrical energy is difficult to store in large quantities, a balance must be maintained between the energy generated and the load demand. When a load change occurs, the mechanical energy sent from the turbine will no longer match the electrical energy generated by the generator. The error between mechanical power (ΔP_t) and electrical power is incorporated into the rotor speed deviation (ω_r), which can be converted to frequency offset (Δf) by multiplying by 2π .

The electrical load can be decomposed into a resistive load, which remains constant as the rotor speed changes and the motor load changes with the load speed. If the mechanical power does not change, the motor load will compensate for the load change at a different rotor speed than the specified value which is shown in the Figure 3.

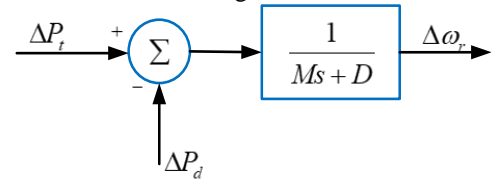


Figure 3: Block diagram of the generator

The mathematical model of generator - load corresponding to Fig. 3 can be obtained below:

$$\Delta F(s) = \frac{1}{Ms+D} (\Delta P_t(s) - \Delta P_d(s)) \quad (8)$$

Where M is an inertia constant of the generator, D denotes load damping constant and $\Delta P_d(s)$ is load demand change

2.5. Tie-lines

In an interconnected power system, different areas are connected to other parts via tie-lines. When the frequencies are in two different areas, an energy exchange occurs through the line connecting the two areas. The tie-line connections can be considered as a mathematical model shown in Figure 4.

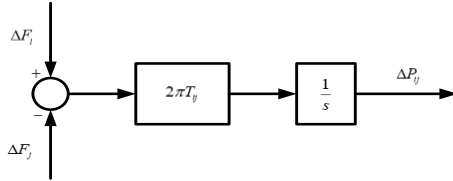


Figure 4: Block diagram of tie-lines

The Laplace transform representation of the block diagram in Figure 4 is given by:

$$\Delta P_{ij} = \frac{2\pi T_{ij}}{s} (\Delta F_i(s) - \Delta F_j(s)) \quad (9)$$

Where ΔP_{ij} is tie-line exchange power between areas i and j ,

and T_{ij} is the tie-line synchronizing power coefficient between areas i and j .

From Figure 4, it can be seen that the tie-line power error is the integral of the frequency difference between the two areas.

A block diagram of two-area interconnected power systems with GDB, GRC and renewable energy sources has been shown in Figure 5.

The control objectives of the load-frequency control in multi-area interconnected power system are mainly to control the frequency variation, ACE and tie-line power deviation in the areas towards zero while the system has many nonlinear, uncertain components, time delay and various load conditions.

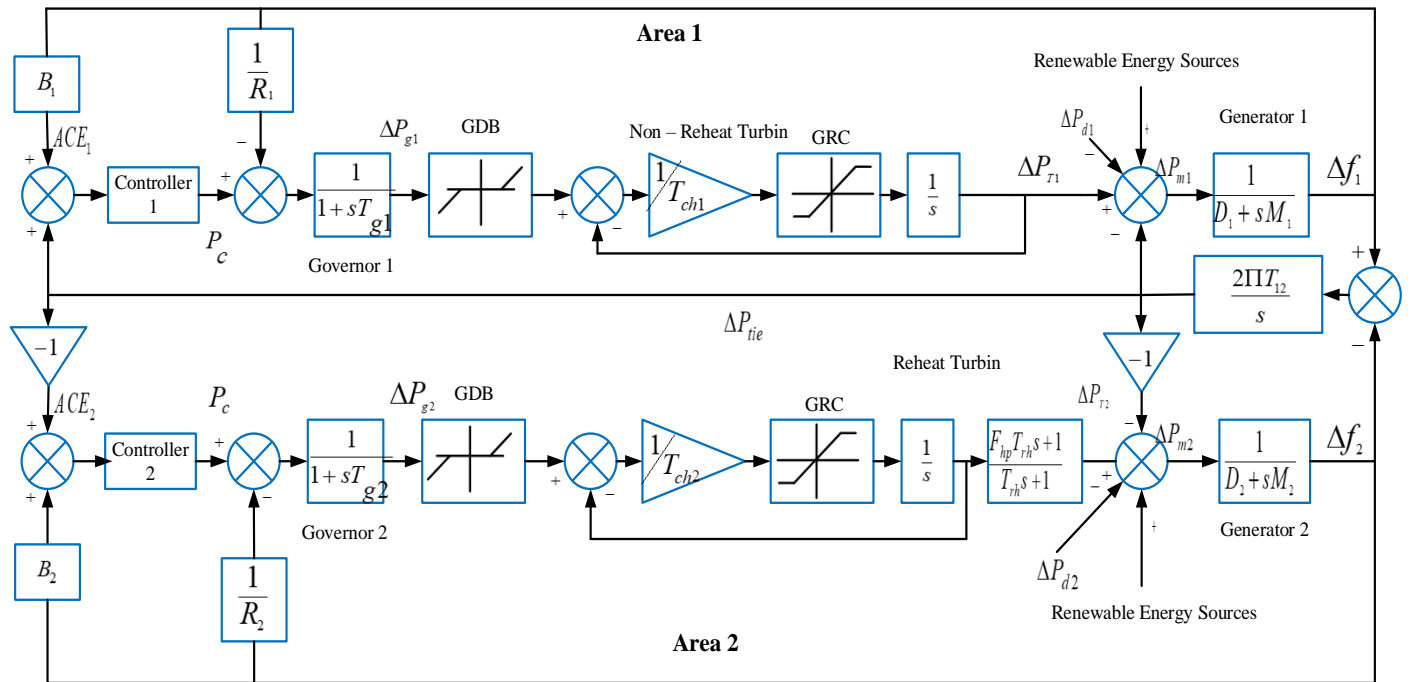


Figure 5: Block diagram of two-area interconnected non-reheat thermal - reheat thermal power system with GRC, GDB and renewable energy sources

3. Design of fuzzy - PID controller

This paper proposes a new PID-based fuzzy logic controller applied for the load - frequency control problem. The working principle of such a PID-fuzzy logic inference structure is depicted in Figure 6. In this context, the PID regulator with three factors K_p , K_i and K_d are tuned using a reasonable fuzzy logic model.

Fuzzy variables of two inputs ACE and ΔACE are NB, NM, NS, ZO, PS, PM and PB are Negative Big, Negative Medium,

Negative Small, Zero, Positive Small, Positive Medium and Positive Big, respectively.

The fuzzy variables of the two inputs K_p' and K_d' are S, M respectively for Small and Big, respectively.

Fuzzy variables of α are S, MS, MB and B correspond Small, Medium Small, Medium Big and Big.

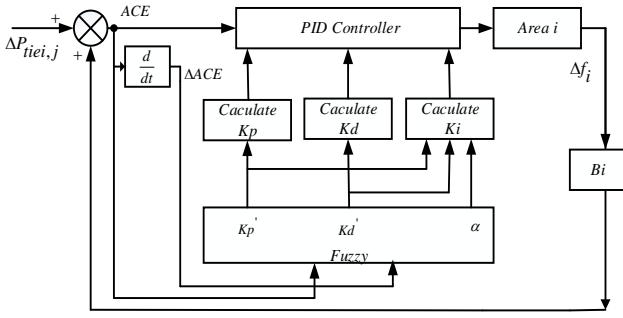


Figure 6: The structure of Fuzzy – PID controller

In Figure 5, three parameters of the PID controller applied for the load frequency control are determined by means of an efficiency. Assuming that two parameters K_p and K_d are always in the ranges $[K_{p \min}, K_{p \max}]$ and $[K_{d \min}, K_{d \max}]$, it is reasonable to define the following equations:

$$K_p' = (K_p - K_{p \min}) / (K_{p \max} - K_{p \min}) \quad (10)$$

$$K_d' = (K_d - K_{d \min}) / (K_{d \max} - K_{d \min}) \quad (11)$$

$$T_i = \alpha T_d \quad (12)$$

$$K_i = K_p / \alpha T_d = K_p^2 / (\alpha T_d) \quad (13)$$

$$K_{p \min} = 0.32K_u, \quad K_{p \max} = 0.6K_u \quad (14)$$

$$K_{d \min} = 0.08K_u T_u, \quad K_{d \max} = 0.15K_u T_u \quad (15)$$

Fuzzy controller designed with inputs ACE and ΔACE has the membership functions presented in Figures 7-9 and Tables 1-3

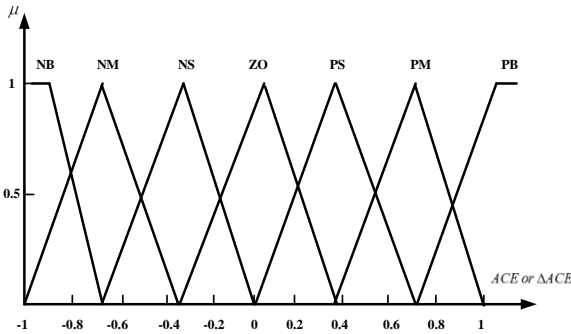


Figure 7: Membership functions of ACE and ΔACE

The outputs of the fuzzy set are K_p' , K_d' and α .

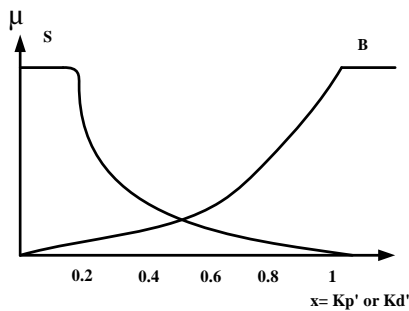


Figure 8: Membership functions of K_p' and K_d'

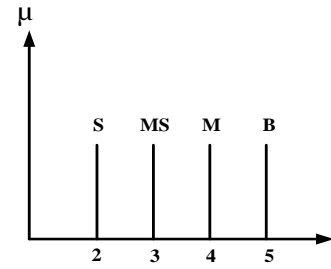


Figure 9: Membership function of α

Table 1: Fuzzy rule for K_p'

ACE	ΔACE						
	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	B	B	B	B	B	B	B
NM	S	B	B	B	B	B	S
NS	S	S	B	B	B	S	S
ZO	S	S	S	B	S	S	S
PS	S	S	B	B	B	S	S
PM	S	B	B	B	B	B	S
PB	B	B	B	B	B	B	B

Table 2: Fuzzy rule for K_d'

ACE	ΔACE						
	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	S	S	S	S	S	S	S
NM	B	B	S	S	S	B	B
NS	B	B	B	S	B	B	B
ZO	B	B	B	B	B	B	B
PS	S	S	S	S	B	B	B
PM	B	B	S	S	S	B	B
PB	S	S	S	S	B	B	B

Table 3: Fuzzy rule for α

ACE	ΔACE						
	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	S	S	S	S	S	S	S
NM	MS	MS	S	S	S	MS	MS
NS	M	MS	MS	S	MS	MS	M
ZO	B	M	S	S	S	M	B
PS	M	MS	MS	S	MS	MS	M
PM	MS	MS	S	S	S	MS	MS
PB	S	S	S	S	S	S	S

From (10), (11) and (13) the following equations can be deduced:

$$K_p = (K_{p \max} - K_{p \min})K_p' + K_{p \min} \quad (16)$$

$$K_d = (K_{d \max} - K_{d \min})K_d' + K_{d \min} \quad (17)$$

$$K_i = K_p^2 / (\alpha T_d) \quad (18)$$

4. Case studies

A numerical simulation process to verify the feasibility of the proposed control strategy plays a significant role in designing an efficient controller. The current study applying MATLAB/Simulink software to implement a number of simulations for this goal. The simulation scenarios described as a system in reality encountered with nonlinearities, variation of different load types, uncertainties and time delay. System

parameters used for simulation in Table 5. The proposed controller is compared with Genetic Algorithm tuned PI (GA PI), Grey Wolf Optimizer tuned PI (GWO PI), Particle Swarm Optimization optimized PI controller (PSO PI), Improved Grey Wolf Optimizer tuned PI (I- GWO PI), PSO GWO PI (fuzzy PI) controller and Fractional PID (FPID) to demonstrate its control quality.

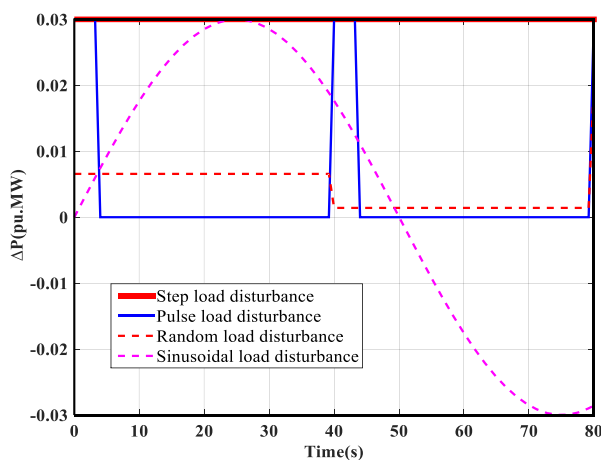
4.1. Performance comparison under different types of load changes including step load disturbance, pulse load deviation, random load change and sinusoidal load variation.

The system under consideration is a complex system with nonlinear components such as GDB, GRC, and the system parameters change randomly during operation. Types of loads are presented as shown in the Figure 10. At the same time, the system also considers other forms of renewable energy sources such as wind energy and solar energy.

- Step load disturbance : $\Delta P_{d1} = \Delta P_{d2} = 0.03$ (pu) .
- Pulse load disturbance: $\Delta P_{d1} = \Delta P_{d2} = 0.03$ (pu) , period: 40 second and pulse width: 10%.
- Random load disturbance with sample time is 40 seconds.
- Sinusoidal load disturbance: $\Delta P_{d1} = \Delta P_{d2} = 0.03\sin(0.0628t)$.

Table 4: The parameters used for simulation of two areas [25]

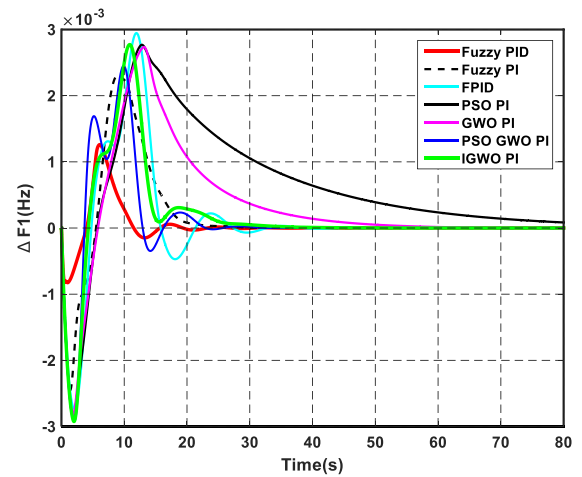
Area with non-reheat Turbin	Value	Area with Reheat Turbin	Value
M_1 (p.u.s)	10	M_2 (p.u.s)	10
D_1 (p.u./Hz)	1	D_2 (p.u./Hz)	1
T_{ch1} (s)	0.3	T_{ch2} (s)	0.3
T_{g1} (s)	0.1	T_{g2} (s)	0.2
R_1 (Hz/p.u.)	0.05	R_2 (Hz/p.u.)	0.05
B_1 (p.u./Hz)	21	B_2 (p.u./Hz)	21
T_1 (p.u./rad.)	22.6	T_2 (p.u./rad.)	22.6
T_{wis} (s)	1,5	F_{hp}	0.3
T_{spv} (s)	1,8	T_{rh} (s)	7



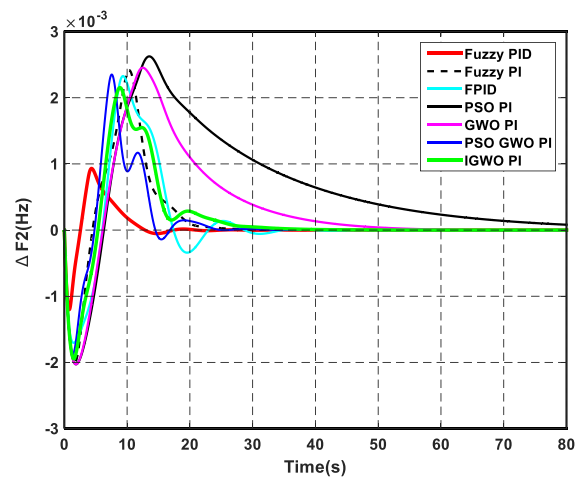
Controller parameters for different load disturbances are presented in tables from Table 5 to Table 8 (with parameter of FPID controller is $K_{p1}=0.67$, $K_{i1}=-0.4006$, $K_{d1}=-0.991$, $K_{p2}=-0.3266$, $K_{i2}=-0.2946$, $K_{d2}=-1$ [25]).

Table 5: Parameters of controller in case step load disturbance

Type of Controllers	Parameters of controller			
	K_{p1}	K_{i1}	K_{p2}	K_{i2}
GA PI	-0.39	0.28	0.53	0.25
PSO PI	0.18	-0.25	-0.25	-0.25
GWO PI	0.10	-0.12	-0.12	-0.11
PSO GWO PI	0.43	-0.29	-0.5	-0.28
IGWO PI	0.42	-0.29	-0.54	-0.28



(a)



(b)

Figure 10: Types of load disturbances

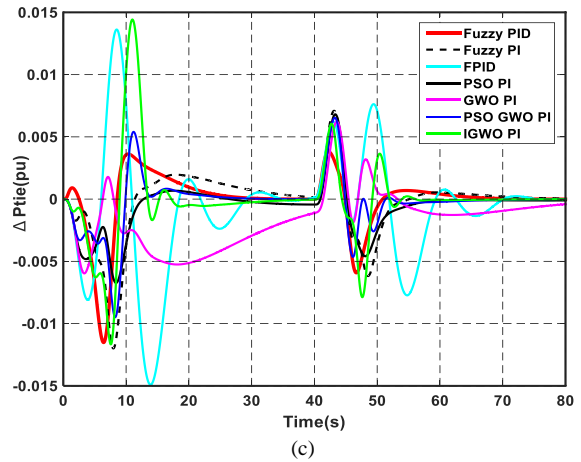
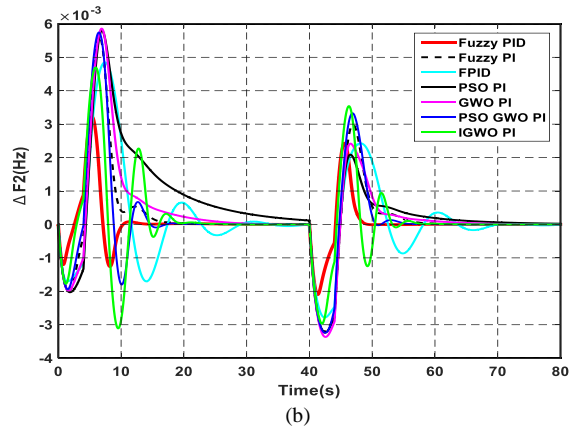
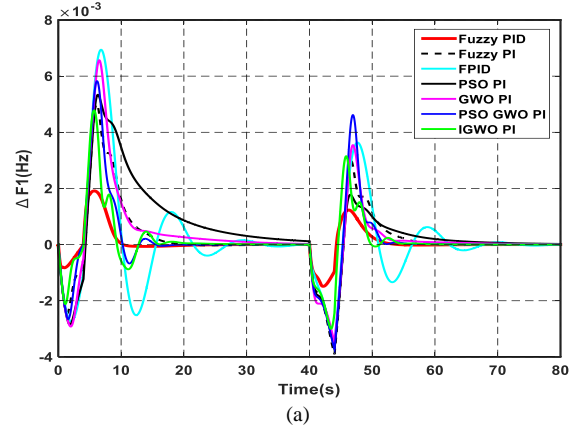
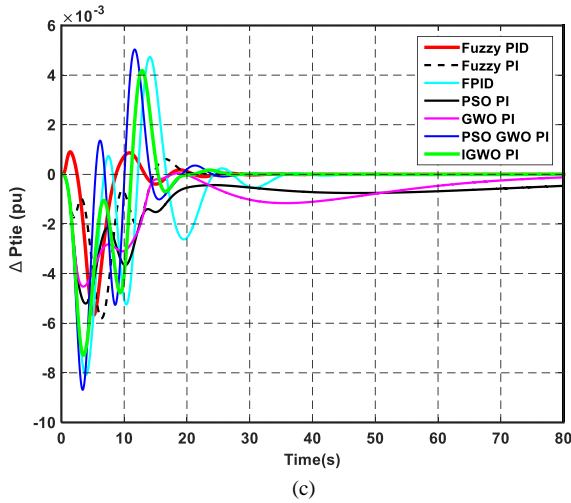


Figure 11: Dynamic responses to the step load disturbance in two areas
(a) $\Delta F1$, (b) $\Delta F2$, (c) $\Delta Ptie$

The performance of proposed fuzzy PID controller is compared with Genetic Algorithm tuned PI (GA PI), Grey Wolf Optimizer tuned PI (GWO PI), Particle Swarm Optimization optimized PI controller (PSO PI), Improved Grey Wolf Optimizer tuned PI (I- GWO PI), PSO GWO PI fuzzy PI controller and Fractional PID (FPID) to verify its control quality. Consequently, better system performance in terms of minimum settling times in frequency deviations is achieved with proposed fuzzy PID controller in comparison with other approaches. To study the dynamic performance of the proposed controllers, a step load disturbance in two areas and the system dynamic responses are shown in Figure 10. The simulation results with some published approaches such as with Genetic Algorithm tuned PI (GA PI), Grey Wolf Optimizer tuned PI (GWO PI), Particle Swarm Optimization optimized PI controller (PSO PI), Improved Grey Wolf Optimizer tuned PI (I- GWO PI), PSO GWO PI fuzzy PI controller and Fractional PID (FPID) to verify its control quality for the same power system are also shown in Figure 11. Critical analysis of the dynamic responses clearly reveals that significant improvement is observed with proposed fuzzy PID controller compared to other approaches reported in the literature.

Table 6: Parameters of controller in case pulse load disturbance

Type of Controllers	Parameters of controller			
	K_{p1}	K_{i1}	K_{p2}	K_{i2}
GA PI	0.05	-0.07	-0.58	0.11
PSO PI	0.1	0.1	-0.08	0.03
GWO PI	0.1	-0.12	-0.12	-0.11
PSO GWO PI	0.07	-0.02	-0.08	0.03
IGWO PI	0.04	-0.07	-0.58	0.11

Figure 12: Dynamic responses to the pulse load disturbance in two areas
(a) $\Delta F1$, (b) $\Delta F2$, (c) $\Delta Ptie$

Table 7: Parameters of controller in case random load disturbance

Type of Controllers	Parameters of controller			
	K_{p1}	K_{i1}	K_{p2}	K_{i2}
GA PI	-0.95	-0.56	-1.34	-0.54
PSO PI	-0.45	-0.22	-0.5	-0.25
GWO PI	-0.03	-0.12	-0.12	-0.12
PSO GWO PI	0.15	-0.48	-0.5	-0.45
IGWO PI	-1.61	-1.69	-3.35	-1.72

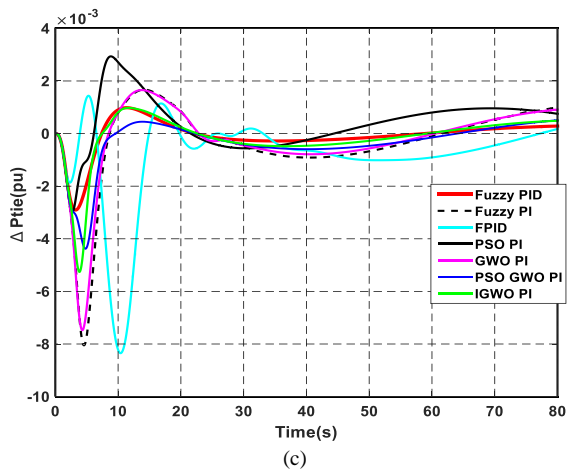
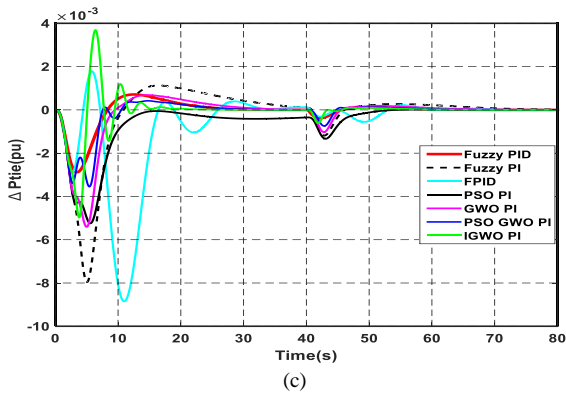
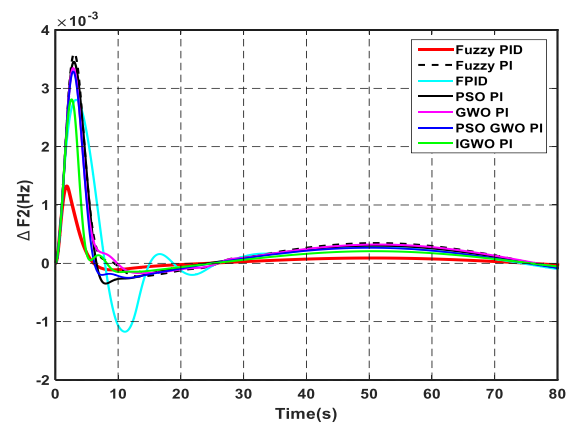
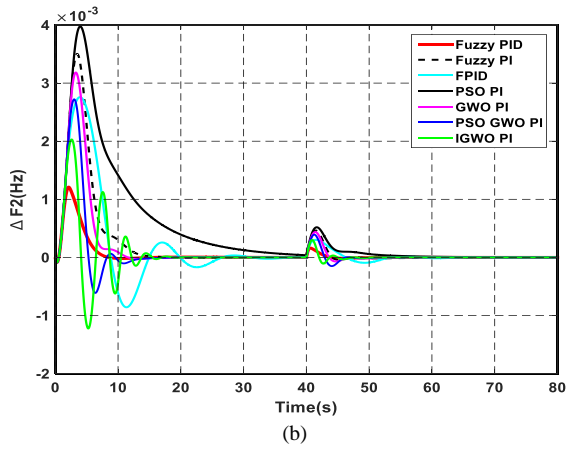
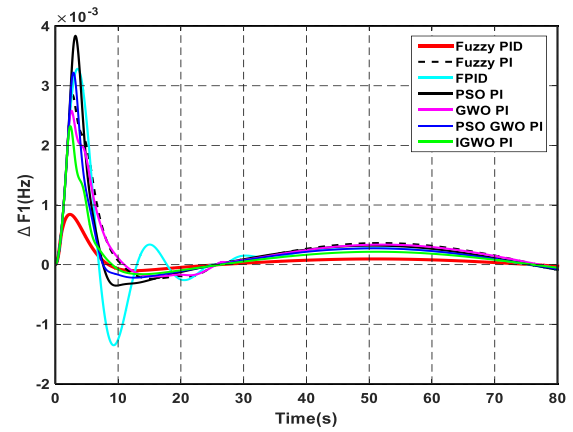
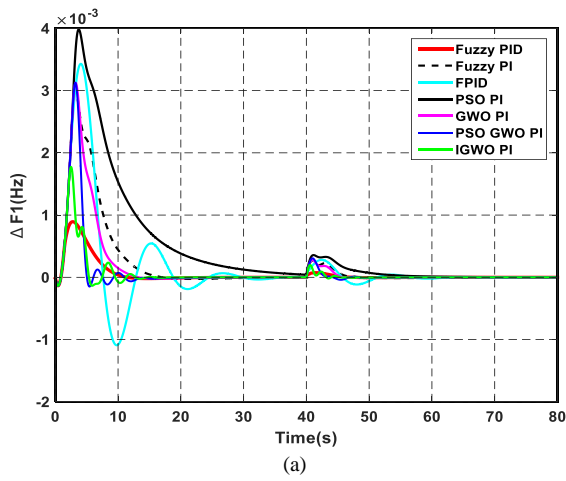


Figure 13: Dynamic responses to the random load disturbance in two areas (a) $\Delta F1$, (b) $\Delta F2$, (c) ΔP_{tie}

Table 8: Parameters of controller in case sinusoidal Load disturbance

Type of Controllers	Parameters of controller			
	K_{p1}	K_{i1}	K_{p2}	K_{i2}
GA PI	-2.27	-1.57	-3.58	-1.72
PSO PI	-0.15	-0.59	-0.99	-0.61
GWO PI	-0.2	-0.2	-0.38	-0.5
PSO GWO PI	0.16	-0.47	-0.5	-0.5
IGWO PI	-2.16	-2.28	-4	-2.47

Figure 14: Dynamic responses to the sinusoidal load disturbance in two areas (a) $\Delta F1$, (b) $\Delta F2$, (c) ΔP_{tie}

The simulation results shown in Figure 12-14 show that the frequency difference output response of the two regions has a stable time of about 7 to 10 seconds, very low overshoot and no frequency oscillations. when using fuzzy - PID controller. The above results have completely proved the optimality of the proposed controller. In this section, when the system exists load disturbances, these undesirable effects will be minimized under the initiative of the proposed controller.

4.2. Simulate the system when the system has nonlinear components such as: GDB (regulator deadband), GRC (generator speed limit) and uncertainty parameters

The fact is that nonlinear components such as GDB and GRC together with the uncertainty of the parameters are very suitable for practical control systems. A truly interconnected electrical system naturally includes such components. The nonlinearities, GDB and GRC, can be directly related to the operation of the power system. Meanwhile, the uncertainty related to the change of system parameters as illustrated in Table 8 clearly affects the stability of the power system. In this subsection, these undesirable effects will be mitigated under the positive capabilities of the proposed PID fuzzy logic controllers.

The simulation results when embedding the nonlinearities and uncertainties given in Table 8 are depicted in Figure 15. As can be seen, the negative influence of these variations has been successfully restrained. Both frequency and link power deviations are still eliminated with good control performance such as low overshoot and short stabilization time. These results fully demonstrate the robustness of the proposed fuzzy logic based load frequency controllers.

Table 9: Variations of the parameters

Tg1	$0.1 \pm 0.1 * 50\%$
Tg2	$0.2 \pm 0.1 * 50\%$
M1	$10 \pm 0.1 * 50\%$
D1	$1 \pm 1 * 50\%$
M2	$10 \pm 0.1 * 50\%$
D2	$1 \pm 1 * 50\%$
GRC	5%
GDB	5%

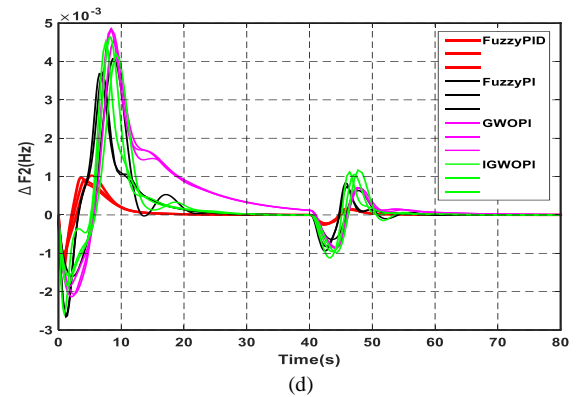
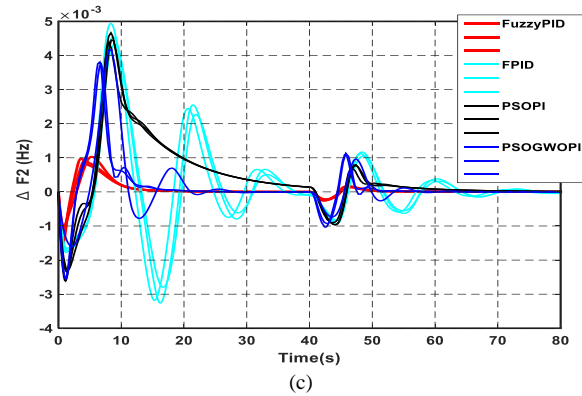
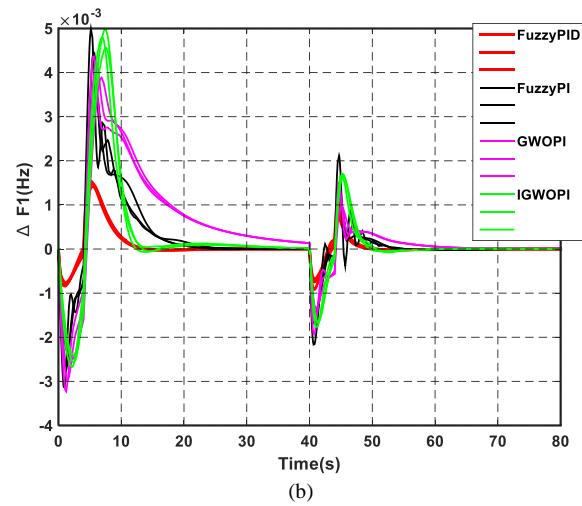
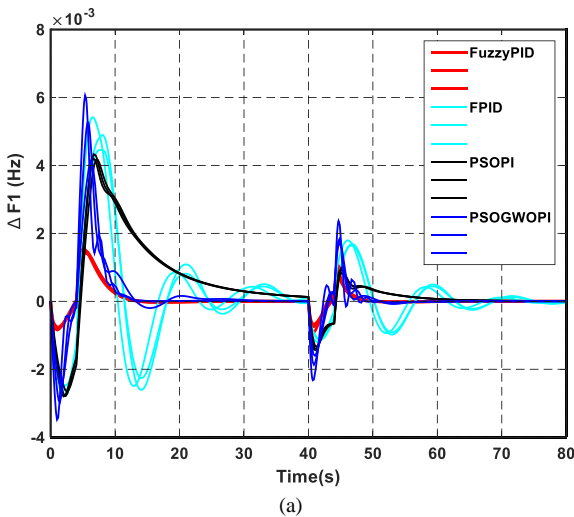


Figure 15: Dynamic responses to the step-load disturbance in two areas (with uncertainty parameters), (a) and (b): $\Delta F1$, (c) and (d): $\Delta F2$

5. Conclusion and future works

In this paper, a comparative evaluation has been performed to examine the effectiveness of the proposed PID - like fuzzy logic controller. In order to provide realistic results, the studied fuzzy - PID controllers have been validated on the two-area thermal power system in which the physical constraints of the GRC, GDB and renewable energy resources have also been taken into the consideration. The comparative dynamic performance evaluations have been carried out under the step, random, pulse, sinusoidal load and the types of renewable energy sources such as wind energy and solar energy. The results have confirmed that fuzzy - PID controller achieves much better dynamic performances such as the largest minimum damping ratio and the smallest overshoots and settling

times of the network frequency oscillations. It is also verified that the proposed fuzzy - PID controller outperforms the traditional PSO - based PI controller, GA - based PI controller, GWO - based PI controller, PSOGWO - based PI controller, IGWO - based PI controller, Fuzzy PI controller and the FPID controller in stabilizing the power system. Future work will focus on testifying the feasibility of the proposed control strategy in various scenarios of modern electric power grids, e.g. adding renewable energy sources to traditional interconnected power network as shown in this study.

References

- [1]. Elgerd OI. Electric energy systems theory – an introduction. 2nded. Tata McGraw Hill; 2000.
- [2]. Bevrani H. Robust power system frequency control. Springer; 2009.
- [3]. Tan W, “Decentralized load frequency controller analysis and tuning for multi - area power systems,” *Energy Convers Manage* 2011;52(5):2015–23.
- [4]. K. Jagatheesan, B. Anand, Nilanjan Dey and Amira S. Ashour, “Artificial Intelligence in Performance Analysis of Load Frequency Control in Thermal-Wind-Hydro Power Systems” *International Journal of Advanced Computer Science and Applications (IJACSA)*,6(7),2015. <http://dx.doi.org/10.14569/IJACSA.2015.060727>
- [5]. Jesraj Tataji Dundi, Anand Gondesi, Rama Sudha Kasibhatla and A. Chandrasekhar, “Design of Robust Quasi Decentralized Type-2 Fuzzy Load Frequency Controller for Multi Area Power System” *International Journal of Advanced Computer Science and Applications (IJACSA)*,13(11),2022. <http://dx.doi.org/10.14569/IJACSA.2022.0131172>
- [6]. Rout UK, Sahu RK, Panda S, “Design and analysis of different ialevolution algorithm based automatic generation control for interconnected power system,” *Ain Shams Eng J* ,2012
- [7]. K. Soleimani and J. Mazloum, “Designing a GA-Based Robust Controller For Load Frequency Control (LFC),” *Eng. Technol. Appl. Sci. Res.*, vol. 8, no. 2, pp. 2633–2639, Apr. 2018. <https://doi.org/10.48084/etasr.1592>
- [8]. E. Pathan, A. Abu Bakar, S. A. Zulkifli, M. H. Khan, H. Arshad, and M. Asad, “A Robust Frequency Controller based on Linear Matrix Inequality for a Parallel Islanded Microgrid,” *Eng. Technol. Appl. Sci. Res.*, vol. 10, no. 5, pp. 6264–6269, Oct. 2020. <https://doi.org/10.48084/etasr.3769>
- [9]. Yonghui Sun, Yingxuan Wang, Zhinong Wei, Guoqiang Sun, and Xiaopeng Wu, “Robust H1 Load Frequency Control of Multi-area Power System With Time Delay,” *A Sliding Mode Control Approach. IEEE/CAA Journal Of Automatica Sinica*, 5(2) : 610-617, 2018
- [10]. Ali ES, Abd-Elazim SM, “Bacteria foraging optimization algorithm based load frequency controller for interconnected power system,” *Int J Electr Power Energy Syst*, 2011
- [11]. S. Guner, A. Ozdemir, “Turkish Power System: From Conventional Past to Smart Future,” *Innovative Smart Grid Technologies (ISGT Europe)*, 2nd IEEE PES International Conference and Exhibition, 2011.
- [12]. J. Dudiak, M. Kolcun, “Integration of Renewable Energy Sources to the Power System,” *14th Environment and Electrical Engineering (EEEIC) International Conference*, 2014.
- [13]. L.Wng, Y.Lin, S. Ke, “Stability Analysis of on Offshore Wind Farm Connected to Taiwan Power System Using DIGSILENT,” *IEEE, OCEANS, TAIPEI*,2014
- [14]. L. Ochoa, D. Wilson, “Angle Constraint Active Management of Distribution Networks with Wind Power,” *IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe (ISGT Europe)*, 2010 .
- [15]. A. M. Majeed, R. Vireck, F. Oechsle, M. Braun, S. Tenbohlen, “Effects of Distributed Generators from Renewable Energy on the Protection System in Distribution Networks,” *46th International Universities’ Power Engineering Conference*, 2011.
- [16]. R. Mosobi, T. Chichi, S. Gao, “Modeling and Power Quality Analysis of Integrated Renewable Energy System,” *IEEE Eighteenth National Power Systems Conference (NPSC)*, 2014
- [17]. Hossain, M.J. & Mahmud, Md. Apel, “Renewable Energy Integration Challenges and Solutions,” *10.1007/978-981-4585-27-9*, 2013
- [18]. Bevrani, Watanabe, Mitani, “Power System Monitoring and Control,” John Wiley & Sons: Hoboken, NJ, USA, 2014.
- [19]. Küfeoğlu, S., Lehtonen, M., “Macroeconomic assessment of voltage sags,” *Sustainability*, 2016.
- [20]. Arora, Krishan & Kumar, Ashok & Kamboj, Vikram & Prashar, Deepak & Shrestha, Bhanu & Joshi, Gyanendra Prasad, “Impact of Renewable Energy Sources into Multi Area Multi-Source Load Frequency Control of Interrelated Power System,” *Mathematics*. 9. 186. 10.3390/math9020186, 2021.
- [21]. Chen, Chunyu & Zhang, Kaifeng & Yuan, Kun & Teng, Xianliang, “Tie-Line Bias Control Applicability to Load Frequency Control for Multi-Area Interconnected Power Systems of Complex Topology,” *Energies*, vol.10 , pp.78, 2017.
- [22]. Surbhi Pande, Roohi Kansal, “Load Frequency Control of Multi Area System using Integral Fuzzy Controller,” *International Journal of Scientific & Technology Research* Volume 9, pp.59-64, June 2015.
- [23]. Abdelmoumène Delassi, Salem Arif, Lakhdar Mokrani, “Load frequency control problem in interconnected power systems using robust fractional PID controller,” *Ain Shams Engineering Journal*, vol.9, no.1, pp.77-88, March 2018.
- [24]. F. U. A. Ahammad and S. Mandal, “Robust load frequency control in multi-area power system: An LMI approach,” *2016 IEEE First International Conference on Control, Measurement and Instrumentation (CMI)*, Kolkata, pp. 136-140, 2016
- [25]. Taher, S. A., Fini, M. H., & Aliabadi, S. F, “Fractional order PID controller design for LFC in electric power systems using imperialist competitive algorithm,” *Ain Shams Engineering Journal*, 5(1), 121-135, 2014.

Áp dụng kỹ thuật Backstepping cho ổ từ dọc trục cấu trúc nguyên khối một bậc tự do

Application of Backstepping control technique to Non-laminated active magnetic thrust bearings of one degree of freedom

Lê Ngọc Hội^{1,2}, Nguyễn Quang Địch¹, Lê Đức Thịnh¹, Nguyễn Tùng Lâm^{1,*}

¹Đại học Bách khoa Hà Nội

²Đại học Công Nghiệp TP. Hồ Chí Minh

*Corresponding author E-mail: lam.nguyentung@hust.edu.vn

Abstract

This paper proposes the backstepping technique for 1 DOF non-laminated active magnetic thrust bearings (1 pair of magnetic poles) in which the mathematical model contains fractional order derivative components, this is the influence quantity of the eddy current. The purpose of the problem is to control the setting value of the thrust disk to reach the desired position. First, the mathematical model of non-laminated active magnetic thrust bearings in the form of a fractional order derivative component is introduced. To obtain the stability of the control object, the Lyapunov function is selected to have a positive value, and the control current is chosen so that the fractional derivative of the Lyapunov function is negative to verify the performance of the non-laminated active magnetic thrust bearings using backstepping control technique, a simulation structure was performed on MatlabSimulink software. The results show that non-laminated active magnetic thrust bearings stabilize the actual state variable values and reach the desired set value in a very short time.

Keywords: Backstepping Control, Fractional Order Differentiation, Non-laminated, Lyapunov function, Eddy current.

Các từ viết tắt

fa	Đạo hàm bậc phân số (fractional order) của a
Điều khiển Backstepping	BSC
SMC	Điều khiển trượt
PID	Proportional Integral Derivative
FBL	bộ điều khiển bù phi tuyến

Tóm tắt

Bài báo này đề xuất kỹ thuật điều khiển Backstepping cho ổ từ dọc trục cấu trúc nguyên khối một bậc tự do (1 cặp cực từ) trong đó mô hình toán học có chứa thành phần đạo hàm cấp phân số, đây là đại lượng ảnh hưởng của dòng xoáy. Mục đích của bài toán là điều khiển cho giá trị đặt của đĩa quay đạt được vị trí mong muốn. Đầu tiên, mô hình động học của ổ từ một bậc tự do cấu trúc nguyên khối dạng hệ phương trình trạng thái mà động lực học có chứa thành phần đạo hàm cấp phân số được giới thiệu. Để thỏa mãn tính ổn định của đối tượng điều khiển hàm Lyapunov được chọn có giá trị dương và dòng điều khiển được chọn sao cho đạo hàm cấp phân số của hàm Lyapunov xác định âm. Để kiểm chứng khả năng làm việc của ổ từ cấu tạo nguyên khối đối với BSC, một cấu trúc mô phỏng được thực hiện trên phần mềm MatlabSimulink.

Kết quả cho thấy ổ từ làm việc ổn định giá trị các biến trạng thái thực tế bám và ổn định theo giá trị đặt mong muốn trong thời gian rất ngắn.

1. Giới thiệu

Ổ đỡ từ chủ động là thiết bị cơ điện sử dụng lực từ trường để nâng rotor hoặc để giữ rotor ở vị trí chính giữa trong khe hở không khí mà không có tiếp xúc cơ học. Vì vậy hệ thống không có ma sát hoặc mài mòn, nó không cần bôi trơn. Ngoài ra, ổ đỡ từ không gây ô nhiễm môi trường, có tuổi thọ làm việc lâu dài và có thể được ứng dụng rộng rãi trong hàng không vũ trụ, năng lượng, giao thông vận tải và các lĩnh vực công nghệ cao khác, cũng như trong các máy công cụ siêu chính xác tốc độ cao [1]–[3].

Mạch từ (stator và rotor) của ổ đỡ từ thường được ghép bằng các lá thép kỹ thuật để giảm tổn hao dòng xoáy khi có từ thông biến thiên trong vật liệu sắt từ. Tuy nhiên, đối với ổ từ dọc trục trong một số ứng dụng các cơ cấu chấp hành thường cấu tạo nguyên khối. Đặc biệt, do yêu cầu về độ bền cơ học và chi phí nên đĩa quay của ổ từ dọc trục thường được cấu tạo nguyên khối. Trong các ứng dụng của ổ đỡ từ cấu tạo nguyên khối hoạt động khi cấp dòng điện một chiều (DC) thay đổi theo thời gian vào hai đầu cuộn dây, dòng xoáy sẽ ảnh hưởng sâu sắc đến hoạt động của cơ cấu chấp hành và phải được xem xét trong mô hình hóa hệ thống và thiết kế bộ điều khiển. Được bắt đầu từ đầu những năm 1990, BSC là một phương pháp thiết kế bộ điều khiển ổn định theo tiêu chuẩn Lyapunov cho

các hệ phi tuyến có dạng truyền ngược chặt. Bằng phương pháp truy hồi, ta sẽ tìm được hàm điều khiển Lyapunov của hệ đã cho từ các hàm điều khiển Lyapunov của các hệ con bên trong. Để hệ thống ổn định theo tiêu chuẩn Lyapunov hàm Lyapunov xác định dương và đạo hàm của nó xác định âm.

Một hệ thống có thể đưa ra dưới dạng một mô hình toán học dạng đạo hàm bậc số nguyên, hoặc hệ thống có thể được về dạng mô hình toán học dạng đạo hàm bậc phân số. Ở từ dọc trục cấu trúc xếp lớp động lực học được đưa về dạng đạo hàm cấp số nguyên, trong đó ở từ cấu trúc nguyên khối động lực học được đưa về dạng đạo hàm cấp phân số. Việc có các kỹ thuật và công cụ cần thiết cho những trường hợp mà mô hình toán học có dạng đạo hàm bậc phân số mới được phát triển trong những năm gần đây trở thành một vấn đề quan trọng. Tuy nhiên phương pháp điều khiển theo kỹ thuật backstepping được áp dụng cho đối tượng thông thường mà mô hình toán học chứa đạo hàm bậc số nguyên là khá nhiều, trong đó điều khiển cho đối tượng mà mô hình toán học có chứa đạo hàm bậc phân số là rất ít công trình nghiên cứu đã công bố.

Mặc dù BSC đã áp dụng cho ở từ thông thường khi stator và rotor được cấu tạo bởi các lá thép kỹ thuật mỏng ghép lại trong đó động lực học có chứa thành phần đạo hàm cấp số nguyên đã được áp dụng rất nhiều. Nhưng đối với ở từ cấu tạo nguyên khối [4]-[9], [15], trong đó động lực học có chứa thành phần đạo hàm cấp phân số chưa có công trình nào nghiên cứu về điều khiển phi tuyến nói chung và điều khiển backstepping nói riêng được công bố. Các tác giả chỉ áp dụng phương pháp điều khiển kinh điển trên miền tần số như PID, FOPID [4], FBL [4] FBL-PID [4]. Đặc biệt vấn đề điều khiển cho những đối tượng mà động lực học có chứa đạo hàm cấp phân số là một vấn đề mới, chỉ phát triển trong vòng 1 thập kỷ vừa qua. Do đó việc nghiên cứu phương pháp điều khiển backstepping cho ở từ cấu tạo nguyên khối để hoàn thiện và nâng cao chất lượng điều khiển cho ở từ cấu tạo nguyên khối là vấn đề mới và cần thiết. Bài báo này tập trung vào việc điều chỉnh kỹ thuật điều khiển backstepping đối với ở từ dọc trục cấu trúc nguyên khối mà động lực có dạng đạo hàm bậc phân số.

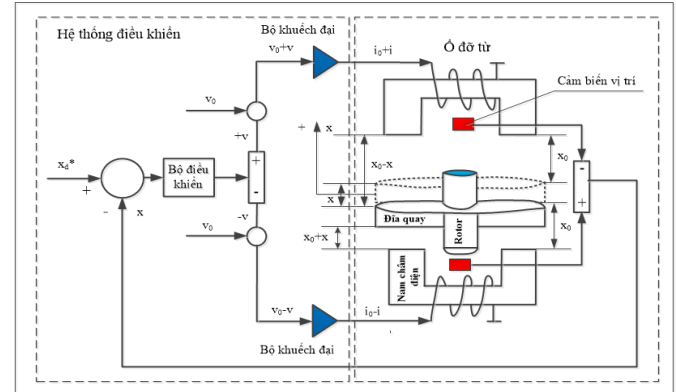
Tóm lại trong bài báo này tác giả đã đưa ra một số đóng góp mới như sau:

- i) Mô hình toán học của ở từ cấu trúc nguyên khối dạng hệ phương trình trạng thái trên miền thời gian đã được trình bày.
- ii) Kết luận một hệ thống mà mô hình toán học có chứa đạo hàm bậc phân số ổn định khi giá trị của hàm Lyapunov xác định dương, đạo hàm cấp phân số của nó xác định âm trình bày.
- iii) BSC đã được áp dụng cho ở từ dọc trục cấu trúc nguyên khối trong đó mô hình toán học có chứa thành phần cấp phân số.

Bài báo này được tổ chức như sau: Phần 2 mô tả ngắn gọn mô hình toán học dạng hệ phương trình trạng thái trên miền thời gian của ở từ một bậc tự do cấu trúc nguyên khối, phần 3 mô tả cơ sở về phép đạo hàm tích phân bậc phân số. Trong phần 4. Quy trình áp dụng BSC cho ở từ dọc trục cấu trúc nguyên khối trong đó mô hình toán học có chứa đạo hàm bậc phân số được mô tả chi tiết. Kết quả mô phỏng của bộ điều khiển cho ở từ một bậc tự do cấu tạo nguyên khối được cung cấp để chứng minh chất lượng phương pháp BSC được đề xuất trong phần 5. Kết luận được rút ra trong phần 6.

2. Mô hình toán học

Cấu trúc hệ thống điều khiển của ở từ cấu trúc nguyên khối một cặp cực từ được thể hiện như hình 1 gồm: một đĩa quay có cấu trúc nguyên khối được treo tự do tại một khoảng cách mong muốn x_0 bởi 2 nam châm điện từ hình C cũng có cấu trúc nguyên khối.



Hình 1. Cấu trúc hệ thống điều khiển 1 cặp cực từ hình C cấu tạo nguyên khối

Theo [15] động lực học trên miền thời gian của một cặp cực từ có cấu trúc nguyên khối được thể hiện theo (1)

$$\frac{d^{5/2}x}{dt^{5/2}} = f(x) + g(x)i + d(x) \quad (1)$$

Trong đó:

$$f(x) = \frac{2K_x R^0}{mk} x - \frac{CR^0}{mk} \frac{dx}{dt} - \frac{C}{m} \frac{d^{3/2}x}{dt^{3/2}} - \frac{R^0}{k} \frac{d^2x}{dt^2} - \frac{R^0 g}{k}$$

$$g(x) = \frac{2K_i R^0}{mk}, \quad C \text{ là hệ số giảm chấn của đĩa quay [14], } m$$

là khối lượng của đĩa quay, $l_i = 2h + 2c$ là chiều dài đường từ trường của sắt từ, k được xác định như (2) là hệ số biểu thị ảnh hưởng dòng xoáy trong ở từ cấu trúc nguyên khối.

$$k = \left[\frac{l_i}{4(a+b)} + \frac{b}{3a} - \frac{16b^2}{\pi^5 a^2} \tanh\left(\frac{\pi a}{2b}\right) \right] \sqrt{\frac{\sigma}{\mu_r \mu_0}} \quad (2)$$

$$R^0 = \frac{1}{\mu_0 A} \left(2z_0 + \frac{l_i}{\mu_r} \right) \text{ là tổng từ trở tĩnh.}$$

$$K_i = \frac{2N^2 i_0}{\mu_0 A (R^0)^2} \text{ là hệ số tỉ lệ với dòng điện.}$$

$$K_x = \frac{1}{(R^0)^3} \left(\frac{2Ni_0}{\mu_0 A} \right)^2 \text{ là hệ số tỉ lệ với độ dịch chuyển.}$$

f_x là nhiễu tải bên ngoài.

$$d(x) = \frac{1}{m} \frac{d^{1/2}(f_x)}{dt^{1/2}} + \frac{R^0 f_x}{km} \text{ là tổng nhiễu tải bên ngoài.}$$

Từ (1) đặt:

$$\left\{ \begin{array}{l} x_1 = x \\ \frac{d^{1/2}x_1}{dt^{1/2}} = x_2 \\ \frac{d^{1/2}x_2}{dt^{1/2}} = x_3 \\ \frac{d^{1/2}x_3}{dt^{1/2}} = x_4 \\ \frac{d^{1/2}x_4}{dt^{1/2}} = x_5 \\ \frac{d^{1/2}x_5}{dt^{1/2}} = f(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5) + g(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5)i + d(x) \end{array} \right. \quad (3)$$

Trong đó:

$$f(x_1, \dots, x_5) = \frac{2K_x R^o}{mk} x_1 + 0x_2 - \frac{CR^o}{mk} x_3 - \frac{C}{m} x_4 - \frac{R^o}{k} x_5 - \frac{R^o g}{k}$$

$$g(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5) = \frac{2K_i R^o}{mk}. \text{ Khi bỏ qua nhiễu tải bên ngoài}$$

(3) trở thành:

$$\frac{d^{1/2}x_5}{dt^{1/2}} = f(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5) + g(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5)i \quad (4)$$

Vậy (3) là động lực học tuyến tính tổng quát trên miền thời gian viết dưới dạng hệ phương trình trạng thái của ô từ đọc trực (1 cặp cực từ) cấu trúc nguyên khối. Có thể nhận thấy (3) là hệ phương trình trạng thái dạng hệ phi tuyến có dạng truyền ngược chặt

3. Cơ sở toán học về phép đạo hàm tích phân bậc phân số

3.1 Tích phân bậc phân số của Riemann-Liouville

Theo [13] Định nghĩa của Riemann-Liouville về phép tích phân bậc phân số được xác định như (5)

$${}_a I^\alpha [f(t)]_t^{RL} = \int_a^t \frac{(t-\tau)^{\alpha-1}}{\Gamma(\alpha)} f(\tau) d\tau \quad (5)$$

Trong đó: a cận dưới của tích phân bậc phân số, α là bậc của tích phân phân số.

$$\Gamma(\beta) = (x-1)\Gamma(x-1) \int_0^\infty e^{-t} t^{\beta-1} dt \text{ là hàm Gamma}$$

$B(p, q)$ là hàm chức năng beta.

Theo [13] khi $f(t) = y_1(x) = x^v$, tích phân bậc phân số của $y_1(x)$ là:

$$\begin{aligned} {}_0 I^\alpha [y_1(x)]_t^{RL} &= \int_0^x \frac{(x-\xi)^{\alpha-1}}{\Gamma(\alpha)} \xi^v d\xi \\ &= \frac{x^{\alpha+v}}{\Gamma(\alpha)} B(\alpha, v+1) \\ &= \frac{\Gamma(v+1)}{\Gamma(\alpha+v+1)} x^{\alpha+v} \end{aligned} \quad (6)$$

3.2 Đạo hàm bậc phân số của Caputo

Theo [13] Định nghĩa của Caputo's về phép đạo hàm bậc phân số được xác định như (7).

$${}_a D^\beta [y_1(x)]_x^C = \int_a^x \frac{(x-\tau)^{n-\beta-1}}{\Gamma(n-\beta)} \left(\frac{d^n}{d\tau^n} \tau^v \right) d\tau \quad (7)$$

Trong β là bậc của đạo hàm phân số, a cận dưới của tích phân phân số.

Tính chất của phép đạo hàm bậc phân số:

Khi bậc phân số $\beta = 0$ khi đó:

$${}_a D^0 f(t) = f(t) \quad (8)$$

Phép đạo hàm cấp phân số có tính tuyến tính, với b, c là hằng số:

$${}_a D^\beta (bf(t) + cg(t)) = b {}_a D^\beta f(t) + c {}_a D^\beta g(t) \quad (9)$$

Đối với các toán tử bậc phân số với $\alpha > 0, \beta > 0$, phép đạo hàm bậc phân số của $f(t)$ có quy luật cộng của số mũ:

$${}_a D^\beta ({}_a D^\alpha f(t)) = {}_a D^{\alpha+\beta} f(t) \quad (10)$$

Xem xét $a_k, b_k \in \mathfrak{R}$, $\alpha_k, \beta_k \in \mathfrak{R}^+$ một phương trình đạo hàm bậc phân số được định nghĩa như sau [12]:

$$(a_n D^{\alpha_n} + a_{n-1} D^{\alpha_{n-1}} + \dots + a_0) y(t) = (b_m D^{\beta_m} + \dots + b_0) u(t) \quad (11)$$

Với giả thiết rằng tất cả các điều kiện ban đầu đều bằng không, từ đó hàm truyền được xác định như sau [13]:

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{b_m s^{\beta_m} + b_{m-1} s^{\beta_{m-1}} + \dots + b_0}{a_n s^{\alpha_n} + a_{n-1} s^{\alpha_{n-1}} + \dots + a_0} \quad (12)$$

Theo [13] khi $f(t) = y_1(x) = x^v$, đạo hàm cấp phân số của $y_1(x)$ là:

$$\begin{aligned} {}_0 D^\beta [y_1(x)]_x^C &= \int_0^x \frac{(x-\xi)^{n-\beta-1}}{\Gamma(n-\beta)} \left(\frac{d^n}{d\xi^n} \xi^v \right) d\xi \\ &= \frac{\Gamma(v+1)}{\Gamma(v-n+1)} \frac{\Gamma(v-n+1)}{\Gamma(n-\beta+v-n+1)} x^{n-\beta+v-n} \\ &= \frac{\Gamma(v+1)}{\Gamma(v-\beta+1)} x^{\alpha+v} \end{aligned} \quad (13)$$

Định lý 1:

Theo [12] định lý được phát biểu như sau:

Đặt z là biến và chọn hàm Lyapunov được cho bởi (14):

$$V = \frac{1}{2} z^2 \quad (14)$$

Nếu $z z^q < 0$ và $0 < q < 1 \rightarrow z z^q < 0$ thỏa mãn.

Định lý 2:

Theo [13] định lý được phát biểu như sau:

Giả sử rằng cả hai hàm $f(u)$ và $u(x)$ có đạo hàm bậc phân số bậc q lần lượt theo u và x . Quy luật Chain của đạo hàm phân số được mô tả bởi phương trình sau:

$$\frac{\partial^q f(u(x))}{\partial x^q} = \Gamma(2-q) u^{q-1} \frac{\partial^q f(u)}{\partial^q u} \frac{\partial^q u(x)}{\partial^q x} \quad (15)$$

Định lý 3:

Cũng theo [13] định lý được phát biểu như sau:

Nếu quy luật Chain của đạo hàm phân số thỏa mãn bởi (15) và nếu $V(x)$, $x(t)$, và Λ được cho bởi:

$$V(x) = x^T \Lambda x$$

$$x(t) = [x_1(t) \quad x_2(t) \quad \dots \quad x_n(t)] \quad (16)$$

$$\Lambda = \text{diag}[\lambda_1 \quad \lambda_2 \quad \dots \quad \lambda_n]$$

Đạo hàm phân số bậc q theo thời gian t có thể viết như sau:

$$\frac{d^q V(x)}{dt^q} = \frac{2}{2-q} x^T \Lambda \frac{\partial^q x}{\partial t^q} = \frac{2}{2-q} \frac{\partial^q x}{\partial t^q} \Lambda x \quad (17)$$

Kết luận: Áp dụng định lý 2 và 3 cho hàm $V = \frac{1}{2} z^2$, từ đó

đạo hàm bậc phân số q của $V(z)$ là $\frac{d^q V}{dt^q} = \frac{2}{2-q} z \frac{d^q z}{dt^q}$,

$0 < q < 1$, từ đó áp dụng định lý 1 và theo tính chất ổn định của hàm Lyapunov trong bài báo này tác giả mạnh dạn đưa ra được định lý được phát như sau:

Nếu hàm Lyapunov V thỏa mãn định lý 1, 2, 3 và có đạo hàm bậc phân số của V : $\frac{d^q V}{dt^q} < 0 \rightarrow \dot{V} = z_1 \dot{z}_1 < 0 \rightarrow$ Hệ thống điều khiển ổn định theo định lý Lyapunov

4. Kỹ thuật Backstepping cho ổ từ cấu trúc nguyên khối

Đặt z_1, z_2, z_3, z_4 và z_5 là sai lệch giữa giá thực và giá đặt được xác định như sau:

Trong đó:

z_1 là sai lệch giữa độ dịch chuyển thực của đĩa quay và giá trị đặt tương ứng.

z_3 là sai lệch giữa vận tốc thực của đĩa quay và giá trị đặt.

z_5 là sai lệch giữa gia tốc thực của đĩa quay và giá trị đặt.

$$\begin{aligned} z_1 &= x_1 - r_1 - A_1 \\ z_2 &= x_2 - r_2 - A_2 \\ z_3 &= x_3 - r_3 - A_3 \\ z_4 &= x_4 - r_4 - A_4 \\ z_5 &= x_5 - r_5 - A_5 \end{aligned} \quad (18)$$

Trong đó: $A_1 = 0$.

Chọn hàm Lyapunov có dạng như sau:

$$V = \frac{1}{2} (z_1^2 + z_2^2 + z_3^2 + z_4^2 + z_5^2) \quad (19)$$

Từ đó áp dụng định lý 2 và 3 tính được:

$$\frac{d^{1/2} V}{dt^{1/2}} = \frac{2}{3} (z_1 z_1^{f/2} + z_2 z_2^{f/2} + z_3 z_3^{f/2} + z_4 z_4^{f/2} + z_5 z_5^{f/2}) \quad (20)$$

Bước 1: Xét $V_1 = z_1 z_1^{f/2}$:

$$V_1 = z_1 (x_1^{f/2} - r_1^{f/2}) = z_1 (x_2 - r_2) = z_1 (z_2 + A_2) \quad (21)$$

Bước 2: Với $k_1 > 0$, chọn $A_2 = -k_1 z_1$, từ đó suy ra:

$$\begin{aligned} V_1 &= -k_1 z_1^2 + z_1 z_2 \\ A_2^{f/2} &= -k_1 z_1^{f/2} = -k_1 (z_2 + A_2) \end{aligned} \quad (22)$$

Bước 3: Tương tự xét $V_2 = z_1 z_1^{f/2} + z_2 z_2^{f/2}$:

$$V_2 = -k_1 z_1^2 + z_2 (z_3 + A_3 - A_2^{f/2} + z_1) \quad (23)$$

Chọn

$$A_3 = -k_2 z_2 + A_2^{f/2} - z_1 \quad (24)$$

$$\rightarrow V_2 = -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 + z_2 z_3 \quad (25)$$

$$\begin{aligned} A_3^{f/2} &= -k_2 z_2^{f/2} + A_2^{f/2} - z_1^{f/2} \\ &= -(k_1 + k_2)(z_3 + A_3) - (z_2 + A_2) + k_2 A_2^{f/2} \end{aligned}$$

Bước 4: Tương tự xét $V_3 = z_1 z_1^{f/2} + z_2 z_2^{f/2} + z_3 z_3^{f/2}$:

$$\begin{aligned} V_3 &= -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 + z_2 z_3 + z_3 z_3^{f/2} \\ &= -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 + z_3 (z_2 + x_3^{f/2} - r_3^{f/2} - A_3^{f/2}) \\ &= -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 + z_3 (z_4 + A_4 - A_3^{f/2} + z_2) \end{aligned} \quad (26)$$

Chọn

$$A_4 = -k_3 z_3 + A_3^{f/2} - z_2 \quad (27)$$

Từ đó suy ra:

$$\begin{aligned} V_3 &= -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 - k_3 z_3^2 + z_3 z_4 \\ A_4^{f/2} &= -k_3 z_3^{f/2} + A_3^{f/2} - z_2^{f/2} = -(k_1 + k_2 + k_3)(z_4 + A_4) \\ &\quad - (2 + k_1 k_2)(z_3 + A_3) + A_2^{f/2} + k_3 A_3^{f/2} \end{aligned} \quad (28)$$

Bước 5: Tương tự xét $V_4 = z_1 z_1^{f/2} + z_2 z_2^{f/2} + z_3 z_3^{f/2} + z_4 z_4^{f/2}$:

$$\begin{aligned} V_4 &= -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 - k_3 z_3^2 + z_3 z_4 + z_4 z_4^{f/2} \\ &= -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 - k_3 z_3^2 + z_4 (z_5 + A_5 - A_4^{f/2} + z_3) \end{aligned} \quad (29)$$

Chọn:

$$A_5 = -k_4 z_4 + A_4^{f/2} - z_3 \quad (30)$$

Khi đó:

$$\begin{aligned} V_4 &= -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 - k_3 z_3^2 - k_4 z_4^2 + z_4 z_5 \\ A_5^{f/2} &= -k_4 z_4^{f/2} + A_4^{f/2} - z_3^{f/2} = -(k_1 + k_2 + k_3 + k_4)(z_5 + A_5) \\ &\quad - (k_1 k_2 + k_1 k_3 + k_2 k_3 + 3)(z_4 + A_4) - (k_1 + k_2 k_3 + k_3)(z_3 + A_3) + A_3^{f/2} + k_4 A_4^{f/2} \end{aligned} \quad (31)$$

Bước 6: Tương tự xét:

$$\begin{aligned} V_5 &= z_1 z_1^{f/2} + z_2 z_2^{f/2} + z_3 z_3^{f/2} + z_4 z_4^{f/2} + z_5 z_5^{f/2} \\ &= -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 - k_3 z_3^2 - k_4 z_4^2 + z_4 z_5 + z_5 z_5^{f/2} \\ &= -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 - k_3 z_3^2 - k_4 z_4^2 + z_5 (f(x) + g(x)i - r_5^{f/2} - A_5^{f/2}) \end{aligned} \quad (32)$$

Chọn $f(x) + g(x)i - r_5^{f/2} - A_5^{f/2} = -k_5 z_5$ sao cho đạo hàm của hàm Lyapunov xác định âm.

$$\rightarrow i_{uk} = \frac{1}{g(x)} (-f(x) + r_5^{f/2} + A_5^{f/2} - z_4 - k_5 z_5) \quad (33)$$

Thay $f(x) + g(x)i - r_5^{f/2} - A_5^{f/2} = -k_5 z_5$ vào (32) ta được:

$$\begin{aligned} V_5 &= -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 - k_3 z_3^2 - k_4 z_4^2 - k_5 z_5^2 \\ \rightarrow \frac{d^{1/2} V}{dt^{1/2}} &= \frac{3}{2} (z_1 z_1^{f/2} + z_2 z_2^{f/2} + z_3 z_3^{f/2} + z_4 z_4^{f/2} + z_5 z_5^{f/2}) \\ &= \frac{3}{2} (-k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 - k_3 z_3^2 - k_4 z_4^2 - k_5 z_5^2) < 0 \end{aligned} \quad (34)$$

với $k_1 > 0, k_2 > 0, k_3 > 0, k_4 > 0, k_5 > 0$,

$$\rightarrow \dot{V} = z_1 \dot{z}_1 + z_2 \dot{z}_2 + z_3 \dot{z}_3 + z_4 \dot{z}_4 + z_5 \dot{z}_5 < 0 \quad (35)$$

Do đó có thể khẳng định hệ thống ổn định.

5. Mô phỏng

Các thông số trong mô phỏng cho ổ đỡ từ (1 cặp cực) cấu trúc nguyên khối 1 bậc tự do được chọn và tính toán kết quả như bảng 1:

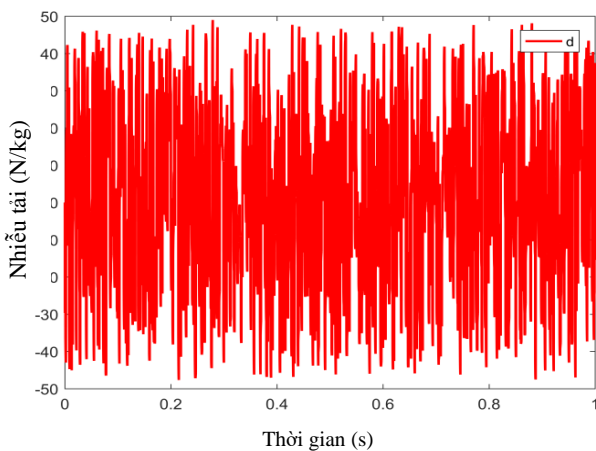
Bảng 1: Các thông số của ổ đỡ từ để mô phỏng

Mô tả thông số	Ký hiệu	Giá trị
1/2 chiều cao của cực từ	a	7.5 mm
1/2 chiều rộng của cực từ	b	2.5 mm
Chiều dài stator (hình 1)	c	20 mm
Chiều dài đĩa quay (hình 1)	h	30 mm
Độ dẫn điện của sắt	σ	2.5×10^6 S/m
Độ từ thẩm tương đối	μ_r	5000
Độ từ thẩm chân không	μ_o	$4\pi \times 10^{-7}$ T.m/A
Khối lượng đĩa quay cân bằng	m	2.25 kg
Khe hở không khí giữa stator và đĩa quay	x_o	0.2mm
Số vòng dây	N	1200 Vòng
Dòng điện danh định	i_o	0.2 A
Diện tích mặt cắt ngang cực từ	A	75×10^{-6} m ²
Dòng điện tối đa trên cực từ	i_{max}	0.5A
Tổng từ trở tĩnh	R^0	4.4563×10^6 A/Wb
Hệ số tỉ lệ với dòng điện	K_i	307.7479 N/A
Hệ số tỉ lệ với độ dịch chuyển	K_x	2.9309×10^5 N/m
Hệ số giảm chấn của đĩa quay	C	0.01
Hệ số dòng xoáy	K	5.1619×10^4 A/Wb

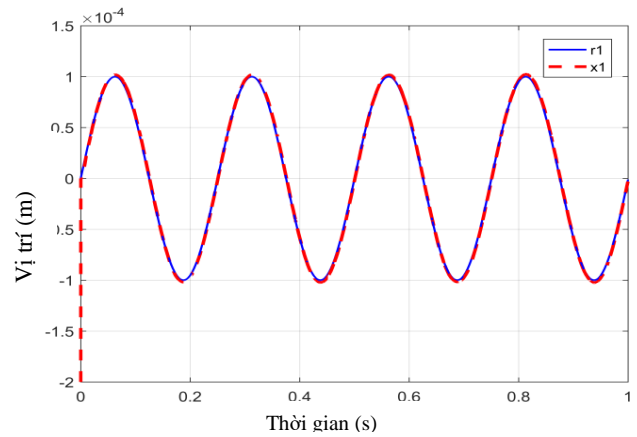
Để phản ánh được độ hiệu quả của hệ thống điều khiển đề xuất, thí nghiệm được mô phỏng trong thời gian 1s để đưa đĩa quay từ vị trí dưới cùng ($x = -0.2mm$) lên giá trị đặt mong muốn có dạng hàm điều hòa $r = 0.0001\sin(8\pi t)$, khi có nhiễu tải bên ngoài có dạng nhiễu Uniform Random có giá trị $f_{xMin} = -1$, $f_{xMax} = 1$ và có tham số bất định của mô hình: $\Delta f(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5) + \Delta g(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5)i = x_1 + 0.2x_2 + 0.3x_3 + 0.4x_4 + 0.5x_5 + 0.5i$

tác động vào đĩa quay ngay từ lúc khởi động ($t=0$). Chọn các hệ số $k_1=10, k_2=10, k_3=10, k_4=70$ và $k_5=70$.

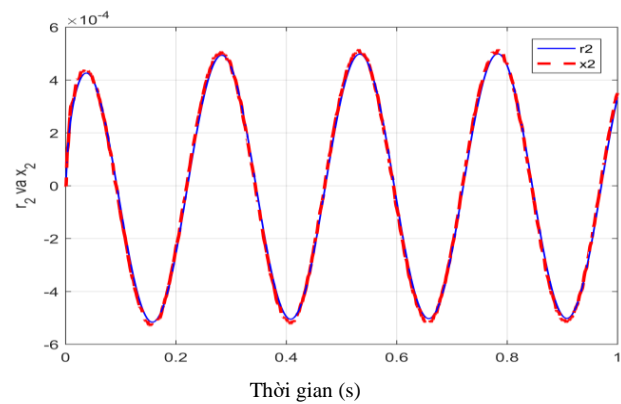
Kết quả mô phỏng được thể hiện trên hình 2-8.



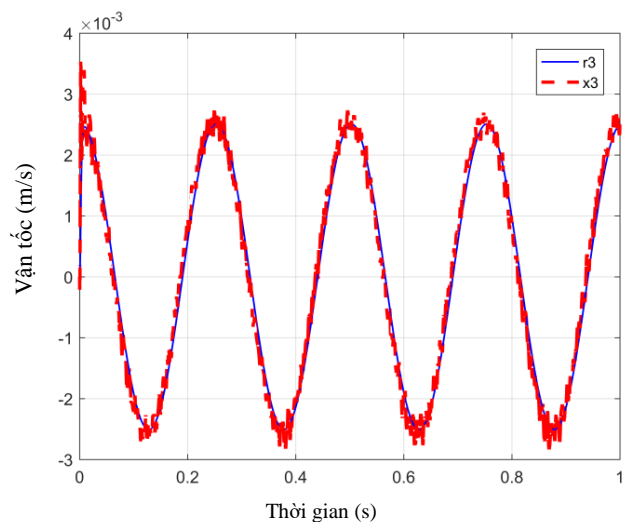
Hình 2. Nhiễu tải bên ngoài tác động vào đĩa quay



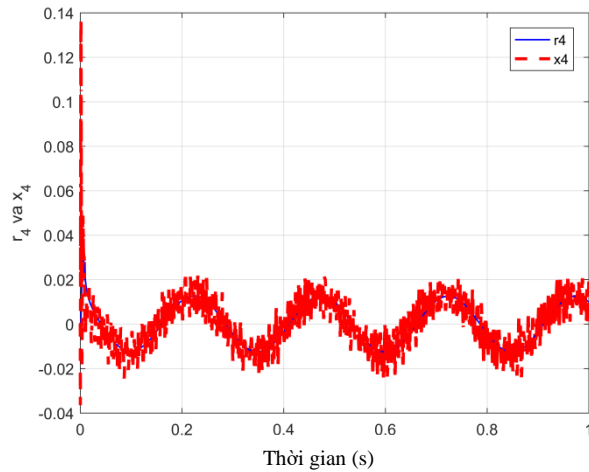
Hình 3. Vị trí của đĩa quay x và giá trị đặt r



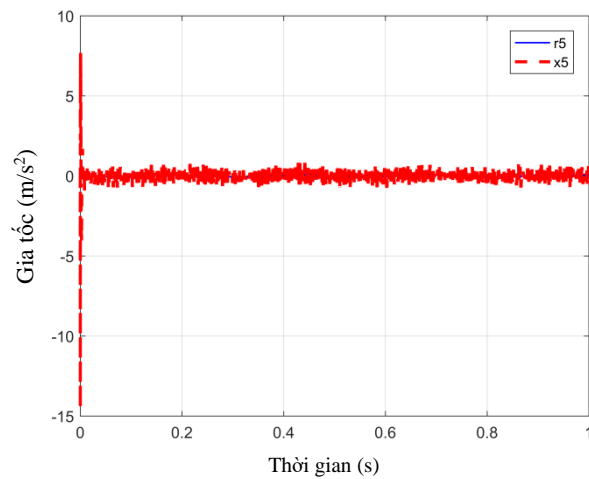
Hình 4. Biến trạng thái $x_2 = \frac{d^{1/2}x}{dt^{1/2}}$ và giá trị đặt $r_2 = \frac{d^{1/2}r}{dt^{1/2}}$



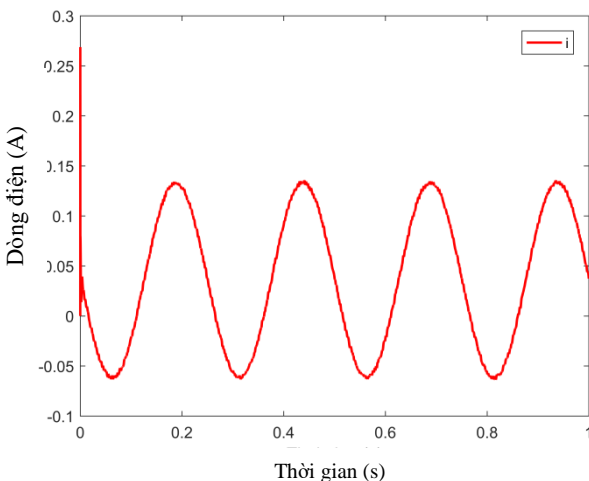
Hình 5. Vận tốc của đĩa quay x_3 và giá trị đặt r_3



Hình 6. Biến trạng thái $x_4 = \frac{d^{3/2}x}{dt^{3/2}}$ và giá trị đặt $r_4 = \frac{d^{3/2}r}{dt^{3/2}}$



Hình 7. Gia tốc của đĩa quay x_5 và giá trị đặt r_5



Hình 8: Dòng điện điều khiển cho đối tượng

Kết quả trên hình 2-8 cho thấy:

Khi khởi động ban đầu đĩa quay bám và ổn định tại giá trị đặt rất nhanh, chỉ mất 0.01s để đưa đĩa quay về vị trí đặt mà không có độ vọt lố. Trong đó vận tốc mất 0.03s, gia tốc mất 0.02s để đạt trạng thái ổn định.

Do nhiễu tải có dạng ngẫu nhiên có giá trị cực đại gần 1N nên mặc dù trong suốt quá trình làm việc đĩa quay bám giá trị đặt khá chính xác (Hình 3), nhiễu do tham số bất định của mô hình được thêm vào tại thời điểm ($t=0$) có giá trị không đáng kể nên cũng không ảnh hưởng đến chất lượng làm việc của ổ từ, nhưng vận tốc và gia tốc có sự dao động quanh giá trị đặt trong suốt quá trình có nhiễu tác động, trong khi đó dòng điện cũng có sự giao động trong suốt quá trình có nhiễu tác động vào tuy nhiên mức độ khá nhỏ (Hình 5 và 7). Khi nhiễu càng lớn thì mức độ dao động quanh giá trị đặt của đáp ứng vị trí, vận tốc, gia tốc, dòng điều khiển càng lớn. Có thể nhận thấy tất cả 5 biến trạng thái thì chỉ có đáp ứng vị trí x là bám giá trị đặt tốt nhất khi có nhiễu tác động, các biến trạng thái khác như x_2 vận tốc (x_3), x_4 , gia tốc (x_5) đều dao động quanh giá trị đặt. Đặc biệt là x_3 , x_4 , và x_5 .

6. Kết luận

Bài báo này đã triển khai thành công kỹ thuật backstepping cho ổ từ dọc trục cấu trúc nguyên khối trong đó động lực học có chứa thành phần đạo hàm bậc phân số và ảnh hưởng dòng xoáy. Kết quả mô phỏng cho thấy vị trí đĩa quay bám vị trí đặt mong muốn trong khoảng thời gian rất ngắn, vận tốc và gia tốc ổn định bám theo giá trị đặt, không có độ vọt lố trong suốt quá trình hoạt động khi nhiễu tải bên ngoài có giá trị nhỏ. Tuy nhiên, vì trong nghiên cứu này tác giả chưa đưa bộ ước lượng nhiễu, bù nhiễu và kháng nhiễu nên khi nhiễu tải bên ngoài có giá trị lớn theo thời gian thì đĩa quay không còn bám đúng như giá trị đặt, đặc biệt vận tốc và gia tốc có sự dao động quanh vị trí đặt quan sát thấy rất rõ ràng, chất lượng điều khiển kém dần, với nhược điểm này sẽ được khắc phục trong công trình được công bố trong thời gian sắp tới.

Tài liệu tham khảo

- [1] D. Johnson, G. V. Brown and D. J. Inman, "Adaptive variable bias magnetic bearing control" in Proceedings of the American Control Conference (ACC'98), vol.4, pp. 2217- 2223, June 1998.
- [2] H. W. Cho, C. H. Kim, J. M. Lee, and H. S. Han, "Design and characteristic analysis of small scale magnetic levitation and propulsion system for maglev train application," in *Proceedings of the International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS '11)*, pp. 1-5, August 2011.
- [3] J. Kaloust, C. Ham, J. Siehling, E. Jongekryg, and Q. Han, "Nonlinear robust control design for levitation and propulsion of a Maglev system," *IEE Proceedings—Control Theory and Applications*, vol. 151, no. 4, pp. 460-464, 2004.
- [4] Zackary W. Whitlow "Modeling and Control of Non-laminated Active Magnetic Thrust Bearings" In Partial Fulfillment of the requirements for the Degree Master of Science (Mechanical and Aerospace Engineering), December 2014.
- [5] L. Zhu, C. Knospe, and E. Maslen, "An analytical model of a nonlaminated cylindrical magnetic actuator including eddy currents," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 41, no. 4, pp. 1248-1258, Apr. 2005.
- [6] L. Zhu, C. Knospe, and E. Maslen, "Frequency domain modeling of non-laminated C-shaped magnetic actuators," in *Proc. 9th Int. Symp. Magn. Bearings*, Lexington, KY, Aug. 2004, pp. 1-6.

- [7] Lei Zhu, “Non-laminated Magnetic Actuators: Modeling and Performance Limitations”, A Dissertation Presented to the Faculty of the School of Engineering and Applied Science University of Virginia.2005.
- [8] Lei Zhu and Carl R. Knospe, *Senior Member, IEEE*, “Modeling of Non-laminated Electromagnetic Suspension Systems”, *IEEE/ASME TRANSACTIONS ON MECHATRONICS*, VOL. 15, NO. 1, FEBRUARY 2010
- [9] Carl R. Knospe, *Senior Member, IEEE*, and Lei Zhu, “Performance Limitations of Non-Laminated Magnetic Suspension Systems” *IEEE TRANSACTIONS ON CONTROL SYSTEMS TECHNOLOGY*, VOL. 19, NO. 2, MARCH 2011.
- [10] Hua, C., Liu, P.X., Guan, X., (2009) “*Backstepping control for nonlinear systems with time delays and applications to chemical reactor systems*”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56, no.9, pp.3723-3732.
- [11] Madani, T., Benallegue, A. (2006) Backstepping sliding mode control applied to a miniature quadrotor flying robot. Proc. 32nd Annual Conf. on IEEE Industrial Electronics, pp.700-705, Nov. 6-10, Paris, France.
- [12] Mehmet Önder Efe “*Application of Backstepping Control Technique to Fractional Order Dynamic Systems*”, Department of Pilotage, University of Turkish Aeronautical Association, Akköprü, Ankara Turkey, e-mail: onderefe@ieee.org
- [13] Takahiro TAKAMATSU, and Hiromitsu OHMORI “*Sliding Mode Controller Design Based on Backstepping Technique for Fractional Order System*”, *SICE Journal of Control, Measurement, and System Integration*, Vol. 9, No. 4, pp. 151–157, July 2016.
- [14] Te-Jen Su¹, Tsung-Ying Li¹, Tung-Yeh Tsou¹, Van-Nam Giap¹ and Quang-Dich Nguyen² “*Proportional–integral derivative/fuzzy sliding mode control for suspension of active magnetic bearing system*”, *Advances in Mechanical Engineering* 2017, Vol. 9(12) 1–8. The Author(s)2017DOI:10.1177/1687814017736654journals.sagepub.com/home/ade.
- [15] Lê Ngọc Hội^{1,2}, Phạm Hữu Luân², Nguyễn Quang Địch¹, Nguyễn Tùng Lâm¹, “*Mô hình hóa ổ từ có cấu trúc nguyên khối*”, *Measurement, Control, and Automation*, Vol. 2 No. 2 No. 2 (2021): July-December 2021.

Điều khiển dự báo dựa vào điều chế vector không gian nhằm cân bằng điện áp trên các tụ và giảm thành phần sóng hài dòng điện vòng của bộ biến đổi MMC Predictive control based on space vector modulation for the purpose of capacitors voltage balancing and harmonic circulating current suppression of MMC

Trần Hùng Cường¹, Trần Trọng Minh², Phạm Việt Phương^{2*}

¹ Trường Đại học Thủy Lợi

² Đại học Bách khoa Hà Nội

* Corresponding author E-mail: phuong.phamviet@hust.edu.vn

Abstract

This paper proposes a predictive control algorithm based on space vector modulation method for the purpose of capacitors voltage balancing and harmonic circulating current suppression of MMC. The modulation methods are built on the basis of SVM for an MMC with the capability of achieving a voltage with unlimited number of levels at the AC side. The loop current circuit uses PI regulators and PR resonators to eliminate even-order harmonic components such as 2nd and 4th of the circulating current to retain only a DC component that transmits DC power. Predictive model browses all the residual status vectors, combined with the adjusted voltage from the circulating current to ensure the smallest deviation from the average voltage value established for the upper and lower branch of capacitors, on all three phases of the MMC. The voltage value on each capacitor in the branches is balanced with each other by a separate algorithm, these capacitors are inserted or ignored in each modulation cycle accordingly.

Keywords: Modular Multilevel Converter, MMC, SVM, MPC, Space Vector Modulation.

Chữ viết tắt

SVM	Space Vector Modulation
NVM	Space Vector Modulation
THD	Total Harmonic Distortion
MMC	Modular Multilevel Converter

Tóm tắt

Bài báo này đề xuất thuật toán điều khiển dự báo cho bộ biến đổi (BBĐ) MMC dựa vào điều chế vector không gian nhằm cân bằng điện áp trên các tụ một chiều và loại bỏ các thành phần sóng hài bậc cao của thành phần dòng điện vòng. Phương pháp điều chế được xây dựng trên cơ sở điều chế SVM cho nghịch lưu với số mức không hạn chế, áp dụng cho bộ biến đổi MMC. Mạch vòng dòng điện vòng sử dụng bộ điều chỉnh PI và các khâu cộng hưởng PR để loại bỏ các thành phần hài bậc chẵn thấp nhất như bậc 2 và bậc 4, chỉ giữ lại thành phần một chiều truyền công suất DC. Mô hình dự báo duyệt qua tất cả các vector trạng thái dư, kết hợp với điện áp hiệu chỉnh từ đầu ra bộ điều chỉnh dòng điện vòng để đảm bảo sai lệch nhỏ nhất so với giá trị điện áp trung bình xác lập đối với các tụ nhánh trên và nhánh dưới của cả ba pha trong BBĐ MMC. Giá trị điện áp trên mỗi tụ trong các nhánh được cân bằng với nhau nhờ một thuật toán riêng, sắp xếp và lựa chọn SM (Sub-module) được ghép vào hay bỏ qua trong mỗi chu kỳ điều chế một cách phù hợp. Mức độ hiệu quả và khả năng ứng dụng thực tế của thuật toán đưa ra được minh chứng bằng mô hình mô phỏng cho BBĐ MMC ba pha 13 mức, 12 SM trên mỗi pha.

1. Phần mở đầu

MMC là BBĐ đa mức với cấu trúc mạch lực được module hóa, có nhiều tiềm năng trong các ứng dụng ở dải điện áp cao, công suất lớn như: hệ thống truyền tải HVDC [1], hệ thống truyền động điện trung thế [2]. Khác với các cấu trúc BBĐ đa mức thông thường như cấu trúc cầu H nối tầng, cấu trúc BBĐ diode kẹp hay tụ tự do, BBĐ MMC sử dụng duy nhất một nguồn DC cấp nguồn cho các tụ điện của các module BBĐ thành phần để tạo ra điện áp với số mức bất kỳ ở phía xoay chiều. Do đó, BBĐ MMC có thể kết nối trực tiếp với lưới điện xoay chiều mà không cần phải sử dụng máy biến áp [3]. Sơ đồ cấu trúc và nguyên lý hoạt động của MMC đã được nghiên cứu và trình bày trong nhiều tài liệu tham khảo [1]-[7]. BBĐ MMC gồm có 2 nhánh chứa 2N các SM. Theo nguyên lý này, tại mỗi thời điểm trên mỗi nhánh của BBĐ MMC sẽ có N SM mắc nối tiếp với nhau cùng hoạt động dưới điện áp V_{DC} . Phân bố điện áp trên tụ DC của các SM là $v_C = V_{DC}/N$. Chênh lệch tổng điện áp giữa nhánh trên và nhánh dưới sẽ tạo ra điện áp v_{AC} có nhiều mức ở phía xoay chiều. Điều này tạo ra sự chênh lệch điện áp giữa các tụ DC của các SM [4], [6].

Do đó, việc cân bằng điện áp trên các tụ của từng SM trong mỗi pha và giữa các pha với nhau là một vấn đề cần phải được giải quyết. Khác với các BBĐ khác, trong MMC luôn tồn tại dòng điện vòng giữa nguồn V_{DC} qua nhánh trên và nhánh dưới [5], [6]. Do sự thay đổi tức thời số lượng các tụ DC trong mỗi chu kỳ sẽ sinh ra dòng điện vòng có chứa các thành phần sóng hài bậc cao, các thành phần này gây nên độ đập mạch cho điện áp trên các tụ DC [6]. Vì vậy biện pháp để suy giảm các thành

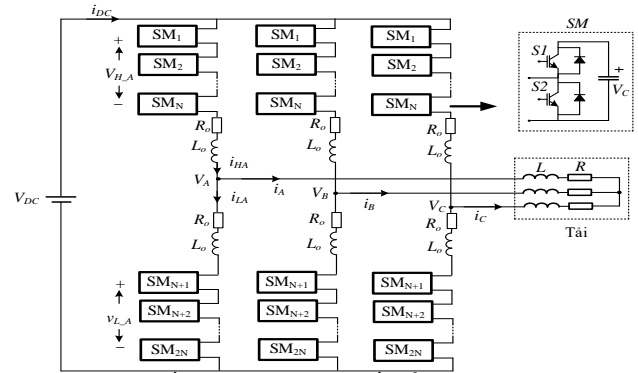
phần sóng hài trên dòng điện vòng cũng là một vấn đề đặt ra cho MMC. Theo tài liệu [8], phương pháp điều chế SVM có khả năng sắp đặt vị trí tối ưu của các vector trong một chu kỳ đóng cắt nhằm tối ưu hóa thành phần sóng hài, dạng điện áp ra cũng như đạt được số lần đóng cắt tối thiểu là những ưu việt của SVM so với phép điều chế khác [8].

Sau đây phương pháp điều chế SVM được xây dựng cho MMC với số mức bất kỳ như trong [8]. Phương pháp SVM áp dụng cho MMC ở đây với sự khác biệt là thuật toán xác định hệ số điều chế được sắp đặt sao cho có thể dễ dàng duyệt qua tất cả các vector trạng thái dư, một số các trạng thái dư được sử dụng trong thuật toán dự báo để chọn được chỉ số tối ưu cho mục tiêu cân bằng điện áp trên các tụ DC và kết hợp với suy giảm dòng điện vòng. Các tụ DC trong mỗi nhánh pha được cân bằng bởi thuật toán trong [8]. Nhờ cân bằng điện áp trên các tụ, thuật toán dự báo sẽ làm nhiệm vụ chính là cân bằng điện áp trên các tụ giữa các nhánh pha với nhau. Đối với dòng điện vòng nói chung đều cần có hệ điều khiển mạch vòng kín sử dụng bộ điều khiển PI với lượng đặt là thành phần dòng điện một chiều i_{DC} được xác định từ công suất trao đổi giữa phía DC và phía AC. Ngoài ra, hệ thống điều khiển được tích hợp các bộ điều chỉnh cộng hưởng PR được sử dụng để loại bỏ các thành phần hài bậc 2, 4... [3]. Có thể thấy rằng trao đổi công suất giữa DC và AC do các mạch vòng bên ngoài tác động nên ở đây bộ điều khiển chỉ cần tác động làm suy giảm các thành phần sóng hài trên dòng điện vòng. Vì vậy, trong bài báo này đề xuất phương pháp điều khiển chỉ cần dùng bộ lọc thông thấp để tách ra thành phần một chiều, còn lượng đặt cho mạch vòng điều khiển dòng điện vòng có giá trị mong muốn là 0. Thuật toán được áp dụng cho hệ thống BBD MMC có 13 mức điện áp phía đầu ra, quá trình mô phỏng và tính toán được sử dụng trên phần mềm Matlab/Simulink để kiểm chứng tính đúng đắn của thuật toán.

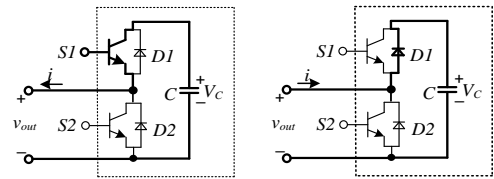
2. Cấu trúc và mô hình toán học bộ biến đổi MMC

Hình 1 là sơ đồ cấu trúc ba pha của BBD MMC. Mỗi pha của MMC bao gồm nhánh trên và nhánh dưới, mỗi nhánh gồm N các SM, nằm dưới điện áp một chiều chung V_{DC} . Một điện cảm L_o liên kết giữa nhánh trên và nhánh dưới với đầu ra xoay chiều AC lấy ra từ điểm giữa của cuộn cảm. Cuộn cảm này có tác dụng hạn chế các quá độ làm việc của BBD [6],[7]. Các tổn hao trong mỗi nhánh của MMC được mô tả bởi điện trở R_o . Cấu trúc phổ biến nhất của SM là sơ đồ nửa cầu H với phía DC chỉ gồm một tụ điện. SM dạng nửa cầu H có ưu điểm là chỉ dùng một số ít nhất gồm hai khóa bán dẫn với chức năng đưa điện áp phía tụ DC ra phía AC. Trong mỗi nhánh của BBD tồn tại các dòng điện nhánh trên và nhánh dưới được ký hiệu là i_{Hj} và i_{Lj} . Đối với mỗi SM, điện áp đầu ra sẽ gắn liền với một trong hai trạng thái ngược nhau được định nghĩa là chèn vào (inserted) hoặc bỏ qua (bypass) dựa trên trạng thái đóng cắt của từng cặp van có kể đến chiều của dòng điện chạy trong mạch như các hình 2 và hình 3. Đối với BBD MMC, điện áp V_{DC} được phân phối trên các tụ của mỗi SM trong tất cả các nhánh van mỗi pha. Nếu tổng điện áp của các SM được chèn vào trên mỗi nhánh là khác nhau, dòng điện sẽ được sinh ra từ sự mất cân bằng điện áp trên các tụ. Nếu dòng tức thời từ điểm kết nối AC của MMC chảy vào bên trong BBD và chia vào các nhánh trên và nhánh dưới của từng pha về phía DC, các tụ điện của SM được chèn thuộc nhánh trên sẽ ở trạng thái xả,

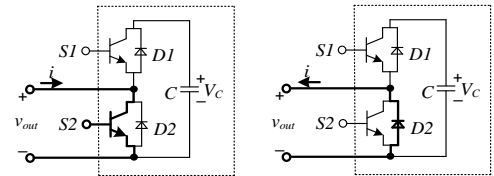
thuộc nhánh dưới sẽ ở trạng thái nạp. Nếu chiều dòng điện AC có hướng ngược lại, trạng thái xả và nạp sẽ lần lượt ứng với các tụ thuộc nhánh dưới và nhánh trên.



Hình 1: Cấu trúc ba pha của bộ biến đổi đa mức MMC



Hình 2: Trạng thái chèn vào (inserted) của SM



Hình 3: Trạng thái bỏ qua (bypass) của SM

Áp dụng định luật Kirchhoff cho sơ đồ hình H.1:

$$\begin{cases} v_{Mj} = -v_{Hj} - L_o \frac{di_{Hj}}{dt} - R_o i_{Hj} + \frac{1}{2} V_{DC} \\ v_{Mj} = v_{Lj} + L_o \frac{di_{Lj}}{dt} + R_o i_{Lj} - \frac{1}{2} V_{DC} \quad , \quad j = A, B, C \\ i_j = i_{Lj} - i_{Hj} \end{cases} \quad (1)$$

Từ (1) cộng hai phương trình đầu cho nhau ta có điện áp ra được biểu diễn như sau:

$$v_{Mj} = \frac{1}{2} (v_{Lj} - v_{Hj}) + \frac{L_o}{2} \frac{di_j}{dt} + R_o i_j \quad (2)$$

Như vậy sức điện động xoay chiều của MMC là:

$$v_{Mej} = \frac{1}{2} (v_{Lj} - v_{Hj}) \quad (3)$$

Nếu ký hiệu k_{Hj} , k_{Lj} là số SM ở nhánh trên và nhánh dưới được chèn vào thì ta có:

$$v_{Hj} = k_{Hj} V_C, \quad v_{Lj} = k_{Lj} V_C \quad (4)$$

Trong đó $V_C = V_{DC}/N$ là điện áp bậc thang trên mỗi tụ của SM. Số mức điện áp của mỗi nhánh trên và mỗi nhánh dưới là $N+1$. Từ (3) và (4) bậc thang điện áp đầu ra sẽ có mức là:

$$V_{Ce} = \frac{1}{2} V_C = \frac{1}{2} \frac{V_{DC}}{N} \quad (5)$$

Điện áp đầu ra có dạng:

$$v_{Mj} = (k_{Lj} - k_{Hj}) \frac{1}{2} V_C = k_{Mj} V_{Ce}; \quad k_{Mj} = k_{Lj} - k_{Hj} \quad (6)$$

Để tạo ra mức điện áp k_{Mj} , các mức tương ứng của k_{Hj} , k_{Lj} tính như (7).

$$k_{Lj} = \left\lfloor \frac{N+1+k_{Mj}}{2} \right\rfloor; k_{Hj} = \left\lfloor \frac{N+1-k_{Mj}}{2} \right\rfloor \quad (7)$$

Từ (1), trừ hai phương trình đầu cho nhau ta có:

$$V_{DC} = v_{Lx} + v_{Hx} + L_o \frac{d(i_{Lx} + i_{Hx})}{dt} + R_o (i_{Lx} + i_{Hx}) \quad (8)$$

Đặt $i_{vj} = (i_{Lj} + i_{Hj})/2$, phương trình (8) trở thành:

$$L_o \frac{di_{vj}}{dt} = \frac{(V_{DC} - v_{Lj} - v_{Hj})}{2} = v_{diff-j} \quad (9)$$

v_{diff-j} gọi là điện áp chênh lệch của nhánh trên và dưới, là thành phần tạo nên dòng điện vòng i_{vj} . Trong chế độ xác lập dòng điện vòng i_{vj} gồm một thành phần một chiều I_v và các thành phần sóng hài bậc cao $I_{v,h}$ như sau:

$$i_{vj} = I_v + \sum_{h=1}^{\infty} I_{vj,h} \quad (10)$$

Tài liệu [4],[5],[6] cho thấy sự mất cân bằng điện áp trên tụ giữa các nhánh trong mỗi pha có thể điều khiển bởi điện áp v_{diff-j} hoặc dòng điện vòng I_{vj} . Phương trình thay đổi điện áp v_{Hj} và v_{Lj} như (11).

$$\frac{C}{k_{Hj}} \frac{dv_{Hj}}{dt} = i_{Hj}, \quad \frac{C}{k_{Lj}} \frac{dv_{Lj}}{dt} = i_{Lj} \quad (11)$$

Thay $i_{vj} = (i_{Lj} + i_{Hj})/2$ vào (11) ta được:

$$\frac{C}{k_{Hj}} \frac{dv_{Hj}}{dt} = i_{vj} + \frac{i_j}{2}, \quad \frac{C}{k_{Lj}} \frac{dv_{Lj}}{dt} = i_{vj} - \frac{i_j}{2} \quad (12)$$

Các phương trình (9), (12) sẽ được dùng cho mục đích điều khiển dự báo dòng điện và điện áp trong mỗi chu kỳ điều chế để cân bằng điện áp trung bình trên các tụ điện và giảm thiểu dòng điện vòng.

3. Điều chế SVM tối ưu thành phần sóng hài cho MMC có số mức bất kỳ

Quá trình điều chế SVM cho MMC có thể thực hiện được bằng cách điều chỉnh điện áp trên tải. Để tạo ra điện áp trên tải trước hết phải xác định không gian các trạng thái hoạt động của vector điện áp trong hệ tọa độ để tạo ra các vector điện áp đặt mong muốn [8], [9]. Khi MMC có số SM hoạt động trong mỗi pha là $2N$ thì số mức của MMC sẽ là $M = 2N + 1$ và vector điện áp đặt của BBĐ được tổng hợp từ tọa độ của không gian vector được thể hiện theo (13).

$$v = \frac{2}{3}(v_A + a \cdot v_B + a^2 \cdot v_C) \quad (13)$$

$$\text{Trong đó: } \begin{cases} v_A = k_A \cdot V_{DC} \\ v_B = k_B \cdot V_{DC}; \quad a = e^{j\frac{2\pi}{3}}; \quad a^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} \\ v_C = k_C \cdot V_{DC} \end{cases}$$

$$\text{Với } K_A, K_B, K_C \in \left\{ -\frac{M-1}{2}, \dots, -1, 0, 1, \dots, \frac{M-1}{2} \right\}$$

Biểu diễn vector điện áp trên mặt phẳng $\alpha\beta$:

$$v = v_\alpha + jv_\beta \quad (14)$$

$$\text{Trong đó: } v_\alpha = v_A; \quad v_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}}(v_B - v_C)$$

Biểu diễn vector điện áp trong hệ tọa độ gh :

$$\begin{cases} v_\alpha = v_g + \frac{1}{2}v_h \\ v_\beta = \frac{\sqrt{3}}{2}v_h \end{cases}, \text{ hay } \begin{cases} v_g = v_\alpha - \frac{1}{\sqrt{3}}v_\beta \\ v_h = \frac{2}{\sqrt{3}}v_\beta \end{cases} \quad (15)$$

Mối quan hệ giữa các hệ tọa độ thể hiện bởi (16)

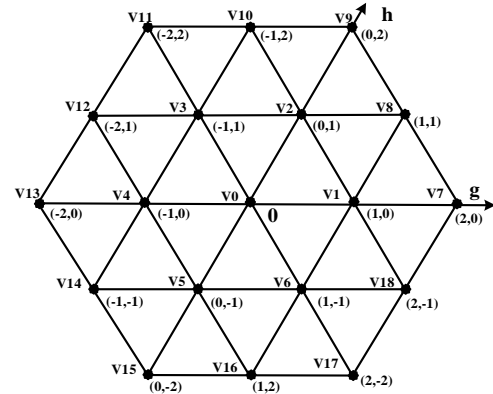
$$\begin{cases} v_g = v_\alpha - \frac{1}{\sqrt{3}}v_\beta = v_A - \frac{1}{3}(v_B - v_C) = \frac{2}{3}(v_A - v_B) \\ v_h = \frac{2}{\sqrt{3}}v_\beta = \frac{2}{3}(v_B - v_C) \end{cases} \quad (16)$$

Từ (16) thấy rằng:

$$v_A - v_B = V_{DC}(k_A - k_B); \quad v_B - v_C = V_{DC}(k_B - k_C)$$

$$\text{Do đó: } v_g = \frac{2}{3}V_{DC}(k_A - k_B); \quad v_h = \frac{2}{3}V_{DC}(k_B - k_C) \quad (17)$$

Nếu lấy $2/3V_{DC}$ là độ dài cơ sở của các vector trạng thái. k_A, k_B, k_C là các số nguyên thì tọa độ của các vector $[k_g, k_h] = [(k_A - k_B), (k_B - k_C)]$ là các số nguyên. Khi đó tọa độ đỉnh các vector sẽ tạo nên các tam giác đều có cạnh là 1 như hình 4 [9].



Hình 4: Trạng thái đóng cắt trong không gian vector

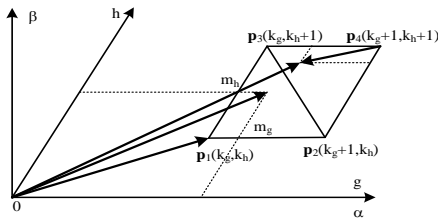
Mỗi vector có thể ứng với các trạng thái mức khác nhau, gọi là các trạng thái dư. Ứng với mỗi vector trạng thái số tổ hợp các mức trạng thái là:

$$\begin{bmatrix} k_g \\ k_h \end{bmatrix} \Leftrightarrow \begin{bmatrix} k_{AN} \\ k_{BN} \\ k_{CN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k \\ k - k_g \\ k - k_g - k_h \end{bmatrix} \quad (18)$$

Ở góc phần sáu thứ nhất, những vector nằm trên đường lục giác ngoài cùng có $k_g + k_h = M - 1$, chỉ có một giá trị phù hợp là $k = (M - 1)/2$. Ở lục giác tiếp theo bên trong $k_g + k_h = M - 2$, k có hai giá trị: $(M - 1)/2 - 1$ và $(M - 1)/2$, nghĩa là mỗi vector có hai trạng thái dư. Cứ như vậy đến vector không k sẽ có M giá trị và có M trạng thái dư. Do đó, có thể tính toán được tất cả các tổ hợp vector trạng thái trong không gian vector.

3.1. Xác định hệ số điều chế từ ba vector gần nhất

Phương pháp điều chế vector gần nhất (NVM) sẽ tạo ra vector đầu ra mong muốn nằm trong tam giác bất kỳ của các Sector từ I đến VI và được tổng hợp từ ba vector là đỉnh của của tam giác này, điều này sẽ đảm bảo thành phần sóng hài tốt nhất cho dạng sóng điện áp ra [8]. Xét một Sector bất kỳ trong sector I ở hình 5, các tam giác con đều có dạng thuộc về một hình thoi đều, có các cạnh song song với trục Ogh , đỉnh là các vector trạng thái p_1, p_2, p_3, p_4 .



Hình 5: Tổng hợp vector điện áp ra từ ba vector đỉnh của tam giác

Vector điện áp ra mong muốn cũng được quy chuẩn theo độ dài với $2/3V_{DC}$ và được biến đổi tuyến tính sang hệ trục tọa độ Ogh theo (19).

$$\begin{bmatrix} v_{rg} \\ v_{rh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ 0 & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \end{bmatrix} = M_1 \begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \end{bmatrix} \quad (19)$$

Trong đó M_1 là ma trận biến đổi. Gọi m_g, m_h là các phần thập phân ngoài phần nguyên của các tọa độ v_{rg}, v_{rh} tương ứng, nên m_g, m_h được tính bởi (20).

$$m_g = v_{rg} - \lfloor v_{rg} \rfloor = v_{rg} - k_g; \quad m_h = v_{rh} - \lfloor v_{rh} \rfloor = v_{rh} - k_h \quad (20)$$

Trong đó: $k_g = \lfloor v_{rg} \rfloor, k_h = \lfloor v_{rh} \rfloor$ là chỉ số nguyên nhỏ nhất của các giá trị tuyệt đối tương ứng. Hình 5 cho thấy hai tam giác chứa vector V1, V2 đều có chung tọa độ nguyên là $[k_g, k_h]$. Có thể thấy rằng đường thẳng $m_g + m_h = 1$ chia hình thoi trên hình 5 ra làm hai tam giác, trong đó vector V1 thuộc miền $m_g + m_h \leq 1$ và vector V2 thuộc miền $m_g + m_h > 1$. V1 được tổng hợp từ 3 vector **p1, p2, p3** như (21):

$$\begin{aligned} V_1 &= p_1 + m_g(p_2 - p_1) + m_h(p_3 - p_1) \\ &= (1 - m_g - m_h)p_1 + m_g p_2 + m_h p_3 \end{aligned} \quad (21)$$

V2 được tổng hợp từ 3 vector **p2, p3, p4** như (22):

$$\begin{aligned} V_2 &= p_4 + (1 - m_g)(p_3 - p_4) + (1 - m_h)(p_2 - p_4) \\ &= (m_g + m_h - 1)p_4 + (1 - m_g)p_3 + (1 - m_h)p_2 \end{aligned} \quad (22)$$

Vì các hệ số ứng với các vector đều dương và có tổng bằng 1 nên đây sẽ là các hệ số cho quá trình điều chế. Phương trình (21), (22) cũng cho thấy việc tính toán các hệ số điều chế rất đơn giản, thông qua việc tính toán v_{rg}, v_{rh} , tính các phần nguyên k_g, k_h và các phần lẻ m_g, m_h qua (20). Trong các sector khác của không gian vector, quá trình xác định hệ số điều chế được áp dụng hoàn toàn tương tự như sector I.

3.2. Trật tự tối ưu về số lần chuyển mạch

Khi điều chế SVM cho nghịch lưu hai mức, phương pháp điều chế tam giác đối xứng chỉ sử dụng hai vector biên và vector không, sao cho thời gian dùng vector không được chia đều làm hai phần, ở đầu và cuối mỗi nửa chu kỳ điều chế, ở nửa còn lại thứ tự thực hiện vector sẽ ngược lại sẽ tối ưu về thành phần sóng hài trên điện áp ra được thực hiện bằng cách thêm vào thành phần thứ tự không như sau [10], [11]:

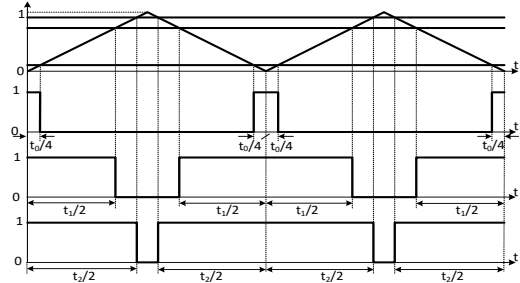
$$V_{off} = -\frac{\max(V_{a,ref}, V_{b,ref}, V_{c,ref}) + \min(V_{a,ref}, V_{b,ref}, V_{c,ref})}{2} \quad (23)$$

Ở đây $V_{a,ref}, V_{b,ref}, V_{c,ref}$ là các lượng đặt hình sin mong muốn, V_{off} là thành phần thứ tự không được cộng vào lượng đặt. Các tín hiệu điều chế sẽ có dạng:

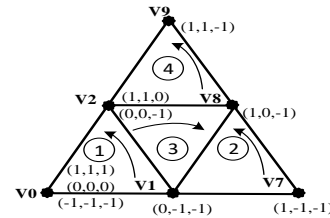
$$V'_{k,ref} = V_{k,ref} + V_{off}, \quad k = a, b, c. \quad (24)$$

Tín hiệu của PWM qua khâu so sánh với điện áp răng cưa dạng tam giác trong một chu kỳ điều chế cho trên hình 6. Việc

cộng thêm vào thành phần thứ tự không như (24) là để mức tín hiệu xác định vector không ở đầu chu kỳ điều chế. Tuy nhiên ở nghịch lưu đa mức sẽ không thể luôn có vector không. Thay vào đó nếu sử dụng phương pháp điều chế bằng ba vector gần nhất trong mỗi nửa chu kỳ điều chế một vector sẽ được sử dụng như vector không, nghĩa là thời gian dùng vector này chia là hai nửa bằng nhau, chia đều cho đầu nửa và cuối của chu kỳ T_s .



Hình 6: Tín hiệu đầu ra PWM và các thời gian sử dụng vector tích cực, vector không



Hình 7: Trật tự chuyển mạch tối ưu cho BBĐ 3 mức

Bảng 1: Trật tự chuyển mạch của vector điện áp

Tam giác	Trật tự chuyển mạch tối ưu (trong $T_s/2$)
1	V0-V1-V2-V0 (-1,-1,-1)-(0,-1,-1)-(0,0,-1)-(0,0,0)
2	V1-V7-V8-V1 (0,-1,-1)-(1,-1,-1)-(1,0,-1)-(1,0,0)
3	V1-V2-V8-V1 (0,-1,-1)-(0,0,-1)-(1,0,-1)-(1,0,0)
4	V2-V8-V9-V2 (0,0,-1)-(1,0,-1)-(1,1,-1)-(1,1,0)

Để áp dụng tương tự như nghịch lưu hai mức cho sơ đồ nhiều mức có thể hình dung vector không gian của nghịch lưu đa mức gồm nhiều lục giác nhỏ như sơ đồ hai mức và vector ở tâm của lục giác nhỏ này đóng vai trò như vector không. Xét cụ thể khi vector điện áp chuyển từ tam giác số 2 sang tam giác số 3 như hình 7.

Tam giác số 2 và số 3 thuộc về lục giác nhỏ có tâm là vector V1, tam giác số 4 thuộc về lục giác có tâm là vector V2. Bảng chuyển mạch cho nhóm các tam giác trên thể hiện trong bảng 1. Nếu vector điện áp đầu ra di chuyển qua các tam giác 2-3-4 thì trật tự chuyển mạch là tối ưu, từ tam giác 2 sang tam giác 3 vector đầu bắt đầu và kết thúc bằng vector V1(0,-1,-1) nên không phát sinh thêm chuyển mạch. Khi chuyển từ tam giác 3 sang 4 phải chuyển từ V1(0,-1,-1) sang vector bắt đầu là V2(0,0,-1) chỉ phát sinh thêm một chuyển mạch ở pha B (từ -1 về 0). Áp dụng cho nhiều mức hơn, tất cả các nhóm tam giác có dạng giống như 1, 2, 3, 4 trong bảng 1 và trên hình 7 sẽ có trật tự chuyển mạch giống nhau.

3.3. Thứ tự chuyển mạch tối ưu và điều chế sử dụng ba vector gần nhất

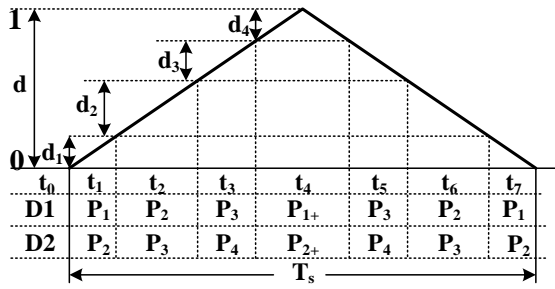
Phần này trình bày phương pháp NVM với khả năng tự xác định các vector cần thiết chỉ từ tọa độ nguyên $[k_g, k_h]$ để có thể áp dụng cho các sơ đồ có số mức không hạn chế. Xét trường hợp các vector điện áp ra có cùng tọa độ nguyên $[k_g, k_h]$, như V1, V2 trên hình 5, có thể thấy rằng khi vector điện áp ra nằm trong tam giác có đỉnh là ba vector p_1, p_2, p_3 thì thứ tự chuyển mạch tối ưu sẽ là $p_1-p_2-p_3-p_1+$, trong đó vector P1 ở đầu chu kỳ điều chế có tọa độ (k_A, k_B, k_C) thì cuối nửa chu kỳ điều chế phải có tọa độ (k_A+1, k_B+1, k_C+1) , ký hiệu là P1+.

Bảng 2: Thứ tự chuyển mạch khi v thuộc tam giác 1

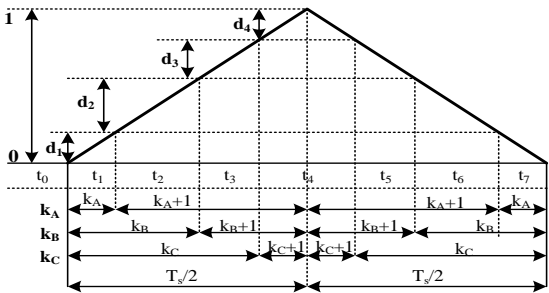
	P ₁	P ₂	P ₃	P ₁₊
$[k_g, k_h]$	$[k_g, k_h]$	$[k_g+1, k_h]$	$[k_g, k_h+1]$	$[k_g, k_h]$
k_A	K	k+1	k+1	k+1
k_B	k-k _g	k-k _g	k-k _g +1	k-k _g +1
k_C	k-k _g -k _h	k-k _g -k _h	k-k _g -k _h	k-k _g -k _h +1
D	$d_1=(1-m_g-m_h)/2$	$d_2=m_g$	$d_3=m_h$	$d_4=(1-m_g-m_h)/2$

Bảng 3: Thứ tự chuyển mạch khi v thuộc tam giác 2

	P ₁	P ₂	P ₃	P ₁₊
$[k_g, k_h]$	$[k_g+1, k_h]$	$[k_g, k_h+1]$	$[k_g+1, k_h+1]$	$[k_g+1, k_h]$
k_A	k+1	k+1	k+2	k+2
k_B	k-k _g	k-k _g +1	k-k _g +1	k-k _g +1
k_C	k-k _g -k _h	k-k _g -k _h	k-k _g -k _h	k-k _g -k _h +1
D	$d_1=(1-m_h)/2$	$d_2=1-m_g$	$d_3=m_g+m_h-1$	$d_4=(1-m_h)/2$



Hình 8: Mẫu xung SVM cho tam giác loại 1 và loại 2



Hình 9: Mẫu xung khi chuyển sang hệ tọa độ abc khi $m_g + m_h \leq 1$

Với vector V2 thứ tự chuyển mạch tối ưu sẽ là $p_2-p_3-p_4-p_2+$. Quá trình này được thể hiện chi tiết trong bảng 2 và bảng 3. Quá trình tạo ra các tín hiệu điều khiển theo thời gian qua khâu PWM đối xứng đối với tam giác D1, D2 của vector điện áp đầu ra có cùng một tọa độ nguyên $[k_g, k_h]$ thể hiện như trên hình 8 và hình 9 tương ứng trong hệ tọa độ 0gh và hệ tọa độ abc. Việc điều chế được thực hiện qua 7 khoảng thời gian từ t_0 đến t_7 . Để thấy rõ hơn việc áp dụng SVM cho MMC ta sẽ thể hiện quá trình điều chế đối với các pha, với sơ đồ nghịch lưu đa mức, với mỗi mức điện áp ra trên mỗi SM là V_C , điện áp trên mỗi pha đầu ra trung bình trong một chu kỳ điều chế sẽ là:

$$v_j = d_j k_j V_d + (1-d_j)(k_j+1)V_d, j = A, B, C \quad (25)$$

Khi $m_g+m_h \leq 1$ thì $d_A=d_1$; $d_B=d_1+d_2$; $d_C = d_1+d_2+d_3$. Khi $m_g+m_h > 1$ thì $d_A=d_1+d_2$; $d_B=d_1$; $d_C=d_1+d_2+d_3$. Viết lại (26) dưới dạng:

$$v_j = (k_j+1-d_j)V_C \quad (26)$$

Mỗi mức điện áp đầu ra của MMC có dạng như (6) được viết lại như sau:

$$v_{Mj} = (k_{Lj} - k_{Hj}) \frac{1}{2} V_C = k_{Mj} V_{Ce}; k_{Mj} = k_{Lj} - k_{Hj} \quad (27)$$

Theo tài liệu [7], giống như phương pháp NLM cải tiến thì từ (26), (27) mỗi mức điện áp ra trên pha đầu ra là $V_{Ce}=1/2V_C=1/2V_{DC}/N$, có thể xác định lượng đặt cho các hệ số chèn tự vào ở mỗi nhánh là:

$$k_{j,L}^* - k_{j,H}^* = k_j + 1 - d_j, j = A, B, C \quad (28)$$

Biểu thức (28) cho thấy k_j có thể là số nguyên thuộc khoảng $k_j \in \{-N, N\}$, và $k_{j,L}, k_{j,H}$ cũng là số nguyên thuộc khoảng $\{0, N\}$. Việc xác định hệ số chèn tự thể được áp dụng khi kết hợp với mạch vòng cân bằng điện áp giữa các tụ trên nhánh trên, nhánh dưới trên mỗi pha cùng với mạch vòng suy giảm dòng điện vòng. Theo công thức (9) ta được:

$$v_{diff-j} = \frac{1}{2} (V_{DC} - k_{Lj} V_C - k_{Hj} V_C) = \frac{V_{DC}}{2N} (N - k_{Lj} - k_{Hj}) \quad (29)$$

$$\text{Hay } k_{Lj} + k_{Hj} = N - 2 \frac{N}{V_{DC}} v_{diff-j} \quad (30)$$

Kết hợp (28), (29), có thể xác định được lượng đặt cho các hệ số chèn tự như sau:

$$k_{j,H}^* = \frac{1}{2} (N - k_{j,M}) - \frac{N}{V_{DC}} v_{j,diff}, \quad (31)$$

$$k_{j,L}^* = \frac{1}{2} (N + k_{j,M}) - \frac{N}{V_{DC}} v_{j,diff}$$

Tiếp theo với những điều kiện ràng buộc đối với $k_{j,H}, k_{j,L}$ là những số nguyên trong khoảng $\{0, N\}$, việc ứng dụng quan hệ (31) có thể thực hiện như sau:

$$\text{Nếu } k_{j,(H,L)}^* \leq 0 \Rightarrow k_{j,(H,L)} = 0$$

$$\text{Nếu } k_{j,(H,L)}^* \geq N \Rightarrow k_{j,(H,L)} = N$$

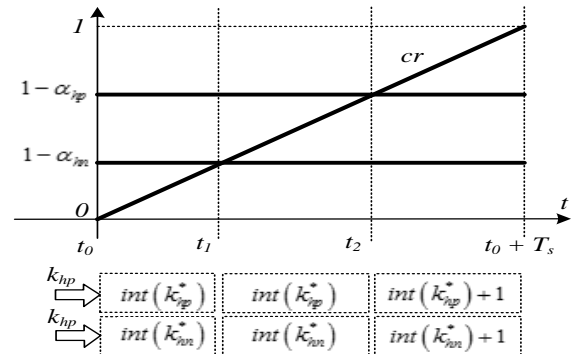
$$\text{Nếu } 0 < k_{j,(H,L)}^* < N$$

$$\Rightarrow k_{j,(H,L)} = \begin{cases} \text{int}(k_{j,(H,L)}^*) & \text{Khi } 0 \leq t \leq (1-\alpha)T_s \\ \text{int}(k_{j,(H,L)}^*) + 1 & \text{Khi } (1-\alpha)T_s \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (32)$$

Trong đó $\text{int}(x)$ là phần nguyên của x , T_s là chu kỳ điều chế, khi đó ta có hệ số xác định:

$$\alpha = k_{j,(H,L)}^* - \text{int}(k_{j,(H,L)}^*) \quad (33)$$

Thực hiện điều chế theo (32), (33) như hình 10.



Hình 10: Mẫu xung thực hiện phép điều chế theo (33)

4. Điều khiển dự báo cân bằng điện áp trên tụ điện và suy giảm thành phần sóng hài dòng điện vòng

Mất cân bằng điện áp tụ điện sẽ làm suy giảm chất lượng sóng hài điện áp đầu ra nghịch lưu. Có nhiều phương pháp đề xuất trong tài liệu [2], [4], tuy nhiên việc áp dụng chúng thường đòi hỏi thực hiện phức tạp trong phép điều chế SVM. Như đã biết, trong SVM cho các nghịch lưu đa mức, mỗi vector trạng thái có thể có nhiều trạng thái dư và những trạng thái dư này được sử dụng cho những mục tiêu khác nhau mà không ảnh hưởng đến chất lượng điện áp đầu ra nghịch lưu.

Trong phần này, thuật toán điều khiển dự báo được thực hiện dựa trên việc tận dụng các trạng thái dư của phép điều chế vector không gian để thực hiện điều khiển cân bằng điện áp trên tụ điện và suy giảm thành phần sóng hài trong dòng điện vòng. Cách thức xây dựng mô hình dự báo của phương pháp điều khiển dự báo cho thuật toán được xây dựng dựa trên tài liệu [8].

4.1. Mô hình dự báo dòng điện, điện áp

Theo hình 9, nửa chu kỳ điều chế PWM có 3 khoảng thời gian từ t_0 đến t_3 , trong mỗi khoảng thời gian này có thể xác định được các hệ số k_{Hj} , k_{Lj} cho mỗi pha. Thực hiện đo các giá trị dòng áp $i_{vj}(t_0)$, $v_{C,Hj}(t_0)$, $v_{C,Lj}(t_0)$ ở cuối của khoảng thời gian t_0 , trong đó $v_{C,Hj}(t_0)$, $v_{C,Lj}(t_0)$ là điện áp trên mỗi tụ thuộc các nhánh. Ở chế độ cân bằng ta có $v_{C,Hj}(t_0) = v_{C,Lj}(t_0) = v_{Cj}(t_0)$. Phương trình (10) có thể viết lại dưới dạng gần đúng như (34).

$$i_{vj}(t_1) = i_{vj}(t_0) + \frac{1}{L} \frac{(V_{DC} - v_{Lj}(t_0) - v_{Hj}(t_0))}{2} t_1 \quad (34)$$

$$\text{Trong đó: } \begin{aligned} v_{Lj}(t_0) &= k_{Lj}(t_1) v_{C,Lj}(t_0), \\ v_{Hj}(t_0) &= k_{Hj}(t_1) v_{C,Hj}(t_0) \end{aligned} \quad (35)$$

Các ký hiệu $i_{vj}(t_1)$, $v_{C,Hj}(t_1)$, $v_{C,Lj}(t_1)$, $k_{Lj}(t_1)$, $k_{Hj}(t_1)$ là các giá trị dòng điện, điện áp hệ số chèn SM tương ứng ở cuối khoảng thời gian t_1 . Điện áp trên tụ ở phương trình (12) viết lại dưới dạng gần đúng là:

$$v_{Hj}(t_1) = v_{Hj}(t_0) + \left[\frac{i_{vj}(t_0) + i_{vj}(t_1)}{2} - \frac{i_j(t_0)}{2} \right] \frac{k_{Hj}(t_1)}{C} t_1 \quad (36)$$

$$v_{Lj}(t_1) = v_{Lj}(t_0) + \left[\frac{i_{vj}(t_0) + i_{vj}(t_1)}{2} + \frac{i_j(t_0)}{2} \right] \frac{k_{Lj}(t_1)}{C} t_1$$

Với giả thiết (35) thì (36) được viết dưới dạng:

$$v_{C,Hj}(t_1) = v_{C,Hj}(t_0) + \left[\frac{i_{vj}(t_0) + i_{vj}(t_1)}{2} - \frac{i_j(t_0)}{2} \right] \frac{1}{C} t_1 \quad (37)$$

$$v_{C,Lj}(t_1) = v_{C,Lj}(t_0) + \left[\frac{i_{vj}(t_0) + i_{vj}(t_1)}{2} + \frac{i_j(t_0)}{2} \right] \frac{1}{C} t_1$$

Trong (37) ta đã sử dụng phép gần đúng chính xác hơn khi đưa vào dòng điện vòng là $(i_{vj}(t_0) + i_{vj}(t_1))/2$, có sử dụng kết quả cập nhật dòng điện từ (37). Riêng dòng đầu ra $i_j(t_0)$ chỉ dùng giá trị đo về từ đầu chu kỳ điều chế cho đến hết chu kỳ T_s vì dòng thay đổi chậm. Giá trị điện áp dự báo $v_{C,Hj}(t)$, $v_{C,Lj}(t)$

cũng là điện áp trên mỗi tụ ở nhánh trên và nhánh dưới mà mục tiêu điều khiển là đưa đến giá trị bằng lượng đặt $V_C^*(t)$. Sử dụng phương trình dự báo dòng điện (34), và phương trình điện áp (36) dự báo cho các khoảng tiếp theo t_2, t_3, \dots, t_7 , ta có thể dự báo được dòng điện, điện áp tại cuối chu kỳ điều chế t_7 .

4.2. Hàm mục tiêu

Trong mỗi chu kỳ điều chế các hệ số điều chế và trật tự các vector xác định giá trị và đảm bảo điện áp đầu ra mong muốn. Mỗi chu kỳ điều chế đều xác định bởi vector trạng thái có tọa độ nguyên $[k_g, k_h]$ và hệ số k xác định số trạng thái dư có thể đối với vector này. Thay đổi hệ số k là lựa chọn các trạng thái dư khác nhau, có thể dẫn tới cân bằng được điện áp trên tụ của nhánh trên, nhánh dưới trên mỗi pha, hoặc làm suy giảm dòng cân bằng. Để cân bằng điện áp trên tụ, cần tối thiểu hóa hàm mục tiêu sau đây:

$$J_V = \sum_{j=A,B,C} \left\{ (v_{jC,U} - V_C^*)^2 + (v_{jC,L} - V_C^*)^2 \right\} \quad (38)$$

Trong đó: $V_C^* = V_{DC} / N$ là lượng đặt điện áp trên tụ, $v_{jC,H} = v_{jC,H}(t_0 + T_s)$, $v_{jC,L} = v_{jC,L}(t_0 + T_s)$ là giá trị ước lượng của điện áp trên tụ ở nhánh trên, nhánh dưới mỗi pha điện áp ra ở cuối mỗi chu kỳ điều chế. Hệ thống điều khiển theo phương pháp đề xuất cho MMC được thể hiện ở hình 11. Trong đó, thiết kế điều khiển PI, PR cho mạch vòng dòng điện đã được giới thiệu trong [3], [12]. Bộ điều khiển PI kết hợp với bộ điều khiển PR1 và PR2 với mô hình như trong Hình 11 có tác dụng triệt tiêu các sai lệch tĩnh của dòng điện chạy trong nhánh trên và nhánh dưới của bộ MMC 3 pha. Việc này sẽ giúp tạo ra giá trị đặt mong muốn của điện áp chênh lệch giữa nhánh trên và nhánh dưới nhằm mục đích xác định các hệ số chèn tụ điện trong mỗi chu kỳ điều chế.

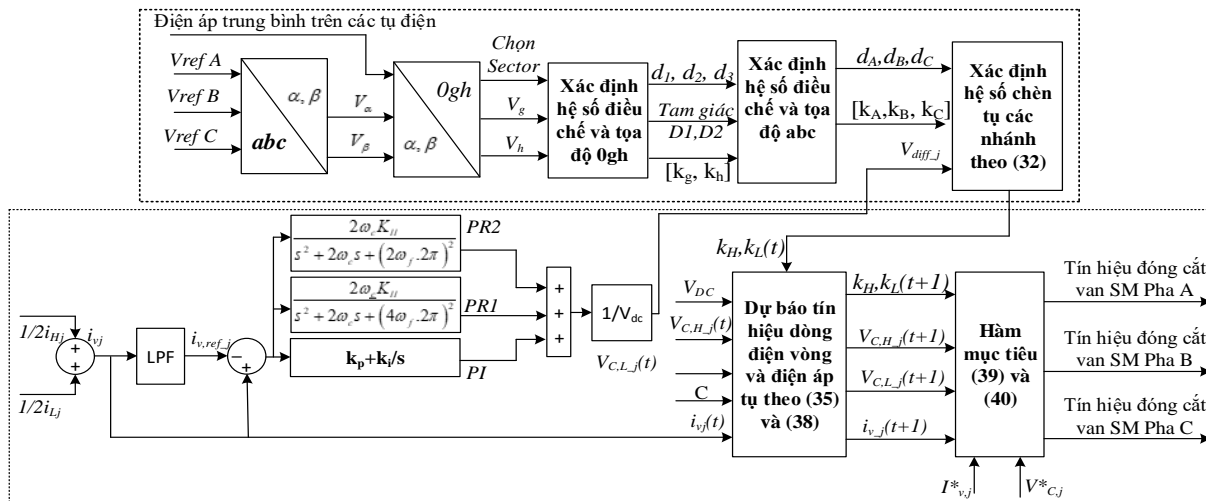
5. Kết quả mô phỏng

Bảng 4 mô tả thông số mô phỏng của bộ biến đổi MMC sử dụng trong nghiên cứu này. Trên thực tế khi mô phỏng có thể lựa chọn V_{DC} có giá trị bất kỳ tương ứng với một mô hình cụ thể để chứng minh hiệu quả của thuật toán đề xuất. Trong bài báo này, mô hình mô phỏng được thực hiện với $V_{DC} = 600V$ nhằm mục đích phục vụ cho việc thực nghiệm trên mô hình thực tế trong nghiên cứu tiếp theo.

Bảng 4: Thông số mô phỏng bộ biến đổi MMC

TT	Thông số	Ký hiệu	Giá trị
1	Điện áp nguồn một chiều	V_{DC}	600V
2	Điện áp tụ điện	V_C	100V
3	Điện cảm nhánh	L_o	3,6 mH
4	Điện trở nhánh	R_o	0,015 Ω
5	Điện dung tụ điện SM	C_{SM}	2200 μF
6	Số lượng SM mỗi pha	2N	12
7	Tần số	f	50 Hz

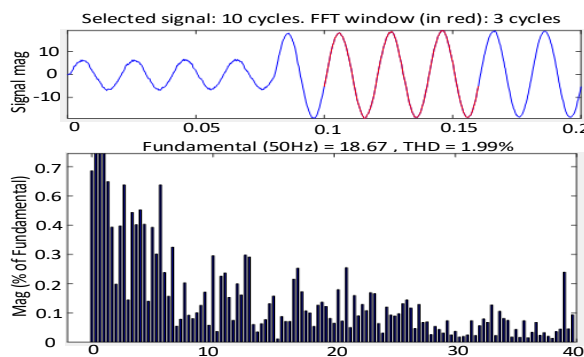
Hình 12 và hình 13 là kết quả điện áp pha và dòng điện các pha A, B, C của MMC khi áp dụng SVM với việc lựa chọn vector điện áp gần nhất. Hình ảnh cho thấy dòng điện, điện áp khi chưa qua bộ lọc cho các kết quả dạng sin chuẩn, đạt được ngay ở chu kỳ đầu tiên và không có quá độ xảy ra trong suốt quá trình mô phỏng. Khi thay đổi chế độ làm việc ở thời điểm 0,07s, dòng điện và điện áp nhanh chóng bám giá trị đặt và có dạng sin chuẩn.



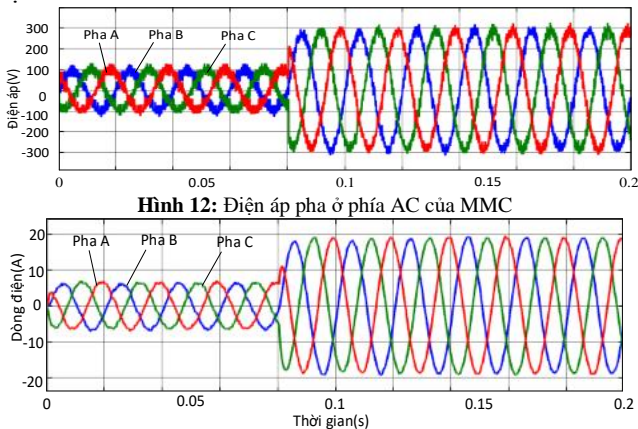
Hình 11: Hệ thống điều khiển dòng điện vòng dựa trên thuật toán điều chế SVM

Thực hiện đánh giá tổng độ méo sóng hài THD cho điện áp ra của MMC như hình 14, kết quả cho thấy chỉ số THD của điện áp chưa qua bộ lọc là 7,07%. Thực hiện đánh giá tổng độ méo sóng hài THD cho dòng điện trên tải như hình 15, kết quả cho thấy chỉ số THD của dòng điện trên tải là 1,99%.

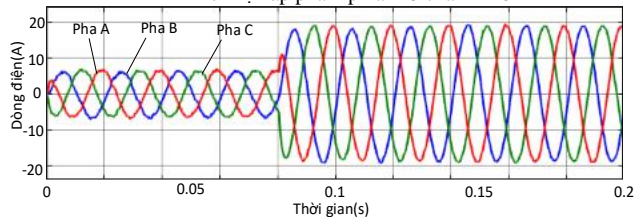
Kết quả này đã chứng minh được chất lượng hoạt động tốt của BBD khi áp dụng chiến lược điều chế SVM. Hình 16 là kết quả của điện áp mỗi tụ điện ở nhánh trên và nhánh dưới của các pha A, B, C. Kết quả cho thấy giá trị của điện áp tụ luôn dao động quanh giá trị định mức của nó là 100V. Khi hoạt động ổn định ở thời gian 0,15s tụ điện dao động với biên độ lớn nhất không quá 7V, tức là 7% giá trị định mức. Đối với BBD MMC, đây là giá trị để đánh giá MMC hoạt động ổn định.



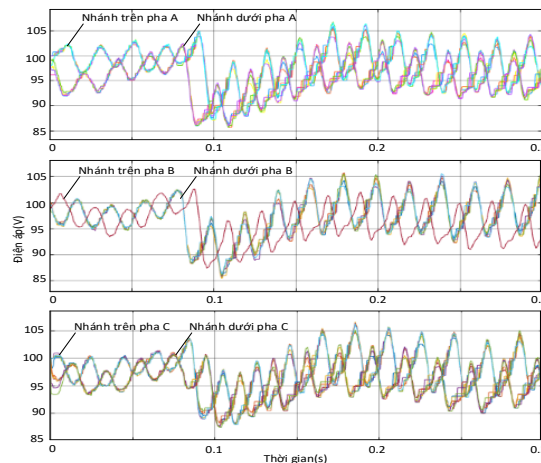
Hình 15: Chỉ số THD cho dòng điện trên tải



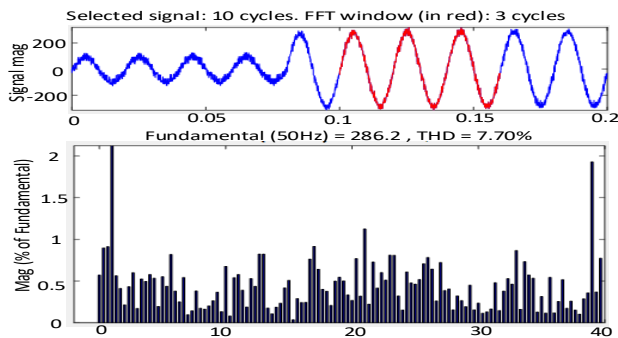
Hình 12: Điện áp pha ở phía AC của MMC



Hình 13: Dòng điện ở phía AC của MMC

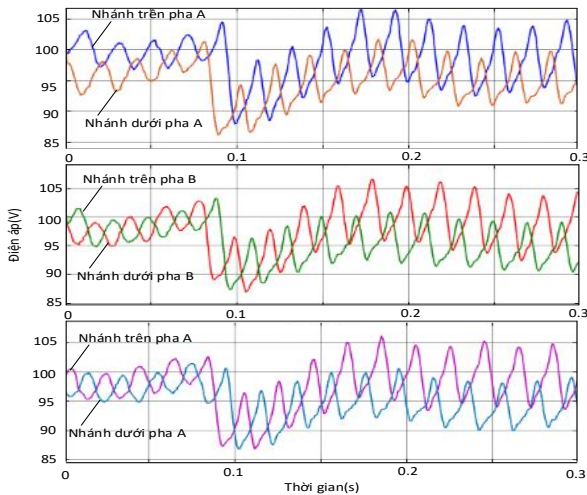


Hình 16: Điện áp tụ điện nhánh trên nhánh dưới pha A, B, C

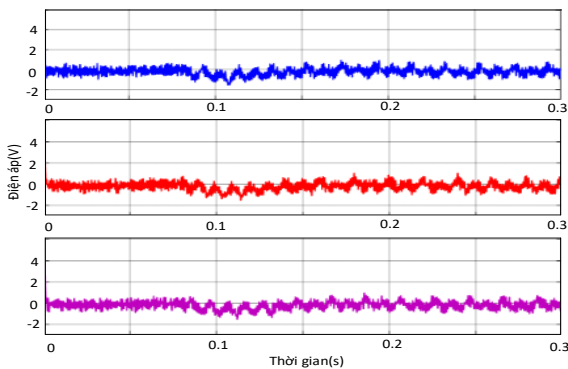


Hình 14: Chỉ số THD cho điện áp trên tải

Khi thay đổi chế độ làm việc ở 0,07s, độ chênh lệch lớn nhất của tụ điện nằm ở Pha B là 14V, tương ứng 14%. Tuy nhiên quá trình này nhanh chóng trở lại bình thường sau 0,02s. Vì các tụ điện mỗi nhánh dao động quanh giá trị định mức của nó nên giá trị điện áp tụ điện trung bình của mỗi nhánh cũng dao động quanh giá trị định mức như hình 17.

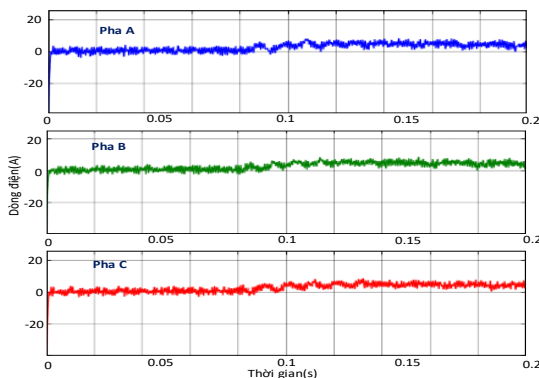


Hình 17: Điện áp trung bình tụ điện nhánh trên và nhánh dưới pha A, B, C



Hình 18: Điện áp chênh lệch của nhánh trên và nhánh dưới pha A, B, C

Hình 18 là điện áp chênh lệch các nhánh của các pha A, B, C. Kết quả cho thấy giá trị điện áp chênh lệch mỗi pha nhỏ hơn 1V, giá trị thể hiện điện áp chênh lệch mỗi nhánh trong các pha không đáng kể, chứng tỏ bộ điều khiển dự báo hoạt động tốt, khi thay đổi chế độ làm việc ở thời điểm 0,07s thì độ chênh lệch tăng không đáng kể. Đây là nguyên nhân khiến cho dòng điện vòng cũng ở giá trị thấp như hình 19. Dòng điện vòng ở hình 19 trong các pha A, B, C có biên độ nhỏ, chỉ ở giá trị 4A khi MMC hoạt động ổn định. So với giá trị định mức dòng điện là 20A ở hình 13 thì giá trị này tương ứng với 20%. Khi thay đổi chế độ làm việc ở thời điểm 0,07s thì giá trị dòng điện vòng không có biến động nhiều ở thời điểm quá độ. Đây là kết quả thể hiện được quá trình triệt tiêu dòng điện vòng do bộ điều khiển đề xuất tác động và đạt được mục tiêu điều khiển tốt là dòng điện vòng luôn được kiểm soát ở giá trị thấp.



Hình 19: Dòng điện vòng chạy trong pha A, B, C

6. Kết luận

Bài báo đã thực hiện chiến lược điều khiển giảm thiểu dòng điện vòng và kiểm soát cân bằng điện áp trên tụ điện mỗi nhánh bằng phương pháp điều khiển dự báo kết hợp với phương pháp điều khiển PI, PR cho BBĐ MMC. Quá trình thực hiện luật điều khiển dựa trên kết quả của phép điều chế SVM cho BBĐ MMC với số mức bất kỳ. Quy luật điều chế SVM được thực hiện bằng cách tính chọn các tọa độ nguyên trong các Sector của hệ tọa độ 0gh, qua đó xác định được quy luật chuyển mạch đảm bảo tối ưu thành phần sóng hài của tín hiệu đầu ra, phương pháp đã hạn chế được việc tính toán điều chế và nâng cao hiệu suất cho BBĐ MMC. Thực hiện mô phỏng cho BBĐ MMC gồm 12 SM trên mỗi pha với phương pháp điều khiển đề xuất ở trên đã cho ra 13 mức điện áp, dòng điện vòng đã được giảm thiểu đáng kể và luôn dao động ổn định khi điện áp trung bình các tụ hoạt động ở trạng thái cân bằng và điện áp chênh lệch mỗi nhánh là không đáng kể. Phương pháp đã chứng minh hiệu quả của luật điều khiển đã đề xuất và sự kết hợp của phương pháp điều khiển MPC và PI, PR để áp dụng cho MMC và tạo ra các kết quả tốt.

Tài liệu tham khảo

- [1] U. N. Gnanarathna, A. M. Gole, and R. P. Jayasinghe, "Efficient modeling of modular multilevel HVDC converters (MMC) on electromagnetic transient simulation programs," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 26, no. 1.
- [2] H. Mohammadi Pirouz and M. Tavakoli Bina, "A Transformerless Medium-Voltage STATCOM Topology based on Extended MMC", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 7, Jul. 2010.
- [3] Makoto Hagiwara, Kazutoshi Nishimura, Hirofumi Akagi "A Medium-Voltage Motor Drive with a Modular Multilevel PWM Inverter" *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, VOL. 25, NO. 7, JULY 2010.
- [4] Jiangchao Qin and Maryam Saedifard, "Reduced Switching-Frequency Voltage-Balancing Strategies for Modular Multilevel HVDC Converters" *IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY*, VOL. 28, NO. 4, OCTOBER 2013.
- [5] Q. Tu, Z. Xu, and L. Xu, "Reduced switching-frequency modulation and circulating current suppression for modular multilevel converters," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 26, no. 3, pp. 2009–2017, Jul. 2011.
- [6] J.-W. Moon, C.-S. Kim, J.-W. Park, D.-W. Kang, and J.-M. Kim, "Circulating current control in mmc under the unbalanced voltage," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 28, no. 3, pp. 1952–1959, July 2013.
- [7] Pengfei Hu, Daozhuo Jiang, "A Level-Increased Nearest Level Modulation Method for MMCs" *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 26, no. 3, pp. 2009–2017, May 17, 2014.
- [8] A. Dekka, B. Wu, N. R. Zargari, "A space-vector PWM based voltage balancing approach with reduced current sensors for modular multilevel converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 5, pp, May 2016.
- [9] D.Grahame Holmes, Thomas A. Lipo; *Pulse Width Modulation for Power Converters*; WILEY 2003, pp 531-554.
- [10] R. Picas, J. Pou, S. Ceballos, J. Zaragoza, G. Konstantino, "Optimal injection of harmonics in circulating currents of modular multilevel converters for capacitor voltage ripple minimization," in *Proc. IEEE ECCE Asia*, Melbourne, Australia, 3-6 Jun. 2013.
- [11] Bùi Văn Huy, Trần Trọng Minh, Nguyễn Văn Liên, "Điều khiển dòng công suất hai chiều qua bộ biến đổi AC-DC-AC-AC đa bậc nối tầng với khâu trung gian tần số cao", Chuyên san kỹ thuật điều khiển và tự động hóa tháng 12-2014.

Nghiên cứu sự ảnh hưởng của lực điện từ lên các khối trụ cuộn kháng bù ngang bằng phương pháp giải tích và phương pháp phần tử hữu hạn Studying the influence of electromagnetic forces on core blocks of the shunt reactors by using the analytical model and finite element approach

Bùi Đức Hùng^{1,*}, Đặng Chí Dũng¹, Đỗ Chí Phi² và Đặng Quốc Vương¹

¹Khoa Điện, Trường Điện - Điện tử, Đại học Bách khoa Hà Nội

²Khoa Điện - Điện tử, Trường CD Kỹ thuật Cao Thắng, TP HCM.

*Corresponding author: hung.buiduc@hust.edu.vn

Tóm tắt

Cuộn kháng bù ngang (CKBN) được sử dụng trong lưới điện truyền tải để hấp thụ công suất phản kháng (CSPK) và tránh hiện tượng quá điện áp ở cuối đường dây khi hệ thống vận hành không tải hoặc non tải. Để tránh hiện tượng bão hòa mạch từ, dọc theo trụ của cuộn CKBN được thiết kế các khe hở để chia khối trụ (lõi) lớn thành các phân đoạn (khối trụ) nhỏ hơn. Tuy nhiên, tại các khe hở xung quanh các khối trụ, sẽ xuất hiện các thành phần từ thông tản và từ thông rò thay đổi liên tục từ khối trụ này đến các khối trụ khác. Điều này làm cho sự phân bố mật độ từ cảm trên các khối trụ không đồng đều và sinh ra lực điện từ tác động lên các khối trụ. Lực điện từ có xu hướng đẩy/ép các khối trụ lại với nhau, làm cho các khối trụ bị dao động, rung lắc và gây ra tiếng ồn, làm ảnh hưởng đến chế độ vận hành của CKBN. Trong bài báo này, phương pháp giải tích và kỹ thuật phần tử hữu hạn được phát triển để khảo sát và tính toán sự phân bố của từ thông xung quanh các khe hở giữa các khối trụ và lực điện từ tác dụng lên các khối trụ của CKBN. Sự phát triển của phương pháp sẽ được áp dụng để tính toán CKBN 1 pha, công suất 40Mvar, điện áp $500/\sqrt{3}$.

Từ khóa: Cuộn kháng bù ngang (CKBN), từ thông tản, từ thông rò, mạch từ, phương pháp phần tử hữu hạn.

Abstract

The shunt reactor (SR) is widely used in power transmission systems of 110kV, 220kV and 500kV to absorb the reactive power and avoid overvoltage at the end of the line when the system is operating with no-load or low load. In order to avoid the phenomenon of circuit saturation, air gaps are often designed along the SR core to divide the large core into smaller segments (core blocks). However, the presence of air gaps around the core blocks will cause fringing flux and leakage flux components, which vary from this core to another. This makes the distribution of magnetic flux density uneven on the core blocks and will appear electromagnetic force acted directly on the core blocks. The electromagnetic force tends to push/press these core blocs together, causing them to vibrate, oscillate and generate noise, affecting the operation of the SR. In this study, the analytic model and finite element technique are developed to calculate the distribution of the flux around the slots/air gaps between the core blocks and the electromagnetic forces acting on the core blocks of the SR. The developed method will be applied to directly calculate a single-phase SR with a capacity of 40Mvar and a voltage of $500/\sqrt{3}$.

1. Đặt vấn đề

Để tránh hiện tượng quá điện áp và duy trì điện áp ổn định ở cuối đường dây truyền tải 110kV trở lên khi hệ thống vận hành non tải hoặc không tải, cuộn kháng bù ngang (CKBN) được sử dụng để hấp thụ và cân bằng công suất phản kháng (CSPK) [1]-[3]. Gần đây, có nhiều nhà nghiên cứu trong và ngoài nước đã nghiên cứu về CKBN, cụ thể như: trong tài liệu [1], nhóm tác giả sử dụng phương pháp phần tử hữu hạn (FEM) để tính toán và phân tích điện kháng tản của CKBN để tìm ra mối liên hệ giữa điện kháng tổng và điện kháng rò giữa các khối trụ. Trong tài liệu [2], phương pháp giải tích được phát triển để tính toán các thông số kích thước mạch từ và dây quấn

của CKBN. Các kết quả đạt được từ phương pháp đề xuất được kiểm chứng qua phương pháp FEM. Trong tài liệu [4], nhóm tác giả đã áp dụng phương pháp FEM để đưa ra giải pháp giảm tổn hao do dòng điện xoáy sinh ra trong cuộn dây của CKBN bằng cách tối ưu khe hở không khí trong cuộn dây. Các tiếp cận của phương pháp được thực hiện thông qua 2 bước: đầu tiên tính toán tổn hao sinh ra trong cuộn dây, sau đó tính toán mật độ từ thông trung bình xung quanh khe hở không khí. Trong tài liệu [5], nhóm tác giả trình bày phương pháp tính toán từ trở của khe hở không khí trong mạch từ của CKBN thông qua sự biến đổi "Schwarz-Christoffel". Các giá trị đạt được sẽ được kiểm chứng thông qua kỹ thuật FEM.

Thông qua các công trình nghiên cứu như đã phân tích ở trên, mặc dù có nhiều công trình nghiên cứu đã áp dụng và phát triển phương pháp FEM để tính toán, phân tích và mô phỏng các thông số điện từ của CKBN. Tuy nhiên, việc khảo sát, đánh giá sự ảnh hưởng của lực điện từ lên các khối trụ của CKBN vẫn là một thách thức lớn đối với các nhà nghiên cứu và chế tạo cuộn kháng.

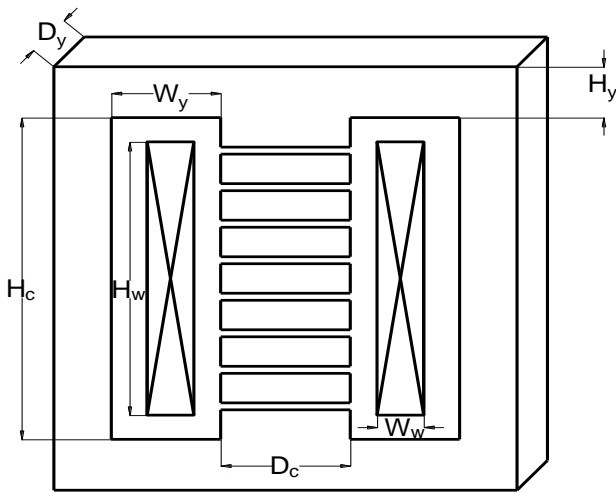
Trong nghiên cứu này, phương pháp giải tích và phương pháp FEM được tiếp tục kế thừa và phát triển để tính toán sự phân bố của từ thông xung quanh khe hở giữa các khối trụ, và lực điện từ lên các khối trụ của CKBN. Sự phát triển của phương pháp được áp dụng trực tiếp để tính toán cho CKBN 1 pha, công suất 40Mvar, điện áp $500/\sqrt{3}$.

Nội dung chính của bài báo được cấu trúc làm 4 phần: Trong đó, phần 1, đặt vấn đề như đã mô tả ở trên; phần 2, nghiên cứu về mô hình CKBN một pha bằng phương pháp giải tích và kỹ thuật phần tử hữu hạn; phần 3, áp dụng mô hình lý thuyết đã phát triển ở phần 2 để giải bài toán thực tế; phần 4, tóm tắt các kết quả đã đạt được.

2. Mô hình CKBN một pha bằng phương pháp giải tích và phương pháp phần tử hữu hạn

2.1. Mô hình CKBN một pha

Mô hình CKBN một pha sử dụng trong hệ thống lưới điện truyền tải được mô tả như hình 1 [4]. Như đã phân tích ở phần I, để giảm được từ thông trên trụ, tránh được hiện tượng bão hoà, trên trụ của CKBN thường thiết kế các khe hở với chiều dài khe hở lớn. Tuy nhiên, do chiều dài khe hở lớn, dẫn đến xung quanh khe hở sẽ tồn tại từ thông tản và từ thông rò lớn, dẫn đến từ thông chính lại giảm. Do vậy, để giảm được thành phần từ thông tản này, thay vì sử dụng một khe hở với chiều dài lớn, dọc theo khối trụ, cần chia nhiều khe hở với tổng chiều dài khe hở là không đổi. Điều này sẽ làm tăng được từ trở xung quanh khu vực khe hở và giảm được từ thông tản.



Hình 1. Mô hình cuộn kháng 1 pha [4]

Tuy nhiên, việc chia một khe hở lớn thành các khe hở nhỏ, điều này đồng nghĩa với việc một khối trụ có chiều dài lớn được phân đoạn thành các khối trụ có chiều dài nhỏ hơn, sẽ ảnh hưởng đến kết cấu của mạch từ của CKBN. Các khe hở không khí dọc theo khối trụ phụ thuộc vào các thông số chính của cuộn kháng (như: CSPK, mật độ từ cảm, điện cảm, năng lượng tích trữ trong không gian dây quấn và khe hở) và có thể được xác định thông qua mô hình giải tích.

2.2. Mô hình lực điện từ bằng phương pháp giải tích

Xét mô hình cuộn kháng 1 pha như mô tả tại hình 1. Độ từ thẩm của các khối trụ ($\mu = \mu_r \cdot \mu_0$) có giá trị rất lớn so với từ thẩm khe hở là μ_0 , nên từ trở phần mạch từ có thể bỏ qua [6], [7]. Dựa vào mối quan hệ giữa sức từ động (F), từ thông và từ trở mạch từ, dòng điện được xác định như sau [11], [12]:

$$I = \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \right) \frac{B_m \cdot l_g}{\mu_0 \cdot N} \quad (1)$$

Trong đó, l_g là chiều dài của khe hở không khí (m), N là số vòng dây (vòng) và B_m là mật độ từ cảm cực đại trên trụ (T).

Giá trị của B_m được xác định theo phương trình sau:

$$B_m = \sqrt{\frac{Q}{\frac{\pi}{\mu_0} \cdot f \cdot V_g}}, \quad (2)$$

trong đó, f là tần số lưới điện (Hz) và V_g là thể tích khe hở không khí.

Lực điện từ tác dụng lên các khối trụ được tính toán thông qua mật độ năng lượng [8], [9].

$$F = \frac{\Delta W}{\Delta x} = \frac{1}{2} \frac{B^2}{\mu_0} A_c(N), \quad (3)$$

trong đó, A_c là mặt cắt của khối trụ và Δx là sự dịch chuyển của khối trụ. Mật độ lực điện từ tác động lên bề mặt khối trụ được xác định:

$$F_s = \frac{F}{A_c} = \frac{1}{2} \frac{B^2}{\mu_0} \left(\frac{N}{m^2} \right). \quad (4)$$

Trong (4), mật độ từ cảm có thể được xác định thông qua sức từ động, đó là:

$$B = \frac{F}{A_c} = \mu_0 \frac{I \cdot N}{l_g} (T) \quad (5)$$

Thay (5) vào (4), mật độ lực điện từ tác động lên bề mặt khối trụ trở thành:

$$F_s = \frac{1}{2} \frac{\mu_0 I^2 N^2}{l_g} (N/m^2) \quad (6)$$

Một cách tiếp cận khác, lực điện từ được xác định thông qua Tensor ứng suất, đó là [12]-[15]:

$$F = \frac{1}{\mu_0} \iint dA S \cdot n (N) \quad (7)$$

Trong đó, S là ma trận Tensor ứng suất được xác định:

$$S = \frac{1}{\mu_0} \begin{bmatrix} B_x^2 - \frac{B^2}{2} & B_x B_y & B_x B_z \\ B_x B_y & B_y^2 - \frac{B^2}{2} & B_y B_z \\ B_x B_z & B_y B_z & B_z^2 - \frac{B^2}{2} \end{bmatrix}, \quad (8)$$

Trong đó, $B^2 = B_x^2 + B_y^2 + B_z^2$.

Biểu thức lực điện từ tại phương trình (7) gồm 02 thành phần: thành phần tiếp tuyến (F_t) và thành phần pháp tuyến (F_n). Hai thành phần này lần lượt được xác định:

$$F_t = B_n H_t \quad F_n = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\mu_0} B_n^2 - \mu_0 H_t^2 \right), \quad (9a - b)$$

Trong đó B_n và H_t lần lượt là các thành phần pháp tuyến và tiếp tuyến của véc tơ mật độ từ cảm và véc tơ cường độ từ trường.

2.3. Mô hình lực điện từ bằng kỹ thuật FEM

Trong phần này, phương pháp FEM được phát triển để tính toán và mô phỏng các tham số điện từ của CKBN. Trong đó, lực điện từ tác dụng lên các khối trụ sẽ được thực hiện ở tiến trình "post-processing". Hệ phương trình Maxwell và luật trạng thái xác định trong miền nghiên cứu Ω ($\Omega = \Omega_c \cup \Omega_c^c$) và biên $\partial\Omega \equiv \Gamma$ được viết [10]:

$$\text{rot } \mathbf{E} = -\partial_t \mathbf{B}, \text{rot } \mathbf{H} = \mathbf{J}_s, \text{div } \mathbf{B} = 0, \quad (10a-b-c)$$

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H}, \mathbf{J} = \sigma \mathbf{E}. \quad (11a-b)$$

Điều kiện biên (ĐKB) trên Γ được xác định:

$$\mathbf{n} \cdot \mathbf{B}|_{\Gamma_e} = 0, \mathbf{n} \times \mathbf{H}|_{\Gamma_h} = 0, \quad (12a-b)$$

Trong đó \mathbf{n} là véc tơ pháp tuyến.

Ω_c là miền dẫn và Ω_c^c là miền không dẫn. Các trường \mathbf{E} , \mathbf{B} , \mathbf{H} , \mathbf{J} lần lượt là cường độ điện trường, mật độ từ cảm, cường độ từ trường và mật độ dòng điện. Các trường này được xác định để thoả mãn sơ đồ Tonti [16], đó là: $\mathbf{H} \in \mathbf{H}_h(\text{rot}; \Omega)$, $\mathbf{E} \in \mathbf{H}_e(\text{rot}; \Omega)$, $\mathbf{J} \in \mathbf{H}(\text{div}; \Omega)$ và $\mathbf{B} \in \mathbf{H}_e(\text{div}; \Omega)$, trong đó $\mathbf{H}_h(\text{rot}; \Omega)$, $\mathbf{H}(\text{div}; \Omega)$ và $\mathbf{H}_e(\text{div}; \Omega)$ là không gian hàm chứa các điều kiện biên và các hàm thử. Các tham số μ và σ lần lượt là độ từ thẩm và độ dẫn điện của các miền dẫn và không dẫn.

Dựa vào hệ phương trình Maxwell's equations (10a-b-c) và các luật trạng thái (11a-b), mật độ từ cảm \mathbf{B} được biểu diễn thông qua từ thế véc tơ \mathbf{A} :

$$\mathbf{B} = \text{rot } \mathbf{A} \quad (13)$$

Thay phương trình (13) vào phương trình (10 a), ta có:

$$\text{rot}(\mathbf{E} + j\omega \mathbf{A}) = 0. \quad (14)$$

Cường độ điện trường \mathbf{E} được biểu diễn thông qua điện thế vô hướng (v), i.e.

$$\mathbf{E} = -j\omega \mathbf{A} - \text{grad}v. \quad (15)$$

Từ các phương trình (13), (14) và (15), phương trình rời rạc viết cho từ thế véc tơ \mathbf{A} thông qua định luật Ampère (10 a) và luật trạng thái (11 a) như sau [10]:

$$\int_{\Omega} \mu^{-1} \mathbf{B} \cdot \text{rot} \mathbf{A}' d\Omega + \int_{\Omega} (\sigma \mathbf{E} \cdot \mathbf{A}') d\Omega_c + \int_{\Gamma_h} (\mathbf{n} \times \mathbf{H}) \cdot \mathbf{A}' d\Gamma_h = \int_{\Omega} (\mathbf{J}_s \cdot \mathbf{A}') d\Omega_s, \quad \mathbf{A}' \in \mathbf{H}_h^1(\text{rot}; \Omega) \quad (16)$$

Thay phương trình (13), (15) vào (16), phương trình (16) trở thành:

$$\int_{\Omega} \mu^{-1} \text{rot } \mathbf{A} \cdot \text{rot } \mathbf{A}' d\Omega + j\omega \int_{\Omega} (\sigma \mathbf{A} \cdot \mathbf{A}') d\Omega_c + j\omega \int_{\Omega} (\sigma \text{grad}v \cdot \mathbf{A}') d\Omega_c + \int_{\Gamma_h} (\mathbf{n} \times \mathbf{H}) \cdot \mathbf{A}' d\Gamma_h = \int_{\Omega} (\mathbf{J}_s \cdot \mathbf{A}') d\Omega_s, \quad \mathbf{A}' \in \mathbf{H}_e^0(\text{curl}; \Omega). \quad (17)$$

Trong phương trình (17), trường \mathbf{A}' là hàm thử được xác định trong không gian hàm $\mathbf{H}_e^0(\text{curl}; \Omega)$.

Lực điện từ tác động lên bề mặt các khối trụ được xác định thông qua tiến trình "post-processing", đó là:

$$\mathbf{F} = \int_{\Omega} \text{rot } \mathbf{A} \times \mathbf{j} \cdot d\Omega_{kt} \quad (N). \quad (18)$$

Trong đó, Ω_{kt} là thể tích của khối trụ.

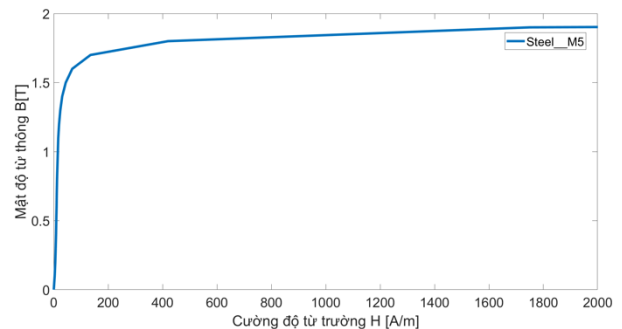
3. Bài toán áp dụng

Để kiểm chứng được mô hình lý thuyết đã phát triển ở phần 2, trong phần này, bài toán áp dụng được đề xuất là CKBN 1 pha, công suất 40Mvar, điện áp $500/\sqrt{3}$. Các thông số chính của CKBN được tính toán bằng phương pháp giải tích và cho trong bảng 1. Cấu trúc hình học của cuộn kháng được mô tả trong hình 1. Hình 2 mô tả đặc tính đường cong B-H của lõi thép, ứng với tần số 50 Hz. Đặc tính mô tả suất tổn hao theo mật độ từ cảm được biểu diễn tại hình 3.

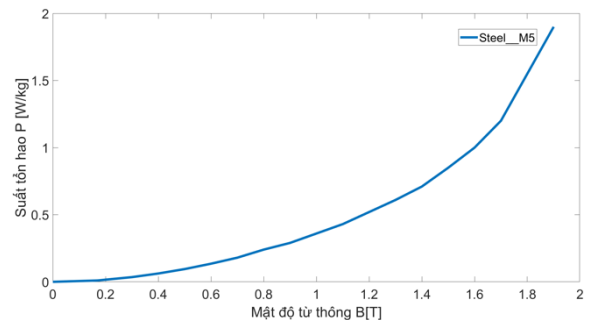
Mô hình chia lưới của các khối trụ và mạch từ của CKBN được biểu diễn tại hình 4. Mục đích của bài báo chủ yếu tập trung tính toán từ thông tại các khối trụ và vùng khe hở không khí giữa các khối trụ, do đó các phần tử lưới mịn (thin mesh) chủ yếu tập trung ở các khối trụ, đối với các vị trí khác, sử dụng các phần tử lưới thưa có kích thước lớn hơn. Tổng số phần tử lưới để đạt được sự hội tụ của nghiệm là: 205213 phần tử.

Bảng 1. Thông số chính của CKBN.

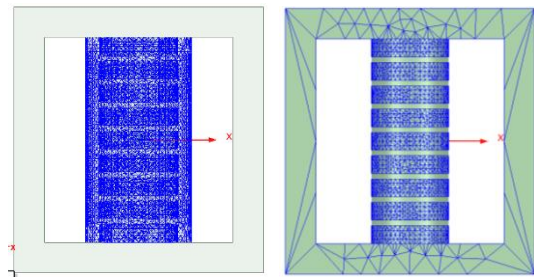
Thông số	Ký hiệu	Thông số
Công suất phản kháng	Q (MVar)	40
Điện áp định mức	U (kV)	$500/\sqrt{3}$
Dòng điện định mức	I (A)	138,4
Điện cảm tổng	L_total (H)	6,63
Điện cảm tản	L_fringing (H)	1,9154
Điện cảm khe hở không khí	L_gap (H)	4,1489
Đường kính trụ	Dc (mm)	735
Chiều cao trụ	Hc (mm)	1944
Tổng chiều dài khe hở trên trụ	l _g (mm)	425
Số vòng dây quấn	N (vòng)	1834
Chiều rộng dây quấn	W _w (mm)	254
Chiều cao dây quấn	H _w (mm)	1674
Tổn hao đồng	P _{Cu} (kW)	63,8
Tổn hao sắt	P _{Fe} (kW)	31,4



Hình 2. Đặc tính B-H của lõi thép CKBN, ứng với tần số 50Hz.



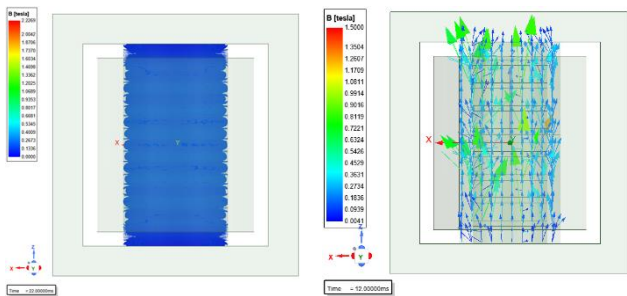
Hình 3. Đặc tính suất tổn hao của thép theo mật độ từ cảm, ứng với tần số 50Hz.



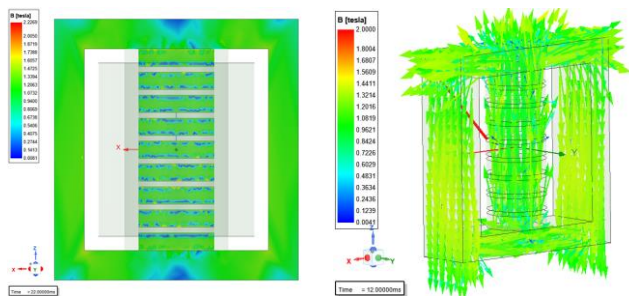
Hình 4. Mô hình chia lưới của các khối trụ và mạch từ của CKBN.

Sự phân bố của mật độ từ cảm xung quanh khe hở không khí dọc theo các khối trụ, trong khối trụ và trong mạch từ được biểu diễn trong hình 5 và hình 6. Giá trị phân bố của mật độ từ cảm tại vị trí giữa và trên bề mặt khối trụ được mô tả tại hình 7. Ta nhận thấy rằng, do các khối trụ không được vát góc, nên trên đoạn Y1Y2, từ thông tản chủ yếu tập trung ở hai mép góc của khối trụ và sẽ có giá trị lớn nhất là 1.03T. Do hiệu ứng bề mặt (skin effect), nên khi tần số càng cao thì giá trị này

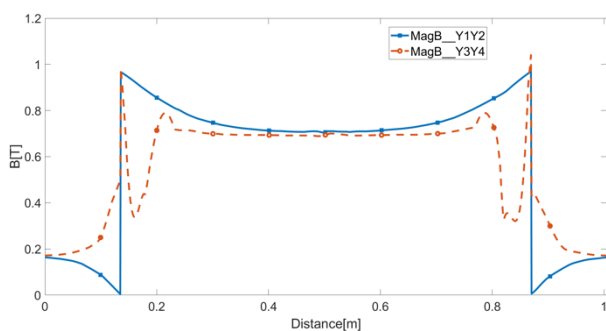
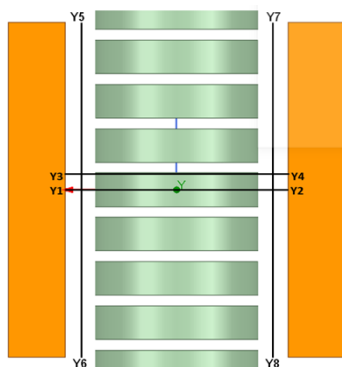
càng lớn. Tại đoạn Y3Y4, do không giáp khe hở không khí, nên phân tử thông tản có giá trị nhỏ hơn.



Hình 5. Sự phân bố của mật độ từ cảm xung khe hở không khí dọc theo các khối trụ.



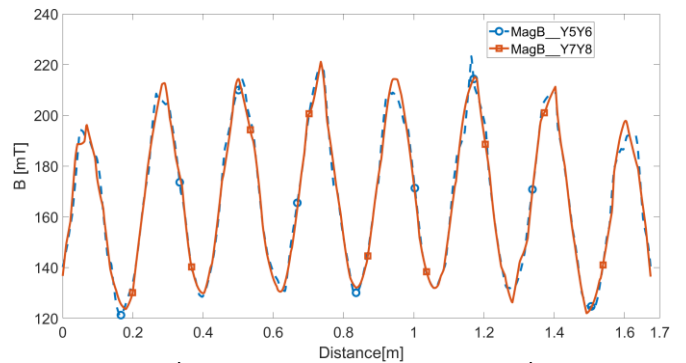
Hình 6. Sự phân bố của mật độ từ cảm trong các khối trụ và lõi thép.



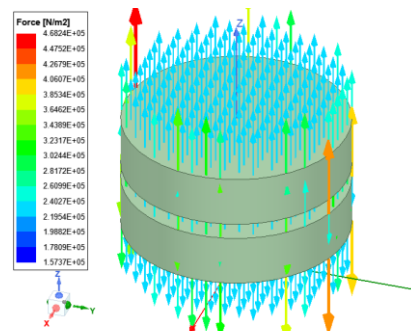
Hình 7. Sự phân bố của mật độ từ cảm tại vị trí giữa khối trụ (Y1Y2) và trên bề mặt khối trụ (Y3Y4).

Sự phân bố của từ trường dọc theo khối trụ phân đoạn Y5Y6 và Y7Y8 được thể hiện như trong hình 8. Do tính chất đối xứng, nên sự phân bố của từ thông là khá đồng đều và có giá trị xấp xỉ bằng nhau. Sự phân bố của lực điện từ trên bề mặt của các khối trụ cũng được biểu diễn trong hình 9. Ta nhận thấy rằng, giá trị lực điện từ tác động trên các khối trụ cùng phương nhưng ngược chiều và có xu hướng đẩy và ép các tâm ngăn cách giữa các khối trụ dọc theo khe hở không khí. Điều này sẽ làm xô lệch các khối trụ, ảnh hưởng đến kết

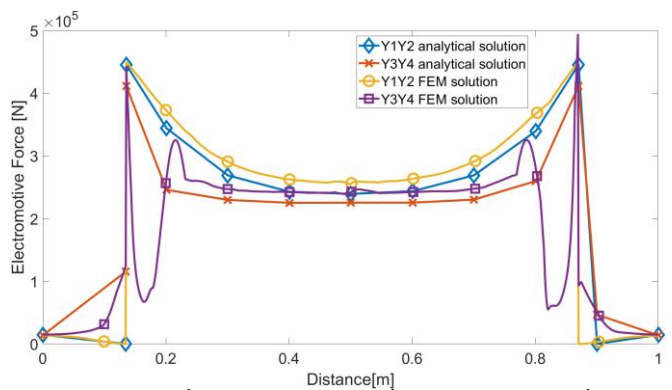
cấu của mạch từ CKBN và gây ra tiếng ồn trong suốt quá trình vận hành. Hình 10 mô tả sự phân bố của lực điện từ tác động trên bề mặt khối trụ (Y3Y4) và giữa khối trụ (Y1Y2). Như đã phân tích, tại vị trí hai mép góc của khối trụ, do thành phần từ thông tản lớn, do đó lực điện từ tại khu vực này có giá trị lớn. Khi giá trị mật độ từ cảm đạt tới 1.03T, ứng suất lực hướng trực tác động trên bề mặt khối trụ lên tới 480kN, điều này sẽ nguy hiểm đến kết cấu của CKBN, thậm chí sẽ phá hủy kết cấu của CKBN.



Hình 8. Sự phân bố của mật độ từ cảm tại vị trí dọc theo khối trụ (Y5Y6) và (Y7Y8).



Hình 9. Sự phân bố của lực điện từ trên bề mặt của các khối trụ



Hình 10. Sự phân bố lực điện từ tại giữa khối trụ (Y1Y2) và trên bề mặt khối trụ (Y3Y4).

4. Kết luận

Trong bài báo này, nhóm tác giả đã tiếp cận bằng hai phương pháp (phương pháp giải tích và phương pháp FEM) để tính toán, mô phỏng sự phân bố của mật độ từ cảm trong và xung quanh khe hở các khối trụ, lực điện từ tác động lên bề mặt khối trụ của CKBN. Trong cả hai phương pháp, các kết quả đạt được cho thấy, các lực điện từ tác động lên bề mặt trên và mặt dưới của khối trụ cùng phương nhưng ngược

chiều và có độ lớn xấp xỉ bằng nhau. Điều này sẽ tác động trực tiếp tới các tấm ngăn cách giữa các khối trụ, sẽ làm xô lệch kết cấu của các khối trụ và mạch từ do phải chịu lực nén rất lớn. Các kết quả đạt được từ nghiên cứu, sẽ là cơ sở để giúp cho các nhà thiết kế và chế tạo CKBN đưa ra giải pháp tăng cường/gia cố kết cấu của các tấm ngăn cách giữa các khối trụ trước khi sản xuất. Đặc biệt, đưa ra sự lựa chọn phù hợp của mật độ từ cảm trong lõi thép để có thể giảm được lực điện từ tác động trên bề mặt của khối trụ và bề mặt của các tấm ngăn cách giữa các khối trụ. Điều này sẽ giúp cho việc thiết kế và vận hành CKBN được tối ưu hóa để đảm bảo tính ổn định và hiệu suất của hệ thống điện.

LỜI CẢM ƠN

Nhóm tác giả bài báo xin trân trọng cảm ơn Trường Đại học Quy Nhơn đã cho phép sử dụng phần mềm để tính toán, mô phỏng và kiểm tra kết quả.

Tài liệu tham khảo

- [1] Gagari Deb "Ferranti Effect in Transmission Line" International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE) Vol.2, No.4, August 2012, pp. 447-451 ISSN: 2088-8708.
- [2] A. Divya Swarna Sri "Depiction and Compensation of Ferranti Effect in Transmission Line" International Journal for Research in Applied Science & Engineering Technology (IRASET) ISSN: 2321-9653; Volume 6 Issue III, March 2018
- [3] H. Amreiz, A. Janbey and M. Darwish, "Emulation of Series and Shunt Reactor Compensation" 2020 55th International Universities Power Engineering Conference (UPEC), 2020, pp. 1-6, doi: 10.1109/UPEC49904.2020.9209786.
- [4] T. P. Minh, H. B. Duc, and V. D. Quoc, "Analysis of Leakage Inductances in Shunt Reactors: Application to High Voltage Transmission Lines", *Eng. Technol. Appl. Sci. Res.*, vol. 12, no. 3, pp. 8488-8491, Jun. 2022.
- [5] Pham Minh, T. "Computation and Simulation of Shunt Reactor by an Analytical method and Finite element Method-Application to transmission lines of high and super high voltages". *Journal of Military Science and Technology*, no. 74, Aug. 2021, pp. 36-43,
- [6] D. I. Zaikin, S. Jonasen and S. L. Mikkelsen, "An Air-Gap Shape Optimization for Fringing Field Eddy Current Loss Reductions in Power Magnetics" in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 5, pp. 4079-4086, May 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.28682 89.
- [7] A. Balakrishnan, W.T. Joines, T.G. Wilson, "Air-gap reluctance and inductance calculations for magnetic circuits using a Schwarz-Christoffel transformation" *IEEE Transactions on Power Electronics* 12 (July 4) (1997) 654-663
- [8] Lü, Fangcheng & Guo, Jiayi & Niu, Leilei & Geng, Jianghai & Pan, Yirui "A New 3D Method for Reactor Core Vibration Based on Silicon Steel Lamination Rules and Application in UHV Shunt Reactors" *Mathematical Problems in Engineering*. 2019. 1-11. 10.1155/2019/72 90536.
- [9] S.V. Kulkarni, S.A. Khaparde "Transformer Engineering: Design, Technology, and Diagnostics" Second Edition, ISBN 9781439853771, Published October 10, 2012 by CRC Press
- [10] S. Koruglu, P. Sergeant, R.V. Sabarieqo, Vuong. Q. Dang, M. De Wulf "Influence of contact resistance on shielding efficiency of shielding gutters for high-voltage cables," *IET Electric Power Applications*, Vol.5, No.9, (2011), pp. 715-720.
- [11] Najafi, A., Iskender, I. "Comparison of core loss and magnetic flux distribution in amorphous and silicon steel core transformers." *Electr Eng* 100, 1125-1131 (2018). doi:10.1007/s00202-017-0574-7
- [12] K. Dawood, G. Komurgoz and F. Isik, "Modeling of Distribution Transformer for Analysis of Core Losses of Different Core Materials Using FEM," 2019 8th International Conference on Modeling Simulation and Applied Optimization (ICMSAO), 2019, pp. 1-5, doi: 10.1109/ICMSAO.2019.8880392.
- [13] Kamran Dawood "Modeling of Distribution Transformer for Analysis of Core Losses of Different Core Materials Using FEM" 2019 8th International Conference on Modeling Simulation and Applied Optimization (ICMSAO)
- [14] F. Yuan et al., "Thermal Optimization for Dry Type Air Core Reactor Base on FEM," 2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2018, pp. 1726-1730, doi: 10.23919/ICEMS.2018.8549257.
- [15] S. Magdaleno-Adame, R. Escarela-Perez, J. C. Olivares-Galvan, E. Campero-Littlewood and R. Ocon-Valdez, "Temperature Reduction in the Clamping Bolt Zone of Shunt Reactors: Design Enhancements," in *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 29, no. 6, pp. 2648-2655, Dec. 2014, doi: 10.1109/TPWRD.2014.2322994.
- [16] Modeling of electromagnetic systems by coupling subproblems method with application to thin shell models, PhD Thesis, Dang Quoc Vuong, 2013.

Author's Biography



Dr Hung Bui Duc is currently working as a team leader of electrical machines's group, and also a lecturer of Department of Electrical Engineering, School of Electrical and Electronic Engineering, Hanoi University of Science and Technology. He obtained the PhD degree in the Department of Electrical Engineering, Hanoi University of Science and Technology, in 2000.



M.Sc. Dang Chi Dung is currently working as a deputy of Office Head, School of Electrical and Electronic Engineering, Hanoi University of Science and Technology. He obtained the Master degree in the Department of Electrical Engineering, Hanoi University of Science and Technology, in 2003.



Dr Do Chi Phi is a Dean Electrical-Electronic Engineering Cao Thang Technical College, Ho Chi Minh city, Vietnam. PhD, Hanoi University of Science and Technology in 2016. He is Studying in Electrical Engineering, electrical installation skills, design install a Solar or lighting system; ability to operate, assemble, maintain electrical equipment, electrical systems and solve problems related to electricity and equipment in the production.



Assoc. Prof. Dang Quoc Vuong received his PhD degree in 2013 from the Faculty of Applied Sciences at the University of Liege in Belgium. After that he came back to the Hanoi University of Science and Technology in September 2013, where he is currently working as a deputy director of Training Center of Electrical and Electronic Engineering, School of Electrical and Electronic Engineering, Hanoi, University of Science and Technology. He became an Associate Professor in 2020. His research domain encompasses modeling of

electrical machines and electromagnetic systems by coupling of subproblem methods.

Một cách tiếp cận mới trong xây dựng mô hình động học và điều khiển cho động cơ tự nâng không lồng thép

A new approach to establishing a dynamic and control model for Slotless Self - Bearing Motor

Võ Đức Nhân¹, Nguyễn Xuân Biên², Vũ Văn Học¹, Phạm Thị Lý^{3*}, Nguyễn Quang Địch¹

¹Viện Kỹ thuật điều khiển và Tự động hóa, Đại học Bách khoa Hà Nội

²Trường Đại học Thủy Lợi

³Trường Đại học Giao thông Vận tải

*Corresponding author E-mail: ptlydk@utc.edu.vn

Abstract

The content of the article analyzes the electromechanical process of the Lorentz electromagnetic force when we supply a slotless self-bearing motor with two types of current: alternating current and direct current. The alternating current generates motor torque and the direct current generates axial magnetic drive force. The slotless self-bearing motor model designed and fabricated in this study has a concentrated rotor magnetic field and scattered stator windings. This is different from previous research models where the rotor has a distributed magnetic field and the stator is 12 bars. The new type of motor in the study of this paper uses the vector control theory of electric machines to build the control model. In this motor, the magnetic drive force will be maintained continuously by a direct current large enough to hold the rotor against disturbances caused by centrifugal force when the motor rotates and disturbances due to rotor drag. The control structure for the slotless self-bearing motor is cascaded. The inner loop is a current loop that is designed in a “bang-bang” control structure. The outer loop circuit has two channels: the position control channel and the speed control channel. The position control channel uses a PD controller combined with feedforward noise compensation and the speed channel uses a PI controller. The simulation results show that the system works stably and is resistant to noise for the rotor position.

Keywords: Slotless Self-Bearing Motor (SSBM), Magnetic drive force, Magnetic drive, PID controller

Symbols

Symbols	Units	Description
A, B, N, S		space state matrix
$G(s)$		transfer function
L_{sd}, L_{sq}	H	d and q stator r inductance

Abbreviations

SSBM	Slotless Self-Bearing Motor
------	-----------------------------

Tóm tắt

Nội dung của bài báo phân tích quá trình sinh mô men quay và lực nâng ngang trục của động cơ tự nâng không lồng thép theo nguyên lý lực Lorentz khi ta cung cấp cho cuộn dây stator động cơ hai loại dòng điện: dòng điện xoay chiều và dòng điện một chiều. Dòng điện xoay chiều tạo ra mô men quay và dòng điện một chiều tạo ra lực nâng ngang trục. Mô hình động cơ tự nâng không lồng thép được thiết kế và chế tạo trong nghiên cứu này có từ trường rotor tập trung và dây quấn stator phân tán. Đây là điểm khác biệt với các mô hình nghiên cứu trước đây trong đó rotor có từ trường phân bố và

stator có dạng 12 thanh dẫn. Loại động cơ mới trong nghiên cứu của bài báo này sử dụng lý thuyết điều khiển véc tơ của máy điện xoay chiều để xây dựng mô hình điều khiển. Ở động cơ này, lực nâng ngang trục sẽ được duy trì liên tục nhờ bổ sung dòng điện một chiều đủ lớn để giữ cho rotor chống lại các nhiễu do lực ly tâm gây ra khi động cơ quay và các nhiễu do lực cản của rotor. Cấu trúc điều khiển cho động cơ tự nâng không lồng thép được thiết kế theo dạng mạch vòng, trong đó mạch vòng bên trong là vòng điều khiển dòng điện được thiết kế theo cấu trúc điều khiển “bang-bang”, còn mạch vòng ngoài có hai kênh: kênh điều khiển vị trí ngang trục và kênh điều khiển tốc độ. Kênh điều khiển vị trí sử dụng bộ điều khiển PD cấu trúc song song và kênh tốc độ sử dụng bộ điều khiển PI. Kết quả mô phỏng cho thấy hệ thống hoạt động ổn định và có khả năng chống nhiễu gây sai lệch vị trí rotor.

1. Giới thiệu chung

Động cơ tự nâng nói chung và động cơ tự nâng không lồng thép nói riêng hiện được quan tâm nghiên cứu nhiều trong thời gian gần đây [1]-[13]. Động cơ này có kích thước nhỏ, không sử dụng lồng thép và cho phép chạy ở tốc độ cao. Nó được sử dụng trong thiết bị ngoại vi máy tính, hệ thống lưu trữ dữ liệu, thiết bị y tế và phòng sạch,... Trong các nghiên

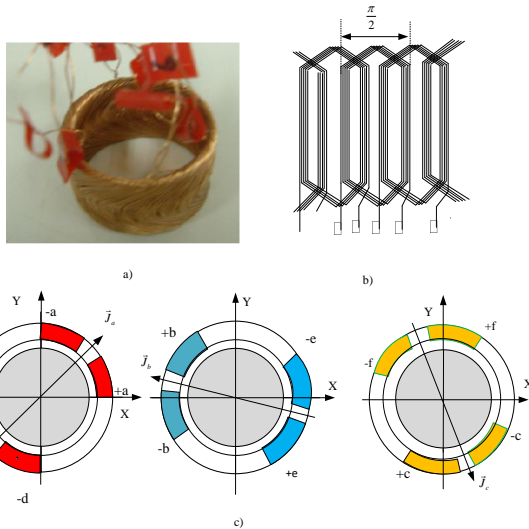
cứ [3-10], động cơ tự nâng không lõi thép có stator là thanh dẫn và rotor có từ trường phân bố rải. Do đó, khi muốn tăng công suất ta phải tăng tiết diện thanh dẫn, điều này làm tăng kích thước của động cơ. Khi vận hành động cơ ở tốc độ cao sẽ gặp khó khăn do lực ly tâm sẽ phá hỏng các mạch từ dán trên mặt rotor. Trong cấu trúc điều khiển, lực ô từ chỉ xuất hiện khi rotor có sai lệch vị trí và rất nhạy với nhiễu do rotor của động cơ được thả lỏng [3-6]. Khi rotor quay sẽ xuất hiện lực ly tâm lớn có tần số tỉ lệ với tốc độ quay và độ lớn tỉ lệ với bình phương tốc độ quay. Khi động cơ khởi động với lực ly tâm không lớn nhưng rotor đã bị lệch. Khi tốc độ càng cao lực ly tâm càng lớn do vậy sẽ gây dao động rotor với biên độ và tần số lớn. Để triệt tiêu dao động này bắt buộc phải thiết kế mạch bù nhiễu, tuy nhiên khi thiết kế bù nhiễu lại vẫn phải dùng sử dụng dòng điện lớn nên hiệu suất giảm đi.

Nội dung bài báo này đề xuất xây dựng mô hình động cơ tự nâng không lõi thép mới với stator không phải là 12 thanh dẫn như trong các nghiên cứu [3-6] mà là các cặp cuộn dây a-d, b-e, c-f cuốn rải theo chu vi của stator. Rotor là nam châm vĩnh cửu có từ trường phân bố tập trung. Về cấu trúc điều khiển, mạch vòng điều khiển vị trí sẽ thiết kế có thêm dòng điện giữ cho roto luôn ở trạng thái cân bằng. Khi động cơ gia tốc, lực từ sẽ giữ cho roto không bị đảo theo lực ly tâm.

2. Mô hình động cơ và động lực học quá trình

2.1. Đặc điểm, cấu tạo động cơ tự nâng không lõi thép (SSBM) được đề xuất

Động cơ tự nâng không lõi thép được đề xuất như trên hình 1. Trong đó, stator có cấu tạo dạng dây cuốn, gồm 6 bó dây, cuốn rải theo chu vi của stator r (hình 1a) với sơ đồ triển khai dây quấn như trên hình 1b. Stator không phải 12 thanh dẫn mà là ba cặp cuộn dây a-d, b-e, c-f lệch nhau 120⁰ theo chu vi stator hình 1c. Rotor là một nam châm vĩnh cửu phân bố tập trung.



Hình 1. Mô hình động cơ (a) Sơ đồ dây dẫn (b), Mô tả cuộn dây (c)

Do stator của động cơ có cấu tạo là dây cuốn rải nên khi cấp dòng điện vào ba cặp cuộn dây sẽ xuất hiện sức từ động J. Ta đặt véc tơ sức từ động \vec{J}_a^f của cặp cuộn dây a-d, \vec{J}_b^f của cặp cuộn dây b-e và \vec{J}_c^f của cặp cuộn dây c-f. Để tạo nên lực của ô từ cũng như mô men quay ta dựa trên lực Lorentz:

$$F_k = B_\delta \ell J_k^f \sin \gamma \tag{2.1}$$

Trong đó:

- $F_k(N)$ là lực tác dụng lên dây dẫn thứ k tại điểm xét
- $B_\delta(T)$ từ trường ở khe hở không khí
- $J_k^f (A \text{ vòng})$ là cường độ véc tơ dòng điện đẳng trị chạy qua các cuộn dây thứ k
- $\gamma (rad)$ là góc lệch giữa véc tơ từ trường và véc tơ dòng điện đẳng trị
- $\ell (m)$ là chiều cao của cuộn dây stator

Để tạo lực đẩy ô từ ta cấp cho stator động cơ dòng một chiều và dòng điện xoay chiều để tạo mô men. Sau đây ta lần lượt xét lực đẩy và mô men quay.

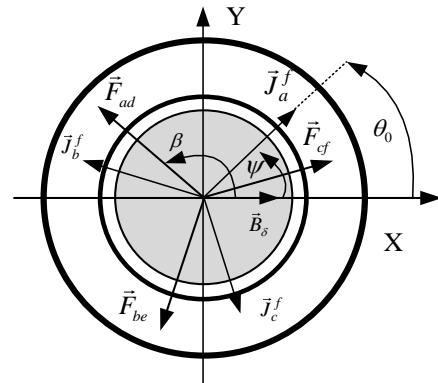
2.2. Lực đẩy ô từ ngang trục

Lực nâng của động cơ tự nâng không lõi thép được tính theo lực Lorentz, là tích của véc tơ từ trường và véc tơ dòng điện đẳng trị, có hướng xác định theo quy tắc bàn tay trái. Như vậy, lực nâng sẽ vuông góc với véc tơ dòng điện đẳng trị, độ lớn được tính theo như biểu thức 2.2 dưới đây:

$$\begin{cases} F_{ad} = B_\delta \ell J_a^f \sin(\beta - \psi) \\ F_{be} = B_\delta \ell J_b^f \sin(\beta + \frac{2\pi}{3} - \psi) \\ F_{cf} = B_\delta \ell J_c^f \sin(\beta - \frac{2\pi}{3} - \psi) \end{cases} \tag{2.2}$$

Trong đó:

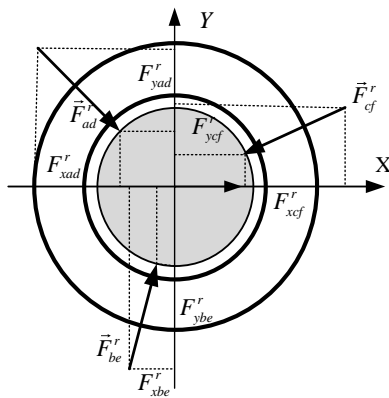
- $F_k(N)$ là lực tác dụng của từ trường Rotor lên cuộn dây k
- $B_\delta(T)$ từ trường ở khe hở không khí
- $J_k^f (A \text{ vòng})$ là cường độ véc tơ dòng điện đẳng trị chạy qua các cuộn dây. Cuộn dây thứ k ta có: $J_k^f = \frac{\sqrt{2}}{\pi} W \cdot k_{dq} i_k^f$
- i_{ad}^f là dòng điện một chiều chạy trong cuộn a-d để sinh lực đẩy
- k_{dq} là hệ số quấn dây
- $\beta = \theta_0 + \frac{\pi}{2} (rad)$ là góc lệch giữa véc tơ lực F_{ad} và trục X
- $\psi(rad)$ là góc quay của véc tơ từ trường Rotor



Hình 2. Đồ thị véc tơ dòng đẳng trị và véc tơ lực

Nếu chọn trục X trùng với +a ta có góc $\theta_0 = \pi/4$ và góc $\beta = \theta_0 + \frac{\pi}{2} = \frac{3\pi}{4}$. Véc tơ dòng điện đẳng trị, tạo lực ô từ, lệch pha nhau 120° và không thay đổi vị trí mặc dù rotor quay $\vec{J}_a^f, \vec{J}_b^f, \vec{J}_c^f$. Theo (2.2) ta có ba véc tơ lực từ $\vec{F}_{ad}^r, \vec{F}_{be}^r, \vec{F}_{cf}^r$ tác động của rotor lên ba cặp cuộn dây được trình bày trên hình 2:

Do các cuộn dây cố định nên ba lực $\vec{F}_{ad}^r, \vec{F}_{be}^r, \vec{F}_{cf}^r$ sẽ tạo phần lực tác động lên rotor ký hiệu là $\vec{F}_{xad}^r, \vec{F}_{yad}^r, \vec{F}_{xbe}^r, \vec{F}_{ybe}^r, \vec{F}_{xcf}^r, \vec{F}_{ycf}^r$. Ba lực đẩy này tác động lên rotor giữ cho rotor cân bằng tạo chức năng tương tự như ô từ giữ cho rotor đồng tâm. Đồ thị véc tơ phần lực tác động vào rotor được trình bày trên hình 3:



Hình 3. Véc tơ phần lực tác động lên rotor

Chiếu ba lực lên trục X-Y và tổng hợp lực trên trục X và Y ta được:

$$\begin{cases} F_x = [F_{xad} \cos(\beta + \omega t) + F_{xbe} \cos(\beta + \Delta + \omega t) + F_{xcf} \cos(\beta - \Delta + \omega t)] \\ F_y = [F_{yad} \sin(\beta + \omega t) + F_{ybe} \sin(\beta + \Delta + \omega t) + F_{ycf} \sin(\beta - \Delta + \omega t)] \end{cases} \quad (2.3)$$

Với $\Delta = 2\pi/3$ và quy ước như sau: F_x^+ có chiều theo (+) trục X, và F_x^- có chiều theo (-) trục X. Tương tự với lực trục Y: F_y^+ có chiều theo (+) trục Y, tức là đẩy Rotor theo +Y và F_y^- có chiều theo (-) trục Y.

Xét chế độ tĩnh, từ trạng thái ban đầu như trên hình 4, $\omega t = 0$ và roto đồng tâm các lực thành phần biểu diễn như trên hình 4 với $J_{ad}^f = J_{be}^f = J_{cf}^f = I_0^f$ ta có:

- Lực ô từ theo trục X

$$\begin{cases} F_x = F_x^+ + F_x^- \\ F_x^+ = F_{xad}^r + F_{xbe}^r \\ F_x^- = F_{xcf}^r \end{cases} \quad (2.4)$$

- Lực ô từ theo trục Y

$$\begin{cases} F_y = F_y^+ + F_y^- \\ F_y^+ = F_{ybe}^r \\ F_y^- = F_{yad}^r + F_{ycf}^r \end{cases} \quad (2.5)$$

Thay (2.4) và (2.5) vào (2.3) với $\beta = \frac{3\pi}{4}$ và $\omega t = 0$ ta có:

- Đối với trục X:

$$\begin{cases} F_{xo}^+ = F_{xad}^r + F_{xobe}^r = -k_f I_o \left[\cos \frac{3\pi}{4} + \cos \left(-\frac{7\pi}{12} \right) \right] \\ = -0,5k_f I_o [-0,707 - 0,258] = 0,5k_f I_o [0,965] \\ F_{xo}^- = F_{xocf}^r = -k_f I_o \left[\cos \frac{\pi}{12} \right] = -0,5k_f I_o [0,965] \end{cases} \quad (2.6)$$

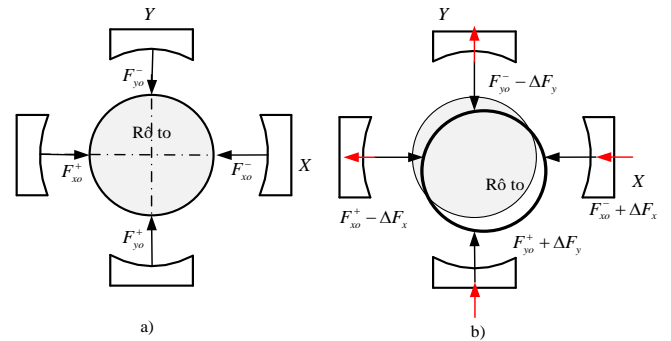
- Đối với trục Y:

$$\begin{cases} F_{yo}^- = F_{yoad}^r + F_{yocf}^r = -k_f I_o \left[\sin \frac{3\pi}{4} + \sin \frac{\pi}{12} \right] \\ = -k_f I_o [0,707 + 0,258] = -k_f I_o [-0,965] \\ F_{yo}^+ = -F_{yobe}^r = -k_f I_o \left[\sin \frac{7\pi}{12} \right] = k_f I_o [0,965] \end{cases} \quad (2.7)$$

Với $k_f = B_s \ell$ và $I_o = J_o^f$. Từ 2.6 và 2.7 ta thấy, khi rotor đồng tâm (sai lệch vị trí bằng 0), ta có:

$$|F_{xo}^+| = |F_{xo}^-|; |F_{yo}^+| = |F_{yo}^-| \quad (2.8)$$

Điều này cho thấy, động cơ đã sinh ra lực ô từ để giữ khe hở không khí đồng đều. Từ biểu thức 2.8, mô hình lực ô từ của động cơ tự nâng không lõi thép, biểu diễn trên trục X, Y như trên hình 4a



Hình 4. Đồ thị véc tơ lực ô từ trên trục X-Y
a. Khi đồng tâm b. Khi lệch tâm

Khi rotor lệch tâm (Hình 4b), hệ điều khiển sẽ tạo ra ΔF_x^+ và ΔF_x^- để khử sai lệch theo trục X ($\Delta x = 0$). Lực ΔF_y^+ và ΔF_y^- để khử sai lệch theo trục y ($\Delta y = 0$). Từ biểu thức (2.8) ta thấy lực ô từ khi Rotor cân bằng được giữ ổn định bởi hai cặp lực đối ngẫu bằng nhau (F_{x+} và F_{x-}), (F_{y+} và F_{y-}) tương tự như ô từ chủ động dùng lõi thép.

Khi rotor bị lệch tâm như trên Hình 4b xuất hiện sai lệch là $\Delta x > 0$ và $\Delta y < 0$. Để khử lệch tâm rotor đưa rotor về vị trí cân bằng ta dùng giải pháp điều khiển dòng điện tạo ra lực để kéo sai lệch $\Delta x = 0$ và $\Delta y = 0$. Trên Hình 4b mô tả điều khiển lực để khử lệch tâm Rotor. Lúc đó:

$$\begin{cases} F_x^+ = F_{xo} - \Delta F_x \\ F_x^- = F_{xo} + \Delta F_x \end{cases} \quad (2.9)$$

$$\begin{cases} F_y^+ = F_{yo} + \Delta F_y \\ F_y^- = F_{yo} - \Delta F_y \end{cases} \quad (2.10)$$

Mô tả lực theo dòng điện trên trục X-Y ta có:

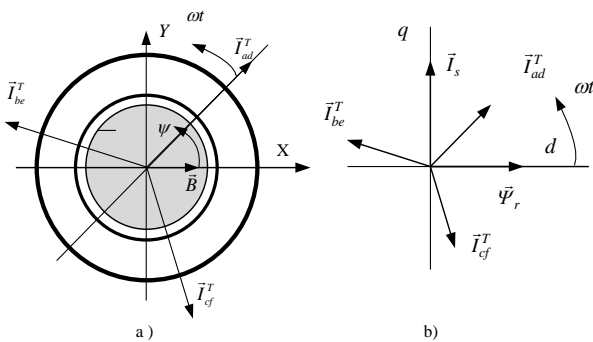
$$\begin{cases} F_x = k_{fx}(I_{x0} \pm \Delta i_x) \\ F_y = k_{fy}(I_{y0} \pm \Delta i_y) \end{cases} \quad (2.11)$$

2.3. Mô men quay

Để tạo lực nâng ta sử dụng dòng điện một chiều cấp cho cuộn dây, nhưng để tạo mô men quay cho động cơ, ta sử dụng dòng điện xoay chiều. Xét đối với ba cặp cuộn dây a-d, b-e và c-f ta cấp cho dòng điện xoay chiều như trên phương trình 2.12 dưới đây:

$$\begin{cases} i_{ad}^T = I_m \cos \psi \\ i_{be}^T = I_m \cos(\psi + 2\pi/3) \\ i_{cf}^T = I_m \cos(\psi - 2\pi/3) \end{cases} \quad (2.12)$$

Khi cấp dòng xoay chiều vào ba cuộn dây ta có ba véc tơ dòng điện đồng trị tạo mô men được biểu diễn trên hình 5a:



Hình 5. Đồ thị véc tơ dòng tạo mô men

Véc tơ từ thông động cơ $\vec{\Psi}_r$ trùng với véc tơ từ trường (trục

d) có giá trị $\Psi_r = \frac{1}{2} \pi r l B (Wb)$.

Ba véc tơ dòng điện $\vec{i}_{ad}^T, \vec{i}_{be}^T, \vec{i}_{cf}^T$ quay với tốc độ ωt , áp dụng phép biến đổi véc tơ ta được véc tơ dòng điện tổng:

$$\begin{cases} \vec{I}_s = \frac{2}{3} (\vec{i}_{ad}^T + a \vec{i}_{be}^T + a^2 \vec{i}_{cf}^T) \\ a = e^{j \frac{2\pi}{3}} \end{cases} \quad (2.13)$$

Chọn vị trí véc tơ tổng trùng với trục q, mô men động cơ được tính:

$$M = k_m \Psi_r I_s \quad (2.14)$$

Với $k_m = \frac{3}{2}$

Như vậy, về mặt vật lý hai thành phần dòng điện tạo lực ô từ và tạo mô men hoàn toàn độc lập và thỏa mãn tính xếp chồng vì cùng đại lượng thứ nguyên. Do đó, ta có dòng điện stator là tổng của hai thành phần dòng điện tạo ra lực ô từ và mô men quay và được biểu diễn thành:

$$\begin{cases} i_{a,d} = (I_0 + \Delta i_{a,d}^f) + i_{a,d}^T \\ i_{b,e} = (I_0 + \Delta i_{b,e}^f) + i_{b,e}^T \\ i_{c,f} = (I_0 + \Delta i_{c,f}^f) + i_{c,f}^T \end{cases} \quad (2.15)$$

Phương trình động lực học vị trí của hệ đối với trục X và trục Y:

$$\begin{cases} F_x - F_{cx} = m \frac{d^2 x}{dt^2} \\ F_y - F_{cy} = m \frac{d^2 y}{dt^2} \end{cases} \quad (2.16)$$

Phương trình động lực học của truyền động điện:

$$M - M_c = J \frac{d\omega}{dt} \quad (2.17)$$

Trong đó:

- x (m) và y (m) là khe hở không khí của động cơ tại trục X và Y
- m (kg) là khối lượng Rotor
- $F_{cx}(N), F_{cy}(N)$ là lực cản chuyển động trục X và trục Y
- M (Nm) là mô men cản
- J (kgm²) là mô men quán tính Rotor động cơ

3. Thiết kế điều khiển cho động cơ SSBM

3.1. Cấu trúc điều khiển

Sơ đồ cấu trúc điều khiển cho động cơ nâng không lõi thép được trình bày trên hình 6.

- Hệ thống điều khiển này gồm có hai đại lượng cần điều khiển là vị trí rotor (x và y) và tốc độ động cơ (ω), tương ứng với hai kênh điều khiển: Điều vị trí rotor và điều khiển tốc độ động cơ.

- Hai đại lượng điều khiển gồm: Dòng điện tạo lực nâng I_k^f

là dòng một chiều và dòng điện tạo mô men I_k^T để điều khiển tốc độ là dòng xoay chiều. Hai dòng điện này được điều khiển riêng rẽ sau đó tổng hợp đưa vào bộ khuếch đại nguồn dòng cấp cho các thanh dẫn của động cơ.

- Đại lượng tác động của điều khiển tốc độ động cơ là dòng sinh mô men I_{sm} , từ dòng I_{sm} quy đổi ra $I_{ad}^T, I_{be}^T, I_{cf}^T$ qua khâu biến đổi tọa độ.

- Đại lượng điều khiển vị trí: Lực ô từ luôn tồn tại ba dòng điện $I_{oad}^f, I_{obe}^f, I_{ocf}^f$ tạo ba lực đẩy F_{oad}, F_{obe} và F_{ocf} tác động liên tục lên rotor để cân bằng rotor trong cả lúc rotor đứng im và cả trong khi động cơ chạy. Xét trên trục X-Y khi trạng thái rotor cân bằng ta luôn duy trì lực từ F_{xo} và F_{yo} tác động do dòng điện I_{ox} và I_{oy} tạo nên. Khi có sai lệch $\Delta x \neq 0$ và $\Delta y \neq 0$, bộ điều khiển tạo nên dòng $(I_{x0} + \Delta i_x)$ và $(I_{y0} + \Delta i_y)$ để sinh ra lực:

$$F_x = F_{x0} + \Delta F_x; F_y = F_{y0} + \Delta F_y$$

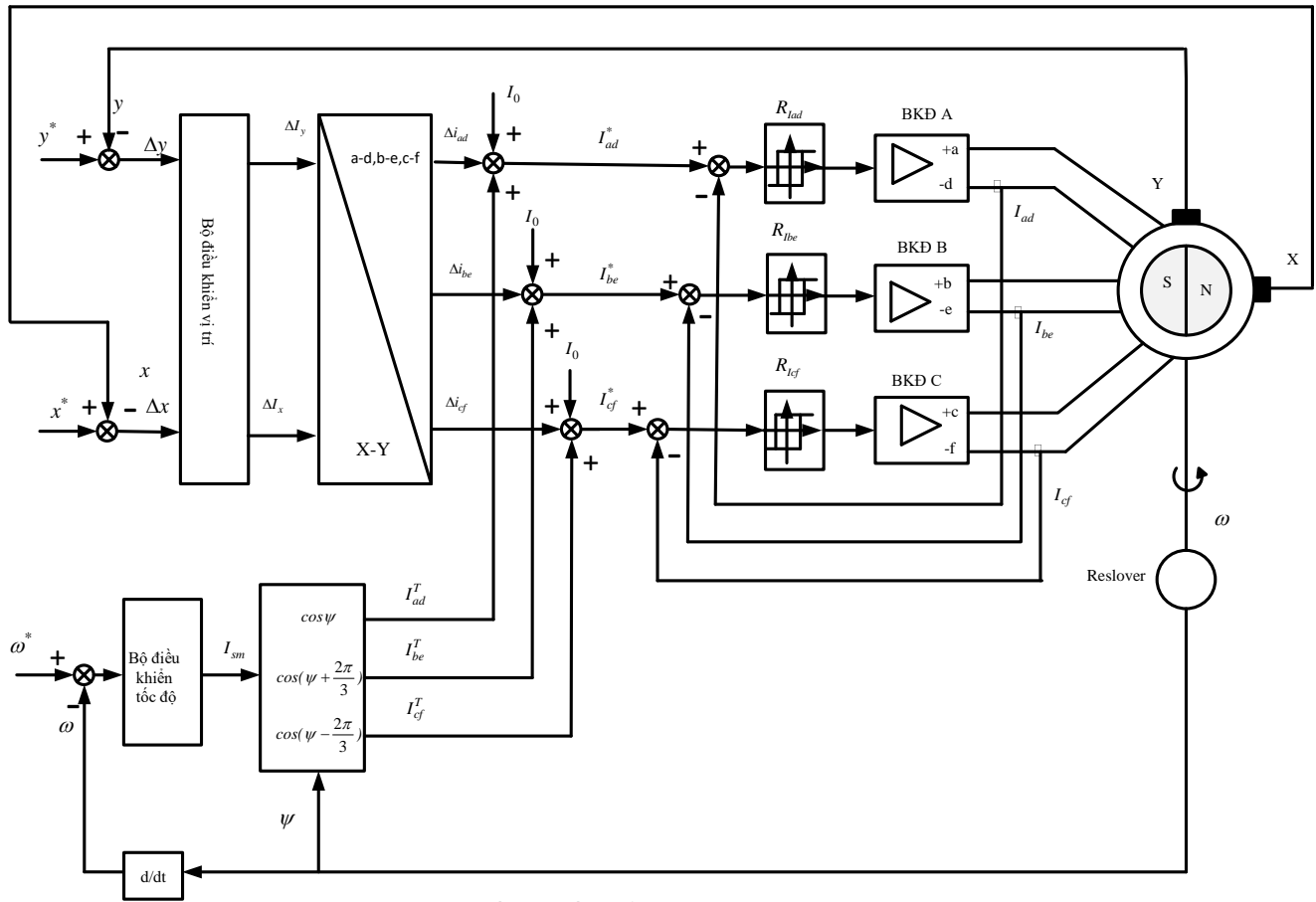
Các lực F_x và F_y để khử độ lệch tâm rotor. Dòng điện I_{ox} và I_{oy} trên trục X và Y được sinh ra từ dòng của ba cuộn dây $I_{ado}^f = I_{beo}^f = I_{cfo}^f = I_0^f$.

Dòng điện cấp cho động cơ bao gồm dòng một chiều tạo lực nâng và dòng xoay chiều sinh mô men được thể hiện như trên phương trình 3.1.

$$\begin{cases} i_{ad}^* = (I_0^f + \Delta i_{ad}^f) + i_{ad}^T \\ i_{be}^* = (I_0^f + \Delta i_{be}^f) + i_{be}^T \\ i_{cf}^* = (I_0^f + \Delta i_{cf}^f) + i_{cf}^T \end{cases} \quad (3.1)$$

Phản ứng của hệ điều khiển gồm: Ba bộ khuếch đại nguồn dòng, ba thiết bị đo dòng, hai thiết bị đo vị trí (khe hở) và thiết bị đo góc quay, tốc độ động cơ.

Cấu trúc điều khiển động cơ tự nâng không lõi thép được thiết kế theo kiểu nối tầng (Hình 6):



Hình 6. Cấu trúc điều khiển động cơ tự nâng không lõi thép

- Mạch vòng trong điều khiển dòng điện cấp cho ba cặp cuộn dây. Do hai dòng này độc lập với nhau nhưng lại cùng cung cấp cho ba cặp cuộn dây stator, vì vậy ta thiết kế một mạch vòng trong chung cho cả hai dòng điện. Mặt khác, dòng điện tạo lực nâng là dòng một chiều và dòng sinh mô men là dòng xoay chiều nên để điều khiển hai dòng này ta thiết lập mạch vòng dòng điện chung thiết kế theo kiểu “bang-bang”. Lượng đặt dòng điện gồm hai thành phần là dòng điện tạo lực và dòng điện tạo mô men quay.
- Mạch vòng ngoài gồm hai kênh: Kênh điều khiển vị trí Rotor với bộ điều khiển vị trí có đầu ra là dòng điện, qua biến đổi tọa độ (2.6) ta được dòng đầu ra. Kênh điều khiển tốc độ $R\omega$ với đầu ra bộ điều khiển tốc độ là biên độ dòng điện của dòng điện tạo mô men, qua bộ biến đổi tọa độ ta có được tính toán thông qua (2.8). Tổng hợp hai tín hiệu dòng điện ta có dòng điện đặt cho mạch vòng dòng điện (2.9).

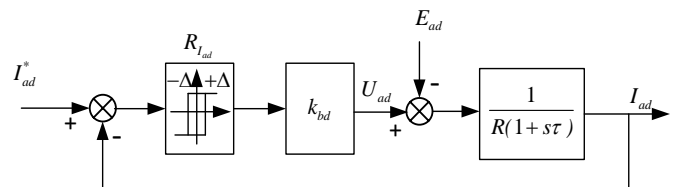
Phương pháp thiết kế điều khiển: Ta thiết kế mạch vòng trong sau đó thực hiện vòng ngoài. Thiết kế riêng rẽ từng kênh có mô phỏng kiểm chứng, sau đó tổng hợp thành hệ để mô phỏng đánh giá.

3.2. Tổng hợp hệ điều khiển cho động cơ SSBM

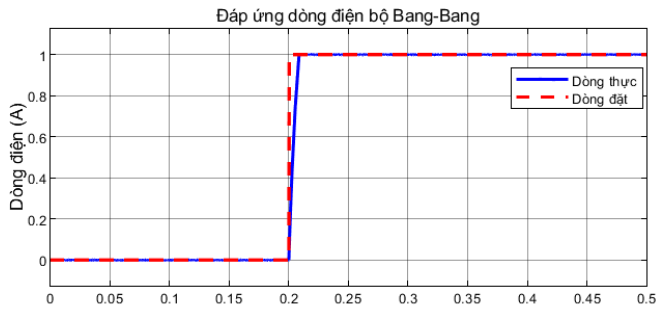
a. Tổng hợp mạch vòng dòng điện

Vì ba dòng điện i_{ad}, i_{be}, i_{cf} là dòng xoay chiều nên ta sẽ chọn bộ điều khiển được chọn là bộ điều khiển kiểu “bang-bang” với ba kênh cho ba dòng điện và chọn $\Delta = \pm 5\% I_m$. Mạch vòng dòng điện sẽ đáp ứng với hai đại lượng: Tần số và biên độ. Khi khởi động động cơ hai đại lượng này đều biến động. Tuy nhiên để đơn giản ta sẽ mô phỏng độc lập đại lượng biên độ để đánh giá đáp ứng của mạch vòng. Do điện cảm của mạch phản ứng động cơ rất nhỏ (do không có lõi thép) nên đáp ứng hệ rất nhanh.

Do ba bộ điều khiển có tính chất giống nhau nên trong nội dung bài báo này chỉ trình bày bộ điều khiển dòng cấp cho cặp cuộn dây a-d như trên hình 7:



Hình 7. Cấu trúc bộ điều khiển dòng cho cuộn a-d



Hình 8. Đáp ứng biên độ dòng điện ở tần số cố định

Trong đó:

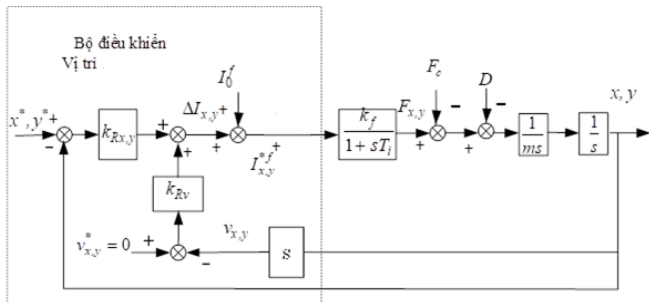
- U_{ad} (V) là điện áp
- E_{ad} (V) là sức điện động
- R (Ω) điện trở cuộn dây
- L là điện cảm cuộn dây
- I_{ad} (A) là dòng điện tổng đẳng trị

Đáp ứng biên độ dòng điện ở tần số cố định như trên hình 8:

Nhận xét: Điều khiển biên độ dòng điện theo kiểu “bang-bang” có tác động nhanh, thời gian đáp ứng là 5ms.

b. Tổng hợp mạch vòng điều khiển vị trí

Mạch vòng điều khiển vị trí Rotor gồm có các đại lượng sau: Vị trí (x,y), tốc độ chuyển dịch $v_y = \dot{y}; v_x = \dot{x}$; hằng số thời gian mạch vòng kín dòng điện T_i , hệ số tỷ lệ lực và dòng điện k_{fx}, k_{fy} . Phản đối tượng có dòng điện I_0 để tạo lực giữ rotor là F_0



Hình 9. Cấu trúc điều khiển vị trí PD có hai mạch vòng nối song song

Mạch vòng điều khiển vị trí rotor được thiết kế có cấu trúc dạng PD hai mạch vòng nối song song (vị trí và tốc độ chuyển dịch). Tổng hợp ta có tham số hai bộ điều khiển:

- Điều khiển tốc độ chuyển dịch vị trí $Rv(x,y)$:

$$\begin{cases} k_{Rvx} = \frac{m}{2k_f.T_i} \\ k_{Rvy} = \frac{m}{2k_f.T_i} \end{cases} \quad (3.2)$$

- Điều khiển vị trí $R(x,y)$:

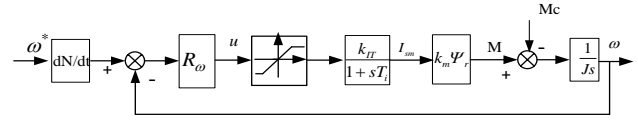
$$\begin{cases} k_{Rx} = \frac{1}{2\tau_{vx}}; \tau_{vx} = 2T_i \\ k_{Ry} = \frac{1}{2\tau_{vy}}; \tau_{vy} = 2T_i \end{cases} \quad (3.3)$$

c. Tổng hợp mạch vòng điều khiển tốc độ cho động cơ SSBM

Hàm truyền đối tượng mạch vòng điều khiển tốc độ quay của động cơ tự nâng không lõi thép:

$$\begin{cases} \frac{\omega}{(M - M_c)} = \frac{1}{Js} \\ \frac{M}{I_{sm}} = \frac{k_m \Psi_r}{1 + sT_i} \end{cases} \quad (3.4)$$

Trong đó: J (kgm^2) mô men quán tính động cơ



Hình 10. Cấu trúc điều khiển mô men

Với giả thiết trên mạch vòng điều khiển tốc độ động cơ SSBM là tuyến tính thông số không đổi, tương tự như các động cơ xoay chiều điều khiển véc tơ thông dụng. Ta có thể áp dụng tiêu chuẩn mô đun tối ưu để tổng hợp bộ điều khiển tốc độ.

Ta được hàm truyền bộ điều khiển tốc độ là PI cụ thể:

$$F_{R\omega}(s) = k_R \frac{1 + s\tau_R}{s\tau_R} \quad (3.5)$$

Với $k_R = \frac{J}{k_m k_{it}}; \tau_R = 4T_i$

4. Mô phỏng

4.1. Mô hình mô phỏng

Các thông số sử dụng để mô phỏng hoạt động của động cơ được đưa ra như trên bảng 1 như sau:

Bảng 1: Thông số động cơ SSBM

Ký hiệu	Giá trị	Ý nghĩa
B δ	0.49 T	Mật độ từ trường cực đại
m	0.04 kg	Khối lượng rotor động cơ
W	55 vòng	Số vòng dây quấn stator r
r	0.011 m	Bán kính rotor
δ	0.005 m	Khe hở không khí
ℓ	0.02 m	Chiều dài cuộn dây
R	3.2 Ω .	Điện trở cuộn dây
L	0.061mH	Điện cảm cuộn dây

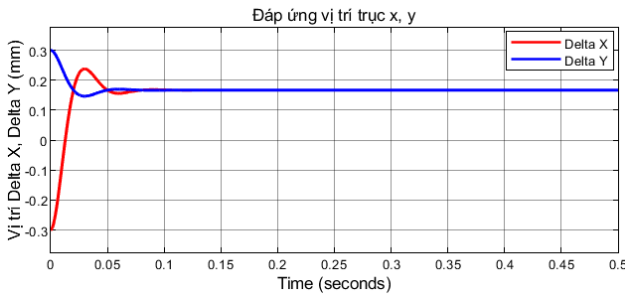
4.2. Kịch bản và kết quả mô phỏng

Để kiểm chứng về thiết kế mạch vòng điều khiển vị trí ta mô phỏng đánh giá, kiểm tra về tác động của lực để đưa rotor về vị trí cân bằng. Sau đó, kiểm tra đáp ứng về dòng điện sinh ra mô men quay của động cơ và đáp ứng tốc độ của động cơ.

a. Mô phỏng mạch vòng điều khiển vị trí

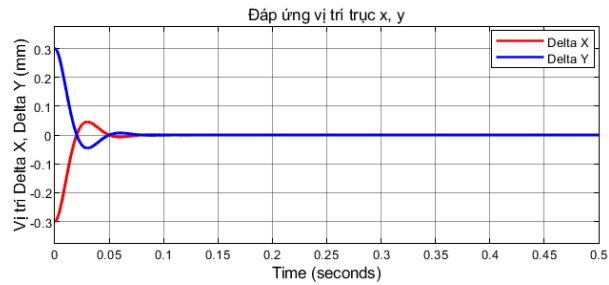
Để kiểm chứng về thiết kế mạch vòng vị trí ta đi mô phỏng kiểm tra đánh giá trong các trường hợp sau:

- Xét mạch vòng điều khiển vị trí khi động cơ đứng im, sai lệch ban đầu theo hai trục x, y được đặt lần lượt là $x = +0.3\text{mm}$, $y = -0.3\text{mm}$ và chưa có dòng điện tạo lực giữ $I_{0x} = 0$ và $I_{0y} = 0$ (Hình 11).



Hình 11. Đáp ứng vị trí khi $x = +0.3$ mm và $y = -0.5$ mm, và dòng tạo lực giữ Rotor $I_{ox}=0$ và $I_{oy}=0$

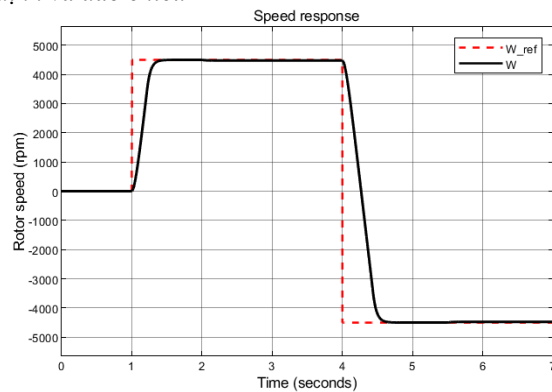
- Khi có dòng điện tạo lực giữ $I_{ox}=0.8A$ và $I_{oy}=0.8$ (Hình 12):



Hình 12. Đáp ứng vị trí khi $x = +0.3$ mm và $y = -0.5$ mm, và dòng tạo lực giữ Rotor $I_{ox}=0.8A$ và $I_{oy}=0.8A$

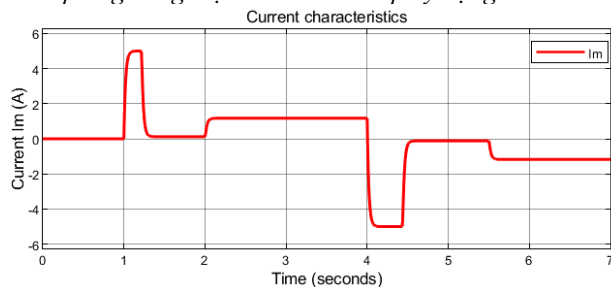
Nhận xét: Khi không có dòng tạo lực giữ I_0 , vị trí ổn định sau khoảng 0.08s và có sai lệch tĩnh $\Delta x=1.8$ mm và $\Delta y=1.8$ mm. Khi có dòng tạo lực giữ I_0 , vị trí ổn định sau khoảng 0.08s nhưng không có sai lệch tĩnh.

- b. *Đáp ứng tốc độ của động cơ khi khởi động, làm việc ổn định và đảo chiều*



Hình 13. Đáp ứng tốc độ quay của động cơ SSBM

- c. *Đáp ứng dòng điện sinh mô men quay động cơ*



Hình 14. Đáp ứng dòng điện của động cơ SSBM

Đáp ứng tốc độ và dòng điện sinh mô men quay là tốt phù hợp với động học của mạch vòng điều khiển tốc độ.

5. Kết luận

Nội dung bài báo đã phân tích quá trình động lực học các quá trình sinh mô men và lực nâng của mô hình mới cho động cơ tự nâng không lõi thép, với rotor có từ trường tập trung và stator có dây cuốn rải. Bài báo cũng đã giới thiệu một cách tiếp xây dựng mô hình toán học mới để từ đó đề xuất cấu trúc điều khiển mới với dòng duy trì tạo lực ổ từ liên tục. Việc thiết kế hệ điều khiển với cấu trúc mạch vòng trong điều khiển dòng điện kiểu “bang - bang”, mạch vòng ngoài hai kênh: Kênh điều khiển tốc độ với bộ điều khiển PI, kênh điều khiển vị trí với bộ điều khiển PD cấu trúc song song đã được kiểm chứng qua mô phỏng. Kết quả mô phỏng cho thấy: Điều khiển tốc độ khi khởi động và đảo chiều có đáp ứng tốt; Điều khiển vị trí cho kết quả đáp ứng yêu cầu hoạt động của động cơ.

Tài liệu tham khảo

- [1] Jiahao Chen, Jingwei Zhu, Eric L. Severson, "Review of Bearingless Motor Technology for Significant Power Applications", IEEE Transactions on Industry Applications, vol.56, no.2, pp.1377-1388, 2020
- [2] Virginie Kluyskens, Corentin Dumont, Bruno Dehez, "Description of an Electrodynamical Self-Bearing Permanent Magnet Machine", IEEE Transactions on Magnetics, vol.53, no.1, pp.1-9, 2017
- [3] S. Ueno, S. Uematsu, and T. Kato, "Development of a Lorentz-Force-Type Slotless Self-Bearing Motor," Journal of System Design and Dynamics. 2009 Vol. 3, No. 4, pp. 462-470.
- [4] S. Ueno and T. Kato, "A Novel Design of a Lorentz-Force-Type Small Self Bearing Motor," in Proceedings of the 8th International Conference on Power Electronics and Drive Systems. 2009 pp. 926-931.
- [5] Nguyen HP, Nguyen XB, Bui TT, Ueno S, Nguyen QD "Analysis and Control of Slotless Self-Bearing Motor," Actuators, 2019; 8(3):57.
- [6] S. Ueno et al (2006), Development of a Lorentz-force-type Slotless Active Magnetic Bearing, Proceedings of 9th International Symposium on Magnetic Bearings, CD-ROM
- [7] Steele, B.A. and L.S. Stephens. A Test Rig for Measuring Force and Torque Production in a Lorentz, Slotless Self-Bearing Motor, in 7th International Symposium on Magnetic Bearings. 2000. Zurich, Switzerland: ETH Zurich, Switzerland
- [8] Stephens, L.S., and D.G. Kim. Dynamic Modeling and Validation of a Lorentz, Self-Bearing Motor Test Rig. in ASME International Gas Turbine and Aeroengine Congress and Exhibition. 2001. New Orleans, LA., USA.
- [9] Salazar, A. O., Chiba, A., and Fukao, T., A Review of Developments in Bearingless Motors, Proc. 7th Int. Symp. Magn. Bearings, ETH, Zurich, Aug. pp. 335-339.2000.
- [10] Stephens, L.S., and D.G. Kim, Analysis and Simulation of a Lorentz-Type Slotless, Self-Bearing Motor. IFAC paper, 2000.
- [11] T. I. Baumgartner, A. Looser, C. Zwyssig and J. W. Kolar, "Novel high-speed, Lorentz-type, slotless self-bearing motor," 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Atlanta, GA, USA, 2010, pp. 3971-3977, doi: 10.1109/ECCE.2010.5617798.
- [12] Thomas Baumgartner, Ralph M. Burkart, Johann W. Kolar, "Analysis and Design of a 300-W 500 000-r/min Slotless Self-Bearing Permanent-Magnet Motor", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.61, no.8, pp.4326-4336, 2014
- [13] Nguyễn Xuân Biên, "Nghiên cứu điều khiển trượt cho động cơ tự nâng không lõi thép", luận văn thạc sỹ ngành Kỹ thuật Điều khiển và Tự động hóa, Đại học Bách khoa Hà Nội, 05/2020.

Điều khiển cuộn chiếu dựa trên thuật toán thích nghi Li - Slotine cho robot khớp mềm SEA

Adaptive Li-Slotine based backstepping control for series elastic actuator robot

Dương Minh Đức^{1*}, Trần Thanh Tùng¹

¹Khoa Tự động hóa, Trường Điện - Điện tử, Đại học Bách khoa Hà Nội

*Corresponding author E-mail: duc.duongminh@hust.edu.vn

Abstract

Series elastic actuator (SEA) has been widely seen in various fields, including the industrial and rehabilitation fields. This is due to the need for safety in human-robot interactions. However, a challenge that the SEA robotic arm faces is the robot's vibration due to the flexibility of the joints. This leads to a decrease in accuracy when controlling the robot's position. This article proposes a Li-Slotine based backstepping control algorithm to address this issue. At first, the Li-Slotine based controller is designed for the rigid joint robot. Next, the backstepping technique is used to design the controller for the SEA robot. The designed algorithm guarantees the system stability, and the vibration of the robot joints is suppressed. The simulation results show the effectiveness of the proposed method.

Keywords: Series elastic actuator, backstepping control, Li - Slotine control, adaptive control, flexible system

Tóm tắt

Sự phổ biến cánh tay robot khớp mềm đang được thấy rõ trong nhiều lĩnh vực khác nhau, bao gồm công nghiệp và y tế phục hồi chức năng. Điều này đến từ yêu cầu về an toàn trong việc tương tác giữa con người và robot. Tuy nhiên, một vấn đề gặp phải với cánh tay robot khớp mềm là sự dao động của robot do tính linh hoạt của các khớp. Điều này gây ra suy giảm trong độ chính xác khi điều khiển vị trí của robot. Bài báo này đề xuất một thuật toán điều khiển cuộn chiếu dựa trên thuật toán thích nghi Li-Slotine để giải quyết vấn đề này. Đầu tiên bộ điều khiển thích nghi Li - Slotine được thiết kế cho phần động lực học cánh tay, tiếp đó kỹ thuật Backstepping được sử dụng thiết kế luật điều khiển đưa vào robot khớp mềm SEA. Thuật toán này được thiết kế để cải thiện độ chính xác trong việc điều khiển vị trí của cánh tay robot khớp mềm. Kết quả mô phỏng đã cho thấy rõ hiệu quả của phương pháp đề xuất.

1. Giới thiệu

Hiện nay với xu thế phát triển của xã hội, có rất nhiều loại robot đang ngày càng tiên tiến, robot trở thành công cụ không thể thiếu trong các nhà máy, xí nghiệp hay trong các lĩnh vực khoa học như y tế, sinh học,... có mức độ tự động hóa cao. Trong số đó đặc biệt hơn cả phải kể tới robot khớp mềm SEA (Series Elastic Actuator - SEA) [1], với ưu điểm an toàn trong tương tác vật lý giữa con người và người máy [2]–[4]. Sự khác biệt giữa robot khớp mềm SEA và robot truyền thống là hệ thống robot khớp mềm SEA sử dụng lò xo làm cơ chế truyền lực từ động cơ tới thanh nối robot. Cơ chế hoạt động của robot khớp mềm khá phức tạp vì nó là sự kết hợp của ba yếu tố: tỷ số truyền, độ đàn hồi của lò xo và tốc độ động cơ và mô-men

xoắn. Chính mối quan hệ chặt chẽ của các yếu tố đã làm cho robot khớp mềm SEA dần trở thành robot được ứng dụng rộng rãi trong các lĩnh vực đòi hỏi độ chính xác cao như y tế, kỹ thuật, robot dạng người,... Cũng chính vì hệ thống lò xo đàn hồi này khiến cho robot khớp mềm SEA bị dao động trong quá trình chuyển động dẫn đến suy giảm độ chính xác trong điều khiển vị trí của robot. Vì vậy đã có rất nhiều đề tài nghiên cứu được đề xuất để giúp robot khớp mềm SEA được vận hành tốt hơn.

Nhiều thuật toán điều khiển khác nhau đã được giới thiệu để kiểm soát và điều khiển các hệ thống robot khớp mềm SEA và đạt được hiệu quả nhất định [5], [6]. Một vài nghiên cứu gần đây tổng hợp bộ điều khiển áp dụng kỹ thuật điều khiển phi tuyến như điều khiển trượt [7], [8], điều khiển cuộn chiếu backstepping [9],... cho hệ thống robot khớp mềm SEA. Nhưng các luật điều khiển này chưa hoàn toàn đáp ứng được yêu cầu của hệ thống như với bộ điều khiển cuộn chiếu backstepping luôn đòi hỏi tham số mô hình chính xác, bộ điều khiển trượt luôn tồn tại nhược điểm xảy ra hiện tượng “chattering” và cũng phụ thuộc tham số mô hình.

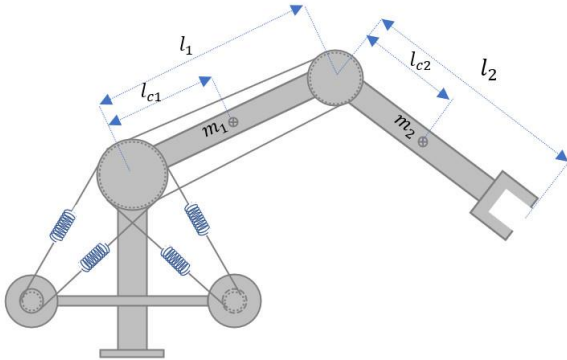
Trong bài báo này để giải quyết các vấn đề trên, chúng tôi đề xuất phương pháp thiết kế điều khiển thích nghi Li-Slotine dựa trên kỹ thuật cuộn chiếu áp dụng với mô hình robot khớp mềm. Luật thích nghi Li-Slotine cho phép hệ thống có thể thích nghi với sự thay đổi thông số mô hình. Kỹ thuật thiết kế cuộn chiếu cho phép dễ dàng thiết kế bộ điều khiển kết hợp với luật thích nghi Li-Slotine. Các kết quả nghiên cứu được kiểm chứng thông qua mô phỏng số.

Phần còn lại của bài báo bao gồm những phần: Mô hình toán học của robot khớp mềm SEA được trình bày trong phần

2. Trong phần 3, quy trình thiết kế bộ điều khiển sẽ được diễn giải chi tiết. Việc chứng minh tính ổn định của hệ thống sử dụng bộ điều khiển đề xuất cũng được trình bày trong phần này. Các kết quả mô phỏng kiểm chứng thuật toán điều khiển đề xuất được mô tả trong phần 4. Kết luận và hướng nghiên cứu tiếp theo được trình bày trong phần 5.

2. Mô hình toán học

Trong bài báo này, chúng tôi sử dụng mô hình cánh tay robot đàn hồi hai khớp, với cơ cấu khớp và lò xo được thiết kế như trong Hình 1. Các kết quả của bài báo hoàn toàn có thể mở rộng ra cho robot N khớp.



Hình 1: Mô hình cánh tay robot khớp mềm hai bậc tự do

Đặt là $q = \begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \end{bmatrix}$ vector góc khớp của cánh tay robot, $\theta = \begin{bmatrix} \theta_1 \\ \theta_2 \end{bmatrix}$ biểu diễn vector góc của động cơ, khi đó động năng của hệ được tính như sau:

$$W_d = \frac{1}{2} \dot{q}^T D(q) \dot{q} + \frac{1}{2} \theta^T J \theta \quad (1)$$

Trong đó $D(q)$ là ma trận quán tính của liên kết và J là ma trận quán tính của động cơ được xác định lần lượt như sau:

$$D(q) = \begin{bmatrix} m_1 l_{c1}^2 + m_2 (l_1^2 + l_{c2}^2 + 2l_1 l_{c2} \cos q_2) & a \\ a & m_2 l_{c2}^2 \end{bmatrix}$$

với $a = m_2 (l_{c2}^2 + l_1 l_{c2} \cos q_2)$, và $J = \begin{bmatrix} J_1 & 0 \\ 0 & J_2 \end{bmatrix}$

Ý nghĩa của các ký hiệu như sau:

m_1 : khối lượng liên kết thứ nhất (kg)

m_2 : khối lượng liên kết thứ hai (kg)

l_1 : chiều dài liên kết thứ nhất (m)

l_2 : chiều dài liên kết thứ hai (m)

l_{c1} : chiều dài góc tọa độ đến tâm liên kết thứ nhất (m)

l_{c2} : chiều dài góc tọa độ đến tâm liên kết thứ hai (m)

Thế năng của hệ bao gồm thế năng trọng trường và thế năng đàn hồi được xác định:

$$P = p(q) + \frac{1}{2} (q - \theta)^T K_s (q - \theta) \quad (2)$$

Trong đó $K_s = \begin{bmatrix} K_{s1} & 0 \\ 0 & K_{s2} \end{bmatrix}$ là ma trận độ cứng lò xo, và $p(q)$ là thế năng trọng trường,

$$p(q) = (m_1 l_{c1} + m_2 l_1) g \sin q_1.$$

Sử dụng phương pháp Lagrange với $L = W_d - P$

$$\frac{d}{dt} \frac{\partial L}{\partial \dot{q}} - \frac{\partial L}{\partial q} = u \quad (3)$$

Sau đó phương trình động lực học của hệ được xác định như sau:

$$D(q) \ddot{q} + C(q, \dot{q}) \dot{q} + G(q) = K_s (\theta - q) \quad (4)$$

$$J \ddot{\theta} + K_s (\theta - q) = u \quad (5)$$

Trong đó thành phần ma trận trọng trường $G(q)$ được biểu diễn:

$$G(q) = \begin{bmatrix} g \cos(q_1) (m_1 l_{c1} + m_2 l_1 + m_2 g l_{c2} \cos(q_1 + q_2)) \\ m_2 g l_{c2} \cos(q_1 + q_2) \end{bmatrix}$$

Và thành phần ma trận Coriolis và hướng tâm có dạng:

$$C = \begin{bmatrix} -m_2 l_1 l_{c2} \sin(q_2) \dot{q}_2 & -m_2 l_1 l_{c2} \sin(q_2) (\dot{q}_1 + \dot{q}_2) \\ m_2 l_1 l_{c2} \sin(q_2) \dot{q}_1 & 0 \end{bmatrix}$$

3. Thiết kế bộ điều khiển

Xét mô hình toán học của hệ robot khớp mềm N bậc tự do như sau:

$$\begin{cases} D(q) \ddot{q} + C(q, \dot{q}) \dot{q} + G(q) = K_s (\theta - q) \\ J \ddot{\theta} + K_s (\theta - q) = u \end{cases} \quad (6)$$

Do xuất hiện khâu liên kết mềm (lò xo), góc động cơ θ sẽ không giống với góc khớp q . Mục tiêu điều khiển là làm cho θ hội tụ đến một hàm (giả sử θ_d), đồng thời θ được áp dụng làm đầu vào cho động lực liên kết, sẽ điều khiển q tiến đến q_d . Từ những phân tích trên, ta đưa ra phương án sử dụng kỹ thuật cuốn chiếu để thiết kế điều khiển cho robot khớp mềm SEA. Robot sẽ được xem xét như robot khớp cứng và bộ điều khiển thích nghi Li-Slotine sẽ được thiết kế cho robot. Sau đó kỹ thuật cuốn chiếu được áp dụng để thiết kế ra bộ điều khiển cuối cùng.

3.1. Thuật toán Li-Slotine

Xét phương trình động lực học của tay máy có các tham số hằng bất định với đầu vào U_R . Phương trình động lực học của robot được viết dưới dạng:

$$D(q) \ddot{q} + C(q, \dot{q}) \dot{q} + G(q) = U_R \quad (7)$$

Đặt sai lệch vị trí (q_d vị trí đặt) và sai lệch vận tốc trong không gian khớp là:

$$e_q = q_d - q; \quad \dot{e}_q = \dot{q}_d - \dot{q}$$

Sử dụng bộ điều khiển thích nghi Li-Slotine như sau[10]:

$$U_R = \widehat{D}(q) \dot{v} + \widehat{C}(q, \dot{q}) v + \widehat{G}(q) - \eta_d r \quad (8) \\ = Y(q, \dot{q}, v, \dot{v}) \hat{p} - \eta_d r$$

Trong đó:

- $\widehat{D}(q), \widehat{C}(q, \dot{q}), \widehat{G}(q)$ là các thành phần ước lượng của $D(q), C(q, \dot{q}), G(q)$,
- $v = \dot{q}_d + \Lambda(q_d - q) = \dot{q}_d + \Lambda e_q$,
- $r = \dot{e}_q + \Lambda e_q = \dot{q}_d - \dot{q} + \Lambda(q_d - q) = v - \dot{q}$,
- η_d ma trận đối xứng, xác định dương tùy chọn,

- $\Lambda = \text{diag}(\lambda_i)$ ma trận đường chéo xác định dương,
- \hat{p} là ước lượng ma trận tham số mô hình p với p được biểu diễn với robot 2 bậc tự do như sau [11]:

$$p = \begin{bmatrix} p_1 \\ p_2 \\ p_3 \\ p_4 \\ p_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_1 l_{c1}^2 + m_2 (l_1^2 + l_{c2}^2) \\ m_2 l_1 l_{c2} \\ m_2 l_{c2}^2 \\ m_1 l_{c1} + m_2 l_1 \\ m_2 l_{c2} \end{bmatrix} \quad (9)$$

- $Y(q, \dot{q}, v, \hat{v})$ viết gọn $Y(\cdot)$ và được mô tả với robot 2 bậc tự do như sau [11]:

$$Y(\cdot) = \begin{bmatrix} \dot{v}_1 & \cos q_2 (2\dot{v}_1 + \dot{v}_2) - \sin q_2 (\dot{q}_2 v_1 + \dot{q}_1 v_2 + \dot{q}_2 v_2) & \dot{v}_2 & g \cos q_1 & g \cos(q_1 + q_2) \\ 0 & \dot{v}_1 \cos q_2 + \dot{q}_1 v_1 \sin q_2 & \dot{v}_1 + \dot{v}_2 & 0 & g \cos(q_1 + q_2) \end{bmatrix} \quad (10)$$

Với luật điều khiển (8) ta có phương trình động lực học kín của hệ thống:

$$D\ddot{q} + C\dot{q} + G = \hat{D}\dot{v} + \hat{C}v + \hat{G} - \eta_a r \quad (11)$$

$$\text{Đặt: } \begin{cases} \ddot{q} = \dot{v} - \dot{r} \\ \dot{q} = v - r \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \dot{r} = \dot{v} - \ddot{q} \\ r = v - \dot{q} \end{cases}$$

và sai lệch giữa các giá trị thật và giá trị ước lượng như sau:
 $\tilde{D} = D - \hat{D}$; $\tilde{C} = C - \hat{C}$; $\tilde{G} = G - \hat{G}$; $\tilde{p} = p - \hat{p}$;

Với việc đặt như vậy phương trình động lực học kín của hệ thống robot trở thành:

$$D\dot{r} + Cr + \eta_a r = \tilde{D}\dot{v} + \tilde{C}v + \tilde{G} = Y(q, \dot{q}, v, \hat{v})\tilde{p} \quad (12)$$

Nhân hai vế phương trình với r^T ta được:

$$r^T D\dot{r} + r^T Cr + r^T \eta_a r = r^T Y(q, \dot{q}, v, \hat{v})\tilde{p} \quad (13)$$

Mặt khác trong robot ma trận $C - \frac{1}{2}\dot{D}$ là ma trận phản đối xứng (skew-symmetric), nghĩa là $r^T (C - \frac{1}{2}\dot{D})r = 0$. Do đó $r^T Cr = \frac{1}{2}r^T \dot{D}r$. Phương trình (12) trở thành:

$$\begin{aligned} & r^T D\dot{r} + \frac{1}{2}r^T \dot{D}r + r^T \eta_a r = r^T Y(q, \dot{q}, v, \hat{v})\tilde{p} \\ \Leftrightarrow & \frac{1}{2}r^T D\dot{r} + \frac{1}{2}r^T \dot{D}r + \frac{1}{2}\dot{r}^T Dr \\ & \quad + (\dot{e}_q + \Lambda e_q)^T \eta_a (\dot{e}_q + \Lambda e_q) \\ & \quad = r^T Y(\cdot)\tilde{p} \\ \Leftrightarrow & \frac{1}{2}r^T D\dot{r} + \frac{1}{2}r^T \dot{D}r + \frac{1}{2}\dot{r}^T Dr + \dot{e}_q^T \eta_a \dot{e}_q + \dot{e}_q^T \eta_a \Lambda e_q \\ & \quad + \dot{e}_q^T \Lambda^T \eta_a \dot{e}_q + \dot{e}_q^T \Lambda^T \eta_a \Lambda e_q \\ & \quad = r^T Y(\cdot)\tilde{p} \\ \Leftrightarrow & \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2}r^T Dr + \dot{e}_q^T \Lambda^T \eta_a e_q \right) \\ & \quad = -\dot{e}_q^T \eta_a \dot{e}_q - \dot{e}_q^T \Lambda^T \eta_a \Lambda e_q \\ & \quad + r^T Y(\cdot)\tilde{p} \end{aligned}$$

Đề xuất hàm Lyapunov như sau:

$$V_R = \frac{1}{2}r^T Dr + \dot{e}_q^T \Lambda^T \eta_a e_q + \frac{1}{2}\tilde{p}^T \Gamma^{-1} \tilde{p} \quad (14)$$

Khi đó

$$\dot{V}_R = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2}r^T Dr + \dot{e}_q^T \Lambda^T \eta_a e_q \right) + \tilde{p}^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{p}} \quad (15)$$

$$\dot{V}_R = -\dot{e}_q^T \eta_a \dot{e}_q - \dot{e}_q^T \Lambda^T \eta_a \Lambda e_q + r^T Y(\cdot)\tilde{p} + \tilde{p}^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{p}}$$

Để $\dot{V} \leq 0$ ta chọn $r^T Y(\cdot)\tilde{p} + \tilde{p}^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{p}} = 0$

Hay, $\tilde{p}^T (Y^T r - \Gamma^{-1}(\dot{\tilde{p}} - \dot{\tilde{p}})) = 0$

Do ma trận tham số mô hình là hằng số $p = \text{const}$ nên $\dot{\tilde{p}} = 0$, từ đó ta có được luật cập nhật tham số mô hình như sau:

$$\dot{\tilde{p}} = -\tilde{p} = \Gamma Y^T r$$

3.2. Thiết kế điều khiển sử dụng kỹ thuật cuộn chiếu

Từ (6) ta viết lại phương trình động lực học robot khớp mềm như sau:

$$D(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + G(q) + K_s q = K_s \theta \quad (16a)$$

$$J\ddot{\theta} + K_s(\theta - q) = u \quad (16b)$$

Đặt $x_1 = \theta$, $x_2 = \dot{x}_1 = \dot{\theta}$.

Bước 1: Giả sử x_1 là tín hiệu đầu vào điều khiển trong phương trình (16a). Chọn tín hiệu điều khiển ảo như sau:

$$x_{1d} = K_s U_R + q \quad (17)$$

Khi đó với luật điều khiển Li-Slotine, $q \rightarrow q_d$.

Bước 2: Để $x_1 \rightarrow x_{1d}$, ta đặt biến sai lệch $e_1 = x_1 - x_{1d}$. Chọn hàm Lyapunov

$$V_1 = V_R + \frac{1}{2}e_1^T e_1 \quad (18)$$

Đạo hàm V_1 thu được:

$$\dot{V}_1 = \dot{V}_R + e_1^T \dot{e}_1 \quad (19)$$

$$\dot{V}_1 = -\dot{e}_q^T \eta_a \dot{e}_q - \dot{e}_q^T \Lambda^T \eta_a \Lambda e_q + e_1^T (x_2 - \dot{x}_{1d})$$

Để $\dot{V}_1 \leq 0$ ta cần có $x_2 - \dot{x}_{1d} = -K_1 e_1$ với K_1 là ma trận đường chéo xác định dương. Suy ra ta có luật điều khiển ảo như sau:

$$x_{2d} = \dot{x}_{1d} - K_1 e_1 \quad (20)$$

Bước 3: Để $x_2 \rightarrow x_{2d}$, ta đặt biến sai lệch $e_2 = x_2 - x_{2d}$, khi đó:

$$\dot{e}_2 = \dot{x}_2 - \dot{x}_{2d} = J^{-1}(u - K_s(x_1 - q)) - \dot{x}_{2d} \quad (21)$$

Đạo hàm của V_1 được tính như sau:

$$\begin{aligned}
\dot{V}_1 &= -\dot{e}_q^T \eta_d \dot{e}_q - \dot{e}_q^T \Lambda^T \eta_d \Lambda e_q + e_1^T (x_2 - \dot{x}_{1d}) \\
&= -\dot{e}_q^T \eta_d \dot{e}_q - \dot{e}_q^T \Lambda^T \eta_d \Lambda e_q + e_1^T (x_{2d} + e_2 - \dot{x}_{1d}) \\
&= -\dot{e}_q^T \eta_d \dot{e}_q - \dot{e}_q^T \Lambda^T \eta_d \Lambda e_q + e_1^T (\dot{x}_{1d} - K_1 e_1 + e_2 - \dot{x}_{1d}) \\
&= -\dot{e}_q^T \eta_d \dot{e}_q - \dot{e}_q^T \Lambda^T \eta_d \Lambda e_q + e_1^T (-K_1 e_1 + e_2)
\end{aligned}$$

Chọn hàm Lyapunov

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} e_2^T e_2 \quad (22)$$

Đạo hàm V_2 ta được

$$\begin{aligned}
\dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + e_2^T \dot{e}_2 \\
&= -\dot{e}_q^T \eta_d \dot{e}_q - \dot{e}_q^T \Lambda^T \eta_d \Lambda e_q + e_1^T (-K_1 e_1 + e_2) + e_2^T \dot{e}_2 \\
&= -\dot{e}_q^T \eta_d \dot{e}_q - \dot{e}_q^T \Lambda^T \eta_d \Lambda e_q - e_1^T K_1 e_1 \\
&\quad + e_2^T (e_1 + J^{-1}(u - K_s(x_1 - q)) - \dot{x}_{2d})
\end{aligned}$$

Để $V_2 \leq 0$ cần $J^{-1}(u - K_s(x_1 - q)) - \dot{x}_{2d} + e_1 = -K_2 e_2$ với K_2 là ma trận đường chéo xác định dương.

Từ đó chúng ta đề xuất luật điều khiển như sau:

$$u = J(\dot{x}_{2d} - e_1 - K_2 e_2) + K_s(x_1 - q) \quad (23)$$

4. Kết quả mô phỏng

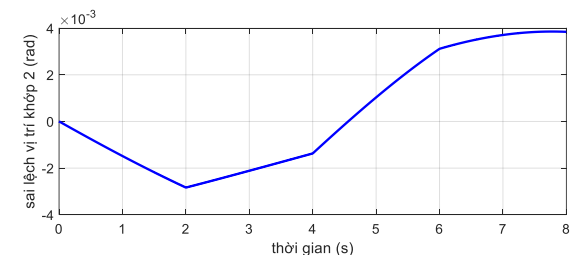
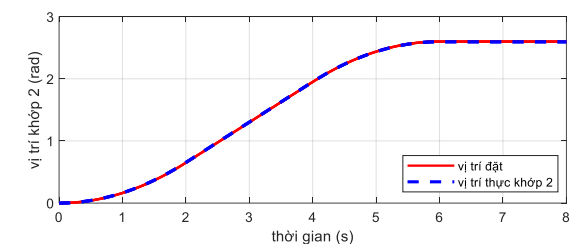
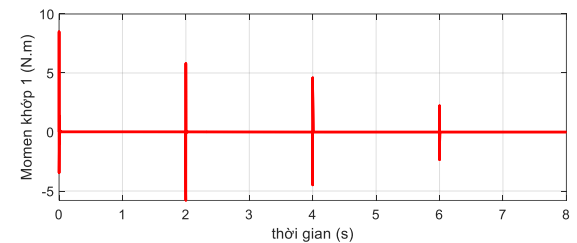
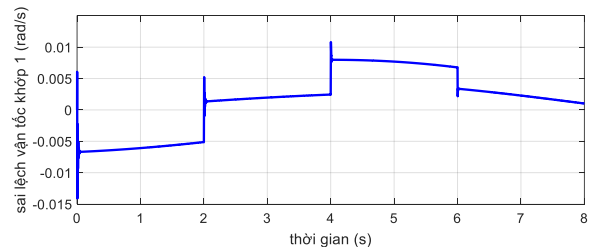
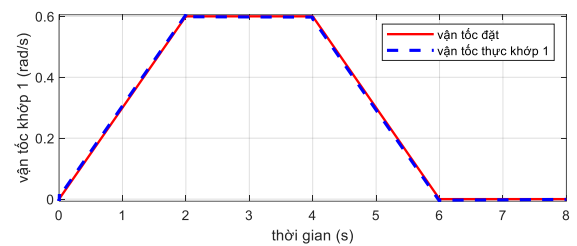
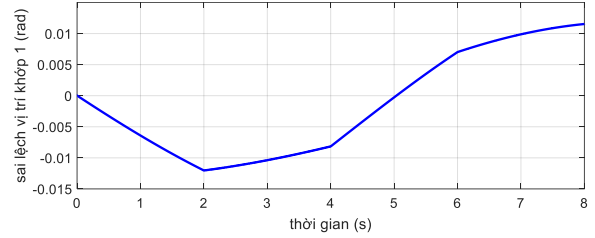
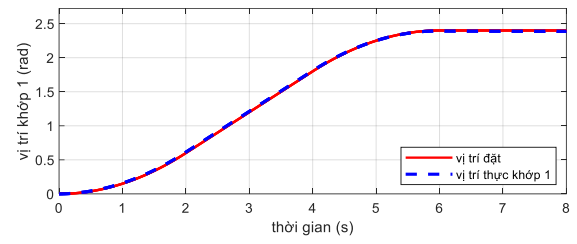
Để kiểm nghiệm hiệu quả của thuật toán điều khiển đề xuất, mô phỏng trên Matlab-Simulink được tiến hành. Trong mô phỏng này, chúng tôi sử dụng mô hình robot khớp mềm hai bậc tự do với các số mô hình được thể hiện ở bảng sau:

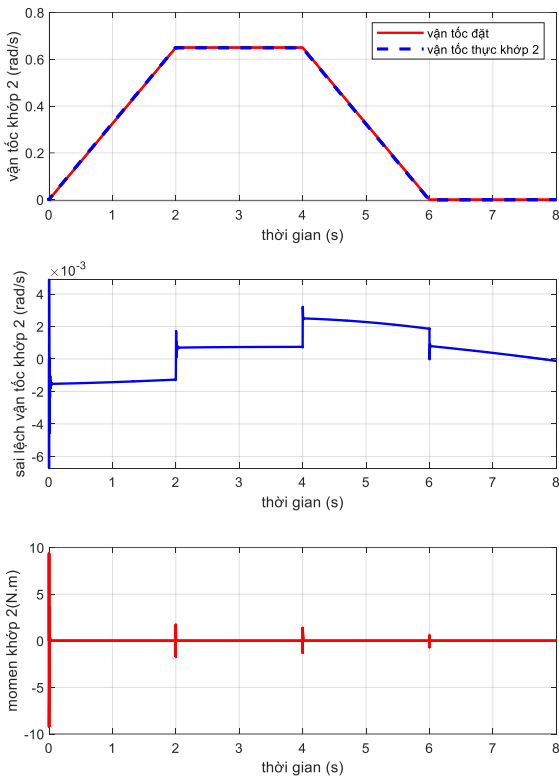
Bảng 1: Thông số mô hình hệ thống robot khớp mềm

Khớp	Khớp 1	Khớp 2
Độ cứng lò xo $K(N/m)$	$K_{s1} = 40$	$K_{s2} = 25$
Độ dài liên kết $l(m)$	$l_1 = 0.25$	$l_2 = 0.25$
Độ dài tâm $l_c(m)$	$l_{c1} = 0.125$	$l_{c2} = 0.125$
Momen quán tính động cơ $J(kg/m^2)$	$J_1 = 0.0185$	$J_2 = 0.0218$

Để đánh giá chất lượng bộ điều khiển, bài báo kiểm chứng tính ổn định, khả năng bám tín hiệu đặt trong trường hợp có tồn tại sai lệch mô hình hệ thống. Giả sử chúng ta điều khiển cánh tay robot từ vị trí đầu tiên $q_0 = [0 \ 0]^T (rad)$ chuyển động dọc theo quỹ đạo 2-1-2 đến vị trí cuối $q_c = [2.4 \ 2.6]^T (rad)$. Mô phỏng được thực hiện với 2 trường hợp là mô hình thông số lý tưởng và mô hình có sai lệch thông số mô hình.

4.1. Với trường hợp mô hình lý tưởng





Hình 2: Kết quả mô phỏng trong trường hợp không có sai lệch mô hình

Trong trường hợp với mô hình lý tưởng, đáp ứng vị trí và tốc độ vẫn ổn định và bám theo tín hiệu đặt cho thấy bộ điều khiển phù hợp với mô hình hệ thống như trong hình 2. Sai lệch vị trí các khớp rất nhỏ (nhỏ hơn 0,015 (rad) với khớp 1 và 0,004 (rad) với khớp 2). Có thể thấy tín hiệu mô men các khớp tăng đột biến tại các điểm gia tốc thay đổi đột ngột. Điều này là do thành phần đạo hàm trong thuật toán điều khiển. Ở đây các thông số điều khiển được chọn sao cho biên độ đầu vào không quá lớn.

4.2. Với trường hợp sai lệch mô hình 10%

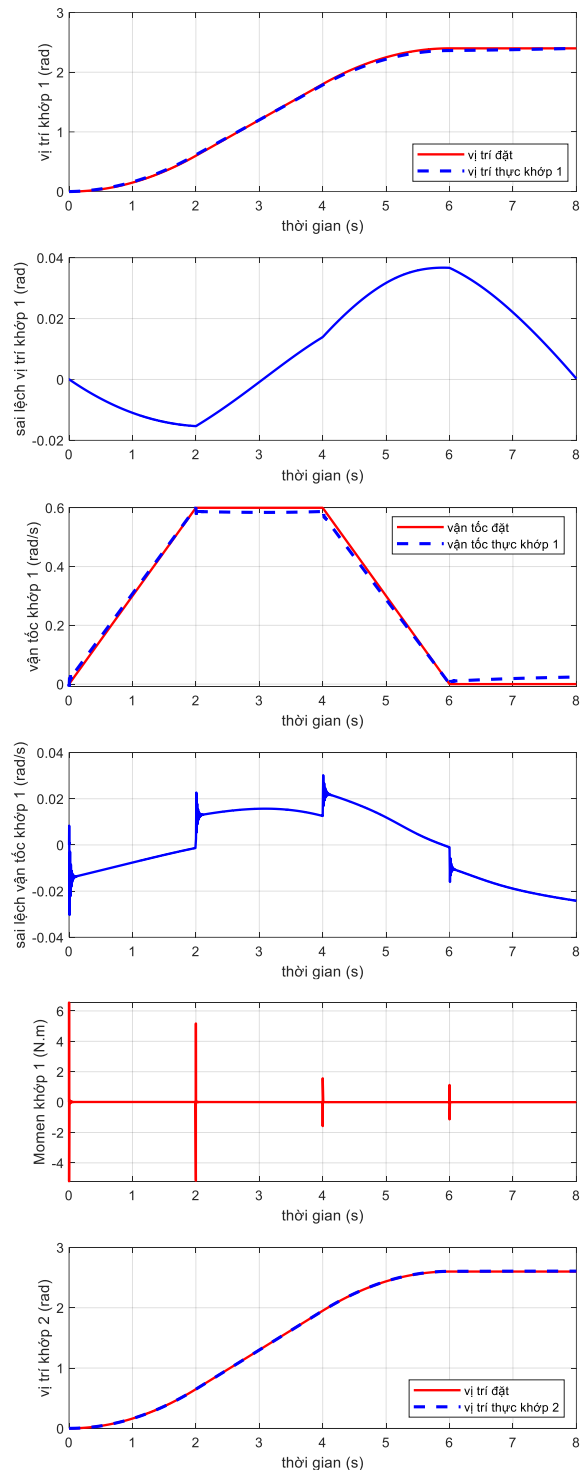
Trong trường hợp với sai lệch tham số mô hình 10%, đáp ứng vị trí và tốc độ vẫn ổn định và bám theo tín hiệu đặt cho thấy chất lượng bộ điều khiển rất tốt, đáp ứng được với sai lệch mô hình như thấy trong hình 3. Sai lệch vị trí tối đa lúc này là khoảng 0,04 (rad) với khớp 1 và 0,007 (rad) với khớp hai. Như vậy thuật toán điều khiển đề xuất đã chứng tỏ khả năng thích nghi với sự thay đổi của mô hình đối tượng. Thuật toán thích nghi Li - Slotine kết hợp điều khiển cuốn chiếu được đề xuất cho robot khớp mềm một lần nữa khẳng định tính chính xác và tính phù hợp trong trường hợp này.

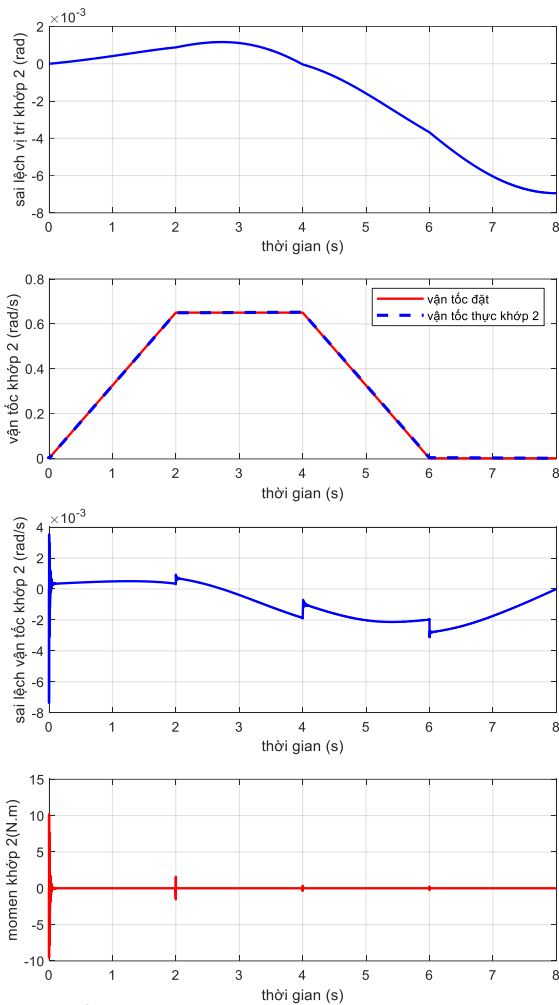
Để kiểm chứng khả năng của thuật toán đề xuất, sai lệch mô hình đến 50% đã được xem xét. Kết quả cho thấy hệ thống vẫn làm việc ổn định khi có sai lệch mô hình. Tuy nhiên khi sai lệch mô hình tăng lên thì sai lệch tối đa giữa vị trí đặt và vị trí thực cũng tăng lên.

5. Kết luận

Bài báo trình bày điều khiển vị trí của robot khớp mềm sử dụng thuật toán điều khiển thích nghi Li - Slotine kết hợp với kỹ thuật thiết kế điều khiển cuốn chiếu. Các kết quả mô phỏng cho thấy bộ điều khiển cho chất lượng điều khiển tốt ngay cả

khi mô hình hệ thống tồn tại sai lệch. Trong tương lai, thuật toán điều khiển đề xuất sẽ được so sánh với các thuật toán điều khiển trước đây để có được một cái nhìn chính xác hơn về hiệu quả của thuật toán đề xuất. Hiện tượng xuất hiện thành phần đạo hàm trong thuật toán điều khiển cũng cần phải xem xét, mà một trong những giải pháp là sử dụng bộ lọc thông thấp thay thế. Các thực nghiệm trên robot khớp mềm SEA thực tế cũng sẽ được tiến hành. Thêm vào đó, bài toán kết hợp điều khiển lực và điều khiển vị trí cũng cần được xem xét để tận dụng được ưu điểm của robot khớp mềm SEA trong các ứng dụng liên quan đến tương tác với con người trong lĩnh vực công nghiệp và phục hồi chức năng.





Hình 3: Kết quả mô phỏng trong trường hợp có sai lệch mô hình 10%

- [10] Slotine J-JE, Li W, "On the Adaptive Control of Robot Manipulators," *The International Journal of Robotics Research*. 1987;6(3):pp. 49-59.
- [11] M. W. Spong, S. Hutchinson, and M. Vidyasagar, *Robot modeling and control*. John Wiley & Sons, 2020.

Tài liệu tham khảo

- [1] M. M. Williamson, "Series elastic actuators," 1995.
- [2] D. Scaramuzza, R. Siegwart, and A. Martinelli, "The International Journal of Robotics Research," *The International Journal of Robotics Research*, vol. 28, no. 2, pp. 149–171, 2009.
- [3] N. Kashiri, N. G. Tsagarakis, M. Laffranchi, and D. G. Caldwell, "On the stiffness design of intrinsic compliant manipulators," in *2013 IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics*, IEEE, 2013, pp. 1306–1311.
- [4] C. Lee and S. Oh, "Development, analysis, and control of series elastic actuator-driven robot leg," *Frontiers in neurorobotics*, vol. 13, p. 17, 2019.
- [5] H. Lee, J. Lee, J.-H. Ryu, and S. Oh, "Relaxing the conservatism of passivity condition for impedance controlled series elastic actuators," in *2019 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS)*, IEEE, 2019, pp. 7610–7615.
- [6] H.-J. Sun, J. Ye, and G. Chen, "Trajectory Tracking of Series Elastic Actuators Using Terminal Sliding Mode Control," in *2021 33rd Chinese Control and Decision Conference (CCDC)*, IEEE, 2021, pp. 189–194.
- [7] E. Sariyildiz, H. Wang, and H. Yu, "A sliding mode controller design for the robust position control problem of series elastic actuators," in *2017 IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA)*, IEEE, 2017, pp. 3055–3061.
- [8] E. Sariyildiz, R. Mutlu, and H. Yu, "A sliding mode force and position controller synthesis for series elastic actuators," *Robotica*, vol. 38, no. 1, pp. 15–28, 2020.
- [9] W. Zhao, L. Sun, W. Yin, M. Li, and J. Liu, "Robust Position Control of Series Elastic Actuator with Backstepping Based on Disturbance Observer," in *2019 IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics (AIM)*, IEEE, 2019, pp. 618–623.

Nghiên cứu và xây dựng chương trình giám sát tải không xâm nhập ứng dụng bộ thư viện Scikit - Learn (SKLEARN)

Implementing Scikit-Learn libraries for developing a Non-Intrusive Load Monitoring program

Đặng Hoàng Anh^{1*}, Đào Văn Dũng¹, Nguyễn Văn Quang²

¹Trường Điện - Điện tử - Đại học Bách khoa Hà Nội

²Trường đại học Công nghiệp Hà Nội

* Corresponding author E-mail: anh.danghoang@hust.edu.vn

Abstract

In recent years, load monitoring plays an important role in energy saving and smart grid development. However, detailed monitoring of individual loads requires a huge number of measuring devices, leading to a lot of difficulties in investment, development and management. To solve this problem, non-intrusive load monitoring technique which apply machine learning algorithms allows to identify individual loads consumptions base on total consumption data, thereby significantly reducing the number of measuring devices and investment costs. In this paper, through the application of machine learning algorithms, we analyzed the energy consumption dataset of an apartment with total and break-down consumption data. The result point outs difficulties and potentials of applied machine learning in the energy disaggregation.

Keywords: Machine Learning, Energy disaggregation, Non-Intrusive Load Monitoring.

Tóm tắt

Những năm gần đây, giám sát sử dụng điện năng đang trở thành yếu tố then chốt trong định hướng tiết kiệm năng lượng và phát triển lưới điện thông minh. Tuy nhiên, để giám sát và theo dõi chi tiết các phụ tải thành phần cần một lượng lớn thiết bị đo đếm, từ đó dẫn tới khó khăn về đầu tư, triển khai và quản lý. Để giải quyết vấn đề này, giải thuật Giám sát tải không xâm nhập (NILM) ứng dụng kỹ thuật học máy (ML) cho phép xác định phụ tải thành phần dựa trên dữ liệu đo tổng tiêu thụ điện, qua đó giảm đáng kể số lượng thiết bị đo đếm và chi phí đầu tư. Trong bài báo này, thông qua ứng dụng các giải thuật Machine learning, nhóm nghiên cứu đã phân tích bộ dữ liệu tiêu thụ điện năng của một căn hộ với các phụ tải tổng và thành phần đa dạng. Kết quả của bài báo đã chỉ ra những khó khăn và tiềm năng trong việc ứng dụng học máy phân tách phụ tải thành phần từ tổng tiêu thụ điện năng.

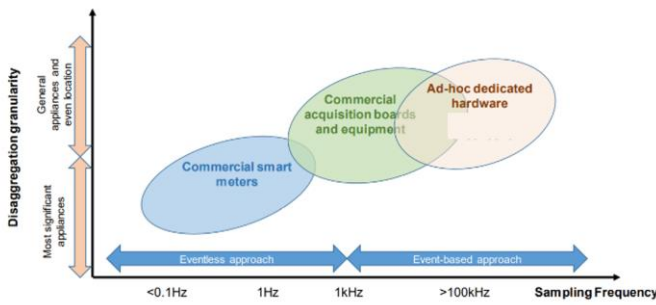
1. Giới thiệu

Nhằm ứng phó với biến đổi khí hậu và sự nóng lên toàn cầu, sử dụng hiệu quả năng lượng ngày càng trở thành một trong các tiêu chí được quan tâm trong các dự án về năng lượng. Những năm gần đây, Chính phủ Việt Nam đã ban hành hàng loạt các quyết định và chương trình quốc gia về sử dụng năng lượng tiết kiệm và hiệu quả. Đặc biệt, các đồng hồ thông minh và hệ thống giám sát năng lượng đóng một vai trò quan trọng trong các mục tiêu về quản lý, hiệu quả năng lượng. Thực tế, việc phản hồi các thông tin về tiêu thụ năng lượng đến người dùng có thể giúp tiết kiệm năng lượng lên đến hơn 14% tổng lượng điện năng tiêu thụ [1]. Tuy nhiên, việc triển khai các hệ

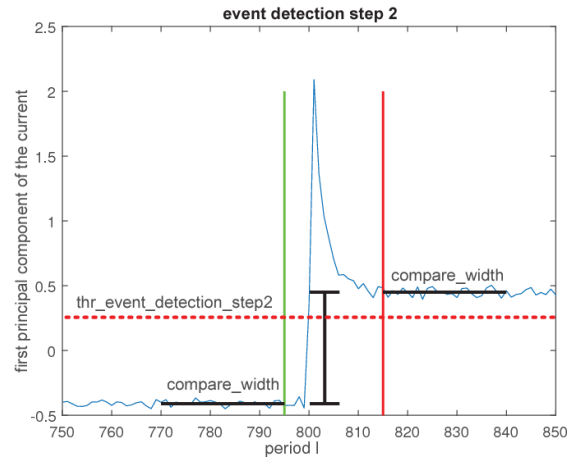
thống giám sát năng lượng theo cách truyền thống cần một số lượng các thiết bị giám sát năng lượng, dẫn đến khó khăn trong đầu tư, triển khai và quản lý. Vì vậy, kỹ thuật Giám sát tải trong không xâm phạm đã nổi lên như một giải pháp tốt nhất để đáp ứng các yếu tố kỹ thuật, đồng thời giải quyết các vấn đề chi phí đầu tư và quản lý nhờ số lượng điểm đo cần triển khai thấp hơn.

Giám sát tải không xâm nhập (NILM) là một quá trình phân tích dữ liệu điện năng tiêu thụ tổng và đưa ra các thông tin tiêu thụ điện của từng thiết bị trong hệ thống điện. Trong giai đoạn đào tạo, một mô hình học máy được lựa chọn để đào tạo với bộ dữ liệu bao gồm dữ liệu tiêu thụ của tải thành phần. Sau đó, mô hình đã được đào tạo sẽ sử dụng để đưa ra các dự đoán về tải tiêu thụ thành phần dựa trên dữ liệu tiêu thụ tổng được cung cấp cho mô hình.

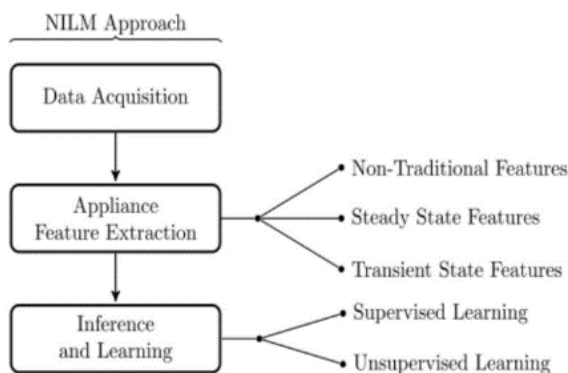
Trong bài báo này, kỹ thuật giám sát tải không xâm nhập được nghiên cứu để dự đoán tiêu thụ điện của một căn hộ tại Hà Nội. Trong phần đầu tiên của bài báo, phương pháp luận của kỹ thuật giám sát tải không xâm nhập được đưa ra. Sau đó, các mô hình NILM sẽ được xây dựng từ bộ thư viện Scikit-learn với các thuật toán học máy thông dụng và được tối ưu hoá các siêu tham số nhằm gia tăng độ chính xác của kết quả dự đoán. Kết quả thu được cho thấy các thách thức cũng như cơ hội trong việc áp dụng học máy phân tách phụ tải điện.



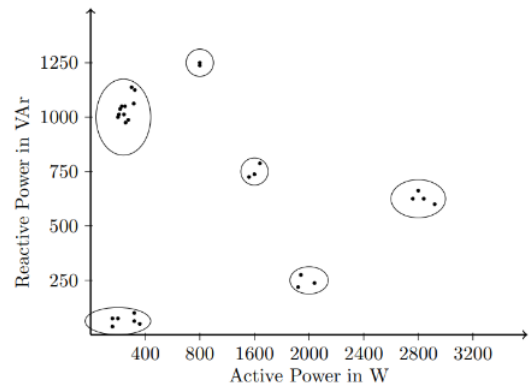
Hình 1: Giám sát tiêu thụ [3]



Hình 2: Xác định sự kiện [3].



Hình 3: Trích xuất đặc trưng [4].



Hình 4: Phân loại tải [5].

2. Quá trình thực hiện của giám sát tải không xâm nhập

Kỹ thuật NILM được xác định có 4 bước chính, bao gồm: Giám sát tiêu thụ, xác định sự kiện, trích xuất đặc trưng và phân loại tải [2].

2.1. Giám sát tiêu thụ

Bước đầu tiên của kỹ thuật NILM là thực hiện đo và thu thập dữ liệu. Thông tin được thu thập lý tưởng nhất là thông tin về điện áp và dòng điện tiêu thụ với tần số cao. Tuy nhiên, đa phần thiết bị thương mại cho mục đích giám sát và quản lý năng lượng toà nhà đều có tốc độ lấy mẫu thấp (0.2-1Hz), do vậy các thông tin khác như công suất tác dụng, công suất phản kháng, hệ số công suất hay các đặc tính V-I khác cũng sẽ được xem xét để thu thập.

2.2. Xác định sự kiện

Mỗi khi thiết bị điện trong hệ thống được thay đổi sang một trạng thái khác (chuyển từ trạng thái tắt sang bật hoặc chuyển sang một trạng thái hoạt động mới) sẽ gây ra các thay đổi trong trạng thái điện. Dựa trên mô tả trong Hình 2, kỹ thuật NILM thực hiện xác định sự kiện trên bằng cách phân tích các thay đổi trong các thông số đo đạc được. Thông thường có hai phương pháp được sử dụng để phát hiện sự kiện [6]:

- Phương pháp phát hiện cạnh là phương pháp xác định sự kiện thông qua những thay đổi trong các thông số điện như công suất, dòng điện, sóng hài,... Phương pháp này đòi hỏi xây dựng những bộ phát hiện sự kiện phức tạp. Ngoài ra bộ dữ liệu tần suất cao được khuyến nghị để tăng mức độ chính xác khi xác định các sự kiện.
- Phương pháp xác suất là phương pháp đơn giản hơn trong việc xác định các sự kiện. Hệ thống thực hiện ghi lại các thay đổi giá trị công suất và tính toán xác suất của thay đổi đó ứng với từng thiết bị cụ thể. Phương pháp này được khuyến nghị sử dụng cho bộ dữ liệu tần suất thấp.

2.3. Trích xuất đặc trưng

Mỗi một sự kiện được xác định, các thông số đặc trưng của sự kiện sẽ được phân tích và đưa ra. Như mô tả trong Hình 3, thông số đặc trưng được trích xuất gồm hai loại: Thông số đặc trưng cho quá trình quá độ và trạng thái ổn định [7]. Các thiết bị điện được cấu tạo từ nhiều thành phần khác nhau và gây ra các thay đổi khác nhau trong tín hiệu điện và tạo ra các thông số đặc trưng cho quá trình quá độ. Để có thể lấy được các thông số này, bộ dữ liệu yêu cầu phải được thu thập ở tần suất cao. Các thông số đặc trưng trạng thái quá độ có thể là công suất quá độ, dạng sóng của dòng điện khởi động hay nhiễu điện áp. Ở mặt khác, các thông số của trạng thái ổn định thì trái ngược lại do có thể thu thập được với bộ dữ liệu tần số thấp. Các thông số bao gồm sự thay đổi về công suất tiêu thụ, dòng điện tiêu thụ, nhiễu điện,...

2.4. Phân loại tải

Bước cuối cùng của kỹ thuật giám sát tải không xâm nhập là phân loại ra thiết bị nào đã gây ra sự kiện. Dựa trên các dữ liệu được thu thập và với các đặc trưng xác định được, các thuật toán học máy sẽ thông qua các phương pháp khác nhau để dự đoán được loại thiết bị gây ra các sự kiện. Một ví dụ đơn giản là có thể phân cụm các điểm dữ liệu và phân loại thông qua các cụm dữ liệu đó như Hình 4. Với các ứng dụng của NILM, loại thuật toán học máy thường được sử dụng bao gồm hai dạng:

- Học tập có giám sát (Supervised learning algorithms) - thường được sử dụng [8].
- Học tập không giám sát (Unsupervised learning algorithms) [9].

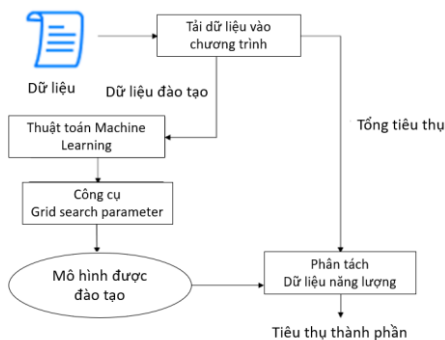
3. Chương trình NILM sử dụng thư viện SK-Learn

3.1. Xây dựng chương trình

Scikit-learn [10] là một thư viện được viết phần lớn bằng Python, được tích hợp một loạt thuật toán machine learning hiện đại được sử dụng cho các phương pháp học tập có giám sát và học tập không được giám sát ở quy mô trung bình. Bộ thư viện tập trung vào việc đưa machine learning đến những người không phải là chuyên gia bằng cách sử dụng ngôn ngữ bậc cao và dễ dàng tính dễ sử dụng, hiệu suất, tài liệu hướng dẫn và tính nhất quán của API.

Trong nội dung bài báo, thông qua bộ thư viện Scikit-learn, một số thuật toán thông dụng đưa ra và thông qua các công cụ hỗ trợ của thư viện để lựa chọn các tham số tối ưu cho từng thuật toán. Kết quả hướng đến xây dựng các mô hình dự đoán cho kết quả tốt nhất. Các thuật toán được lựa chọn bao gồm:

- Random Forest Regressor
- Gradient Boosting Regressor
- K - Nearest Neighbors Regressor
- Gaussian Process Regressor
- Multi - layer Perceptron Regressor



Hình 5. Chương trình NILM dựa trên thư viện Sklearn

Chương trình hoạt động theo các bước được mô tả trong Hình 5. Bộ dữ liệu được chuẩn bị bao gồm dữ liệu tiêu thụ tổng và dữ liệu thành phần. Sau đó sẽ được chia thành hai bộ dữ liệu dùng cho mục đích huấn luyện mô hình và kiểm tra độ chính xác. Bộ dữ liệu dùng để huấn luyện sẽ được đưa vào mô hình và được tiến hành training. Tuy nhiên, trong quá trình huấn luyện, mô hình sẽ được thay đổi các siêu tham số đầu vào nhằm mục đích gia tăng độ chính xác. Tại bước này, chương

trình sử dụng công cụ GridSearchCV được cung cấp kèm theo thư viện Scikit-learn. Công cụ này hỗ trợ việc thay lần lượt các tham số trong một bộ tham số được cung cấp từ trước và so sánh độ chính xác với nhau.

Mô hình có độ chính xác cao nhất sẽ được lựa chọn cùng với bộ tham số tương ứng. Bộ dữ liệu kiểm tra bao gồm dữ liệu tiêu thụ tổng sẽ được đưa vào để mô hình tiến hành dự đoán và kiểm tra lại với dữ liệu tiêu thụ thành phần, từ đó đánh giá được độ chính xác của mô hình.

3.2. Đánh giá độ chính xác

Để đánh giá độ chính xác trong việc ước tính tiêu thụ điện của từng thiết bị, thông số RMSE được sử dụng để đánh giá sai số giữa giá trị công suất dự đoán được với giá trị công suất thực tế.

$$RMSE = \sqrt{\sum_{i=1}^n \frac{(\hat{P}_i - P_i)^2}{n}} \quad (1)$$

Với:

- \hat{P}_i : Công suất tác dụng dự đoán được
- P_i : Công suất tác dụng thực tế

Ngoài ra, mục đích của kỹ thuật NILM là dự đoán mức tiêu thụ điện của từng thiết bị, do vậy sai số giữa tổng tiêu thụ điện dự đoán và thực tế sẽ được đưa ra để so sánh.

$$\text{Sai số tiêu thụ điện} = \frac{|\hat{E} - E|}{E} \times 100\% \quad (2)$$

$$\hat{E} = \int_0^T \hat{P}(t) \times dt \quad (3)$$

$$E = \int_0^T P(t) \times dt \quad (4)$$

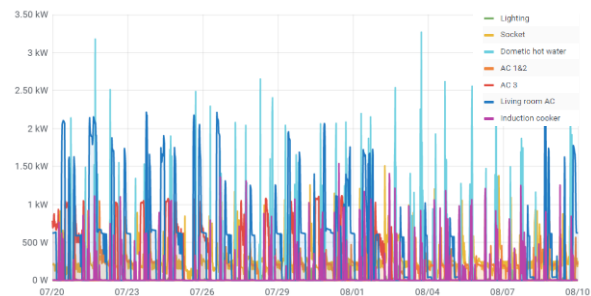
Với:

- \hat{E} : Tổng điện năng tiêu thụ dự đoán.
- E : Tổng điện năng tiêu thụ thực tế.

4. Triển khai và phân tích kết quả

4.1. Đối tượng thử nghiệm

Chương trình NILM sẽ được thử nghiệm với bộ dữ liệu tiêu thụ điện thực tế của một căn hộ chung cư tại Hà Nội có diện tích 91m², gồm 1 phòng khách, 2 phòng ngủ và 1 phòng làm việc. Dựa trên dữ liệu tiêu thụ tổng, mô hình sẽ dự đoán và đưa ra hoạt động của các phụ tải trong căn hộ.

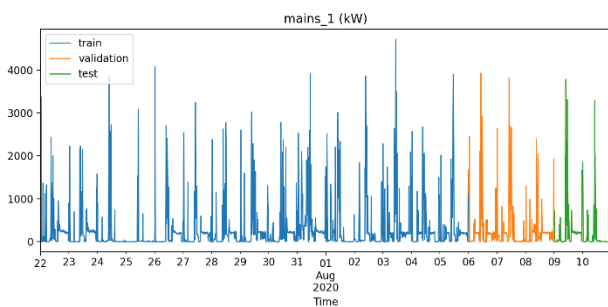


Hình 6: Bộ dữ liệu tiêu thụ điện của đối tượng căn hộ chung cư tại Hà Nội

Bộ dữ liệu tiêu thụ điện trong 20 ngày được thể hiện như Hình 6. Trong đó bình nóng lạnh, điều hoà và bếp từ là thông tin của thiết bị riêng biệt, còn lại thông tin về chiếu sáng bao gồm các đèn được sử dụng trong căn hộ và ổ cắm là tổ hợp nhiều thiết bị được sử dụng thông qua ổ cắm.

4.2. Xây dựng trường hợp thử nghiệm

Bộ dữ liệu được xây dựng từ toàn bộ dữ liệu tiêu thụ điện của căn chung cư. Dữ liệu tiêu thụ điện tổng sẽ được tính tổng của các tải tiêu thụ thành phần. Mục tiêu của trường hợp thử nghiệm nhằm hướng đến đánh giá độ hiệu quả của chương trình với dữ liệu thực tế và tập trung đi sâu vào phân tích các dạng tải riêng lẻ trong công trình như chiếu sáng, điều hoà không khí, bếp từ và bình nóng lạnh. Riêng dạng tải ổ cắm thuộc dạng dùng hỗn hợp của nhiều tải khác nên nhóm tác giả không kể đến dạng tải này. Dữ liệu tiêu thụ tổng sẽ được tính bằng tổng của các tải được kê trên.

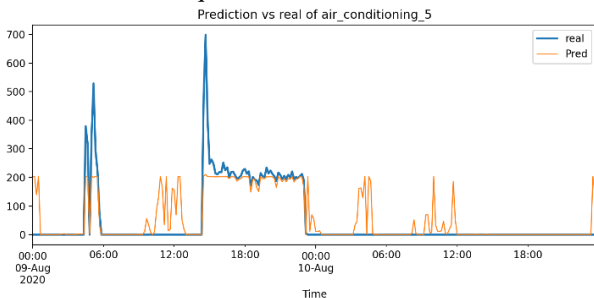


Hình 7: Dữ liệu đào tạo và kiểm tra

Bộ dữ liệu được chia làm ba phần như mô tả trong Hình 7: Dữ liệu từ ngày đầu tiên (ngày 22/7/2020) đến hết ngày 06/08/2020 được sử dụng để làm bộ dữ liệu đào tạo cho các mô hình. Phần dữ liệu tiếp theo đến hết ngày 08/09/2020 (3 ngày) dùng làm dữ liệu kiểm tra phục vụ cho GridSearchCV nhằm tối ưu tham số cho mô hình. Dữ liệu còn lại (1 ngày) dùng để kiểm tra độ chính xác cho mô hình sau khi được tối ưu tham số.

4.3. Đánh giá kết quả thử nghiệm

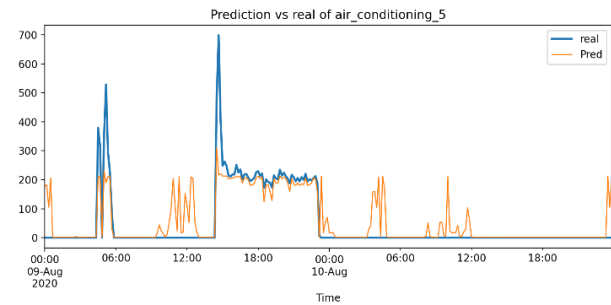
Trong phần này, một số kết quả dự đoán đặc trưng của các mô hình sẽ được đưa ra phân tích, qua đó có thể đánh giá mức độ chính xác và hiệu quả của mô hình sau khi tối ưu các tham số.



Hình 8: Kết quả dự đoán tải điều hoà của mô hình sử dụng thuật toán Random forest

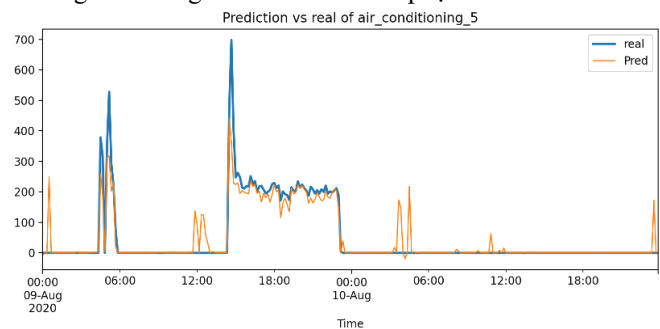
Với kết quả từ mô hình sử dụng thuật toán Random Forest thể hiện trong Hình 8, mô hình mặc dù đã được tối ưu tham số, tuy nhiên kết quả sau khi dự đoán vẫn chưa thực sự chính xác. Trong khoảng thời gian lúc 6:00 và khoảng 13:00 - 23:00 điều

hoà được sử dụng, mô hình cũng đã xác định điều hoà có tiêu thụ điện, tuy nhiên mô hình cũng không dự đoán được các giá trị đỉnh mà chỉ đưa ra được giá trị trung bình trong giai đoạn tiêu thụ. Ngoài ra còn một số thời điểm điều hoà không được sử dụng, tuy nhiên mô hình cũng cho kết luận phụ tải có tiêu thụ.



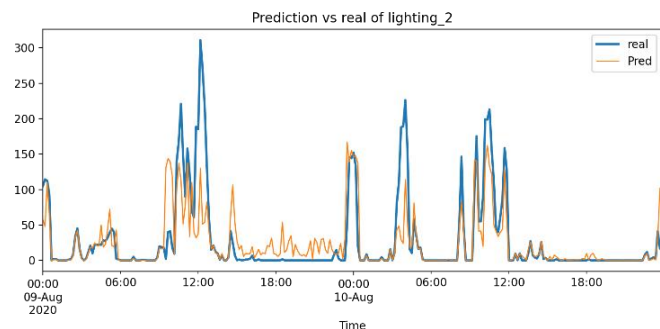
Hình 9: Kết quả dự đoán tải điều hoà của mô hình sử dụng thuật toán Gradient Boosting

Về cơ bản có thể thấy kết quả dự đoán của mô hình sử dụng thuật toán Gradient Boosting (thể hiện trong hình Hình 9) cho ra kết quả tương tự mô hình sử dụng thuật toán Random Forest. Ngoài ra, mô hình được cải thiện một số thiếu sót như đã có thể xác định một vài đỉnh tải mặc dù giá trị dự đoán chưa chính xác hoàn toàn. Một số thời điểm xác định tải tiêu thụ bị sai đã giảm nhưng vẫn chưa thể khắc phục hoàn toàn.



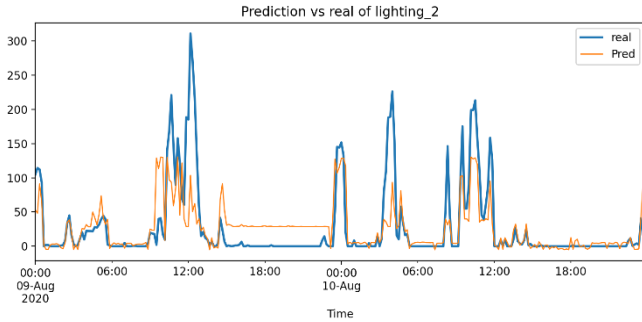
Hình 10: Kết quả dự đoán tải điều hoà của mô hình sử dụng thuật toán Gaussian Process Regressor

Kết quả nhận được từ mô hình Gaussian Process Regressor thể hiện trong Hình 10 khả quan hơn rất nhiều so với các mô hình bên trên. Ngoài việc có thể đưa ra các kết quả dự đoán thời điểm tải được sử dụng khá chính xác và đưa ra các giá trị trung bình, các đỉnh tải cũng được mô hình nhận biết và dự đoán ra với kết quả tương đối chính xác so với thực tế. Ngoài ra, các thời điểm dự đoán sai cũng xảy ra ít hơn rất nhiều so với các mô hình trên.



Hình 11: Kết quả dự đoán tải chiếu sáng của mô hình sử dụng thuật toán K- Nearest Neighbors Regressor (kNN)

Khác với phụ tải điều hòa, phụ tải chiếu sáng có đặc trưng tiêu thụ nhỏ hơn và được sử dụng biến thiên rất nhiều trong quá trình được sử dụng. Kết quả thể hiện trong Hình 11 của mô hình sử dụng thuật toán k-NN cho thấy khoảng thời gian từ 0:00 đến 6:00 khi căn hộ tiêu thụ nhỏ và ít dao động, mô hình cho ra kết quả dự đoán tương đối tốt, gần như bám sát được đường tải tiêu thụ. Các thời điểm khác mô hình cũng dự đoán được việc vận hành của phụ tải. Tuy nhiên, một số thời điểm sử dụng phụ tải có dao động lớn, mô hình vẫn có những sai sót nhất định trong việc dự báo.



Hình 12: Kết quả dự đoán tải chiếu sáng của mô hình sử dụng thuật toán Multi-layer Perceptron Regressor (MLP)

Cuối cùng là kết quả của mô hình sử dụng thuật toán Multi-layer Perceptron Regressor thể hiện tại Hình 12 cho thấy khả năng dự đoán tải kém hiệu quả hơn so với mô hình sử dụng thuật toán k-NN. Dù mô hình đã có thể dự đoán được tiêu thụ của phụ tải và cũng có thể xác định được tương đối các đỉnh phụ tải. Tuy nhiên mô hình có một số dự đoán sai khá nghiêm trọng vào thời điểm từ 13:00 đến 23:00 khi dự đoán sai hoàn toàn tiêu thụ của phụ tải. Ngoài ra, các các đỉnh tiêu thụ của tải cũng được mô hình dự đoán kém chính xác hơn.

Bảng 1 Sai số kết quả dự đoán của các mô hình sau khi được tối ưu tham số

	Chiếu sáng		Bình nóng lạnh		Điều hòa không khí		Bếp từ	
	RMS E Công suất	Sai số điện năng	RMS E Công suất	Sai số điện năng	RMSE Công suất	Sai số điện năng	RMS E Công suất	Sai số điện năng
Random Forest	37	10%	157	1.9 %	70	18%	151	6.3%
Gradient Boosting	36	7.4%	144	3.1 %	66	19%	144	10%
k-NN	38	11%	161	3%	71	20%	156	11%
Gaussian Process	41	34%	174	35%	42	2.9%	167	54%
MLP	41	9%	169	78%	77	6.4%	158	13%

Bảng 1 tổng hợp lại kết quả nhận được từ các mô hình nhằm so sánh được mức độ hiệu quả của các mô hình khác nhau. Có thể thấy các dạng phụ tải phức tạp như chiếu sáng hay điều hòa không khí đều gây ra sai số lớn hơn (10-20%) so với các dạng phụ tải có dạng tiêu thụ đơn giản (3-5%). Ngoài ra một số mô hình mặc dù cho thấy khả năng dự đoán đỉnh tải tốt hơn nhưng xét về tổng quan lại cho sai số tổng thể cao hơn như mô hình Gaussian Process. Tuy nhiên, xuất hiện đột biến khi mô hình này dự đoán tải điều hòa cho kết quả tốt hơn đáng kể (2.9%) so với các mô hình còn lại (~20%).

5. Kết luận

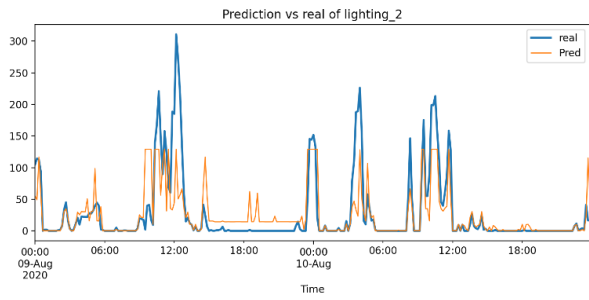
Trong bài báo này, việc dự đoán tiêu thụ của tải thành phần dựa trên dữ liệu đo tổng của một căn hộ chung cư tại Hà Nội đã được triển khai thử nghiệm với việc ứng dụng các thuật toán machine learning thông dụng được cung cấp bởi thư viện scikit-learn. Các thuật toán được lựa chọn để thử nghiệm bao gồm Random Forest, Gradient Boosting Regressor, K- Nearest Neighbors Regressor, Gaussian Process Regressor và Multi - layer Perceptron Regressor. Từ so sánh các kết quả nhận được tiếp tục cho thấy các thuật toán đều có các ưu nhược điểm khác nhau. Các mô hình như Random Forest, Gradient Boosting hoặc k-NN cho kết quả sai số tổng quan khá ấn tượng khi sai số của kết quả thấp hơn của các thuật toán còn lại mặc dù việc dự đoán ra các đỉnh tải thấp kém hơn. Mặt còn lại, thuật toán Gaussian Process Regressor và Multi-layer Perceptron Regressor mặc dù cho các kết quả dự đoán được các đỉnh phụ tải tốt hơn, tuy nhiên khi xét về các sai số tổng quan lại cho ra sai số cao hơn các thuật toán còn lại. Như vậy, có thể thấy việc đưa ra các trọng số của kết quả hướng đến sẽ có tính quyết định khá lớn khi muốn lựa chọn thuật toán nào trong việc dự đoán các tải thành phần. Trong các nghiên cứu sâu hơn về sau, các công việc tiếp theo sẽ tập trung vào nâng cao độ chính xác của việc dự đoán bao gồm sai số và việc dự đoán ra các đặc tính phụ tải. Ngoài ra, việc đưa vào các biến phụ trợ nhằm gia tăng độ chính xác của kết quả dự đoán sẽ được cân nhắc và ứng dụng cho các thuật toán.

Tài liệu tham khảo

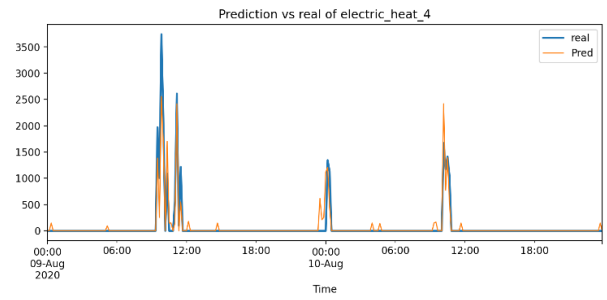
- [1] K. Ehrhardt-Martinez, K. A. Donnelly, J. A. Laitner, Advanced Metering Initiatives and Residential Feedback Programs: A Meta-Review for Household Electricity-Saving Opportunities, ACEE E105, (2010)
- [2] S. Makonin, Approaches To Non-Intrusive Load Monitoring (NILM) In The Home, A depth report of Simon Fraser University, (2010).
- [3] A. Ruano, A. Hernandez, J. Ureña, M. Ruano, J. Garcia, NILM Techniques for Intelligent Home Energy Management and Ambient Assisted Living: A Review, A research report of Energies 2019. 12. 2203, (2019).
- [4] C. Puente, R. Palacios, Y. González-Arechavala, E. F. Sánchez-Úbeda., Non-Intrusive Load Monitoring (NILM) for Energy Disaggregation Using Soft Computing Techniques, A research report of Energies 2020, 13(12), 3117, (2020).
- [5] C. Klemenjak, P. Goldsborough, Non-Intrusive Load Monitoring: A Review and Outlook, arXiv:1610.01191, (2016).
- [6] K. D. Anderson, M. E. Berges, A. Ocneanu, D. Benitez, J. M.F. Moura, Event detection for Non Intrusive load monitoring, 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, (2012) 3312-3317
- [7] M. Jürgel, J. Mass, Non-Intrusive Load Monitoring in the OpenHAB smart home framework, A bachelor's thesis of University of Tartu, (2019).
- [8] J. Kelly, W. Knottenbelt, Neural NILM: Deep Neural Networks Applied to Energy Disaggregation, The 2nd ACM International Conference on Embedded Systems for Energy-Efficient Built Environment, (2015) 55-64
- [9] N. Batra, J. Kelly, O. Parson, H. Dutta, W. Knottenbelt, A. Rogers, A. Singh, M. Srivastava, Demo Abstract: NILMTK v0.2: A Non-intrusive Load Monitoring Toolkit for Large Scale Data Sets, arXiv:1409.5908, (2014) 182-183
- [10] Scikit-learn: machine learning in Python, [Online]. Available: <https://scikit-learn.org/stable/>.

Phụ lục: Kết quả dự báo của các mô hình

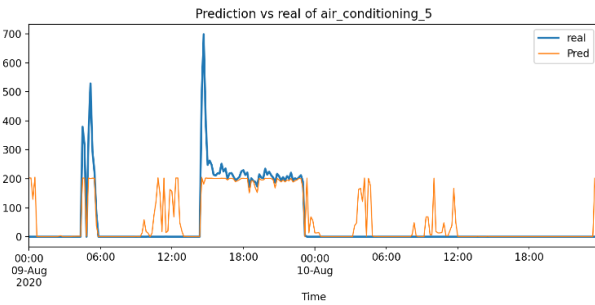
Kết quả của mô hình Machine learning sử dụng thuật toán Random Forest



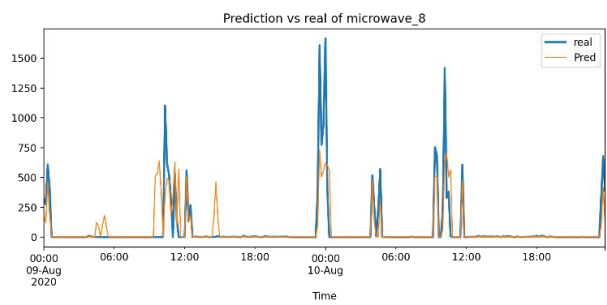
a, Tài chiếu sáng



b, Tài bình nóng lạnh

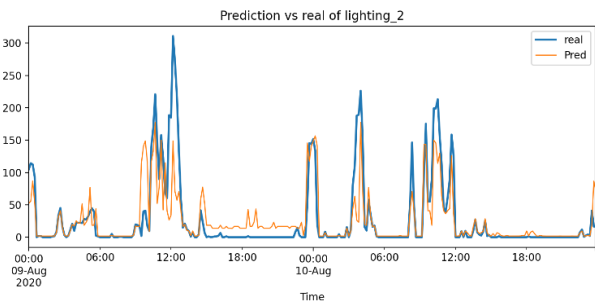


c, Tài điều hoà

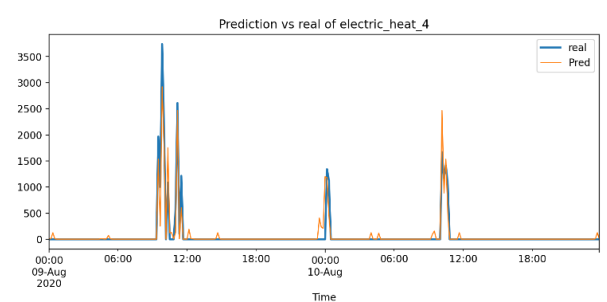


d, Tài bếp từ

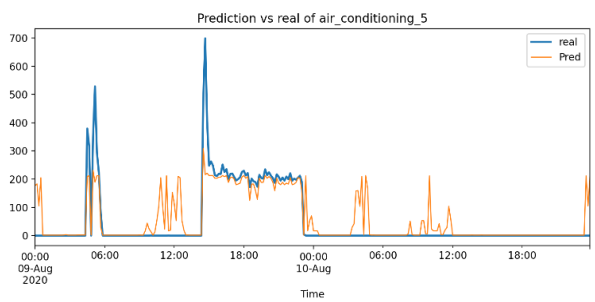
Kết quả của mô hình Machine learning sử dụng thuật toán Gradient Boosting



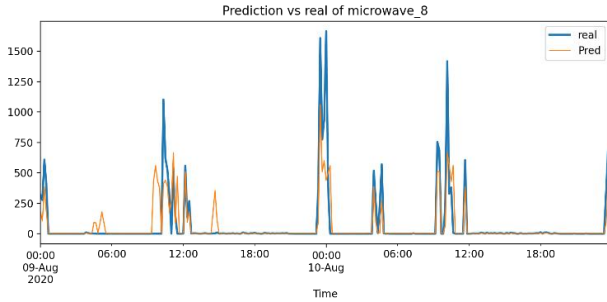
a, Tài chiếu sáng



b, Tài bình nóng lạnh

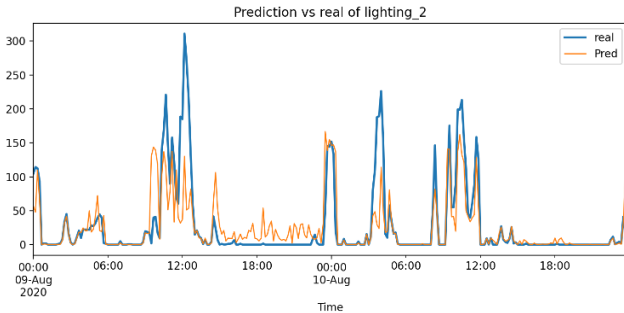


c, Tài điều hoà

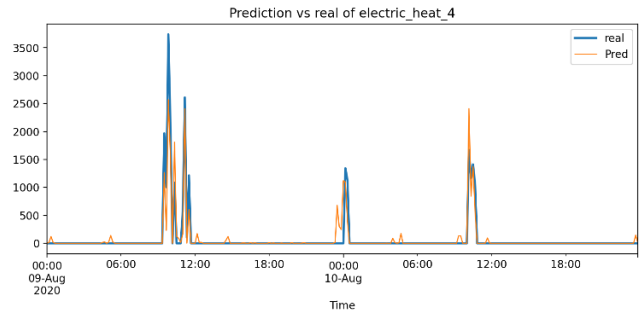


d, Tài bếp từ

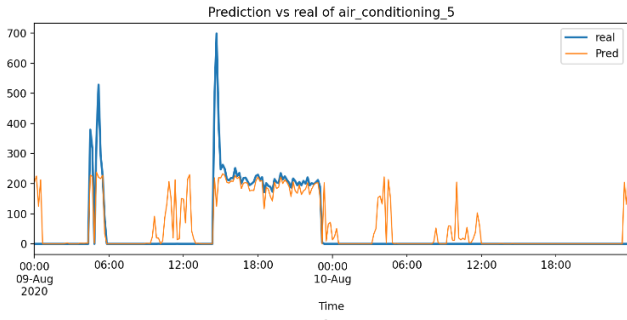
Kết quả của mô hình Machine learning sử dụng thuật toán k-NN



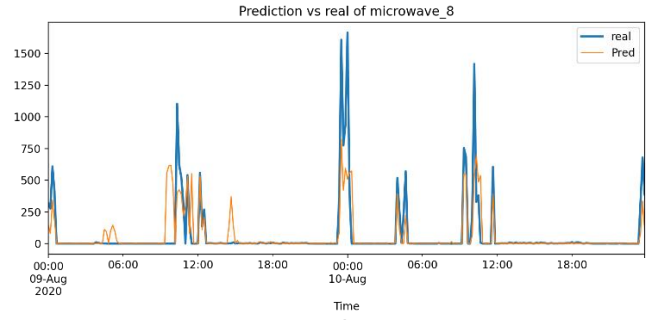
a, Tài chiếu sáng



b, Tài bình nóng lạnh

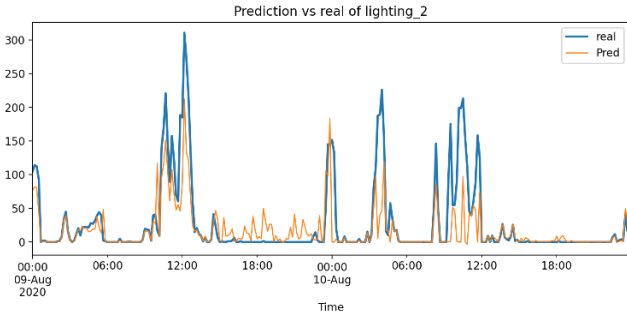


c, Tài điều hoà

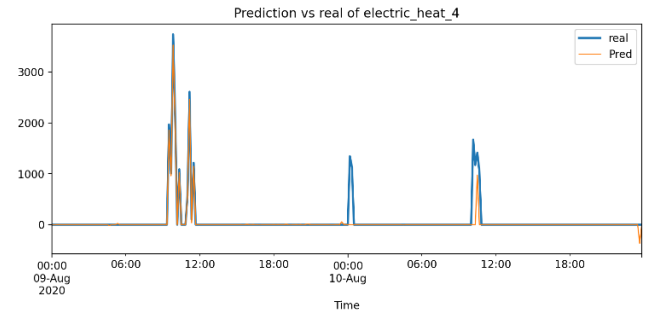


d, Tài bếp từ

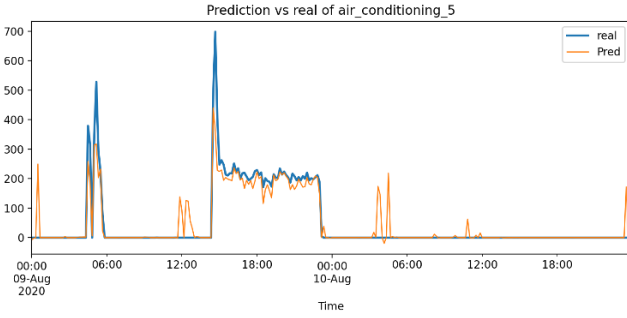
Kết quả của mô hình Machine learning sử dụng thuật toán Gaussian Process



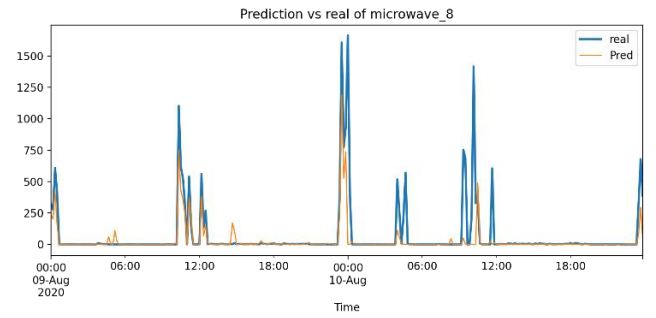
a, Tài chiếu sáng



b, Tài bình nóng lạnh

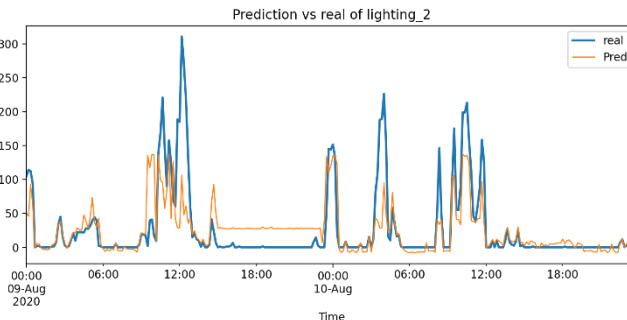


c, Tài điều hoà

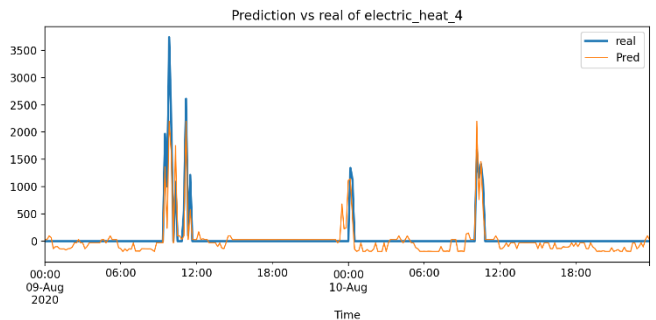


d, Tài bếp từ

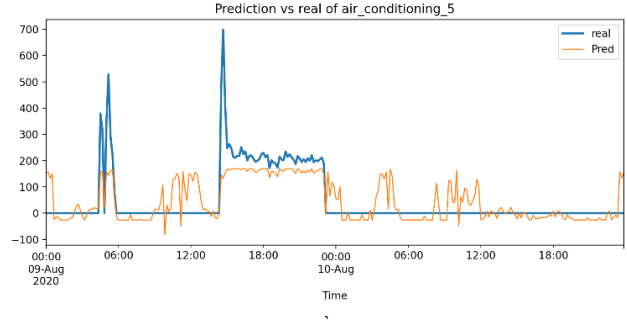
Kết quả của mô hình Machine learning sử dụng thuật toán dự đoán thuật toán MLP



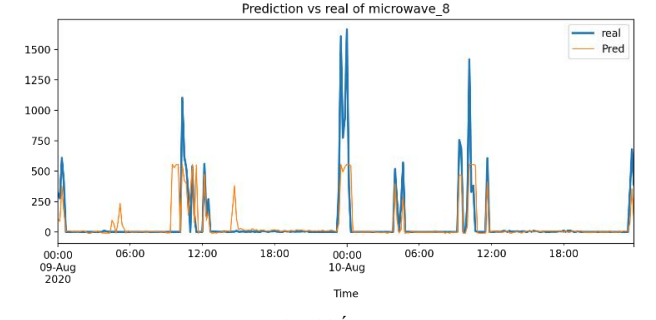
a, Tài chiếu sáng



b, Tài bình nóng lạnh



c, Tài điều hoà



d, Tài bếp từ

Decentralized Collaboration Control and Obstacle Avoidance for Swarm Robot

Van-Phong Vu*, Viet-Hung Hoang, Hong-Thai Vu, Van-Tai Tran

Department of Automatic Control, Hochiminh City University of Technology and Education

*Corresponding author e-mail: phongvv@hcmute.edu.vn

Abstract

Nowadays, swarm robot is widely used in practice. Controlling the swarm robot is always a challenge for many researchers. In this paper, the algorithm is proposed to control the swarm robot with three single mobile robots. The decentralized collaboration control is studied to control the swarm robot to move to the target. The robots of swarm mobile robots can communicate together via the wifi protocol. The camera and image processing are applied to localize the robots, determine the directions, and recognize the obstacles. The path-tracking algorithm is employed to control the leader robot which allows the swarm robot can track the reference path asymptotically. In addition, the Limit Cycle algorithm (LC) is proposed to control the swarm robot to avoid the obstacles on their way. Formation control based on leader-following is used to control the swarm robot moving in different formations. Both simulation and experiment results are provided to prove the effectiveness of the proposed method.

Keywords: Swarm Robot, Limit Circle, Formation Control, Obstacle Avoidance, Tracking Control.

Tóm tắt

Ngày nay robot bầy đàn ngày càng được sử dụng rộng rãi trong thực tế. Việc điều khiển robot bầy đàn luôn là những thách thức cho các nhà nghiên cứu. Trong nghiên cứu này, các thuật toán điều khiển được đề xuất cho robot bầy đàn với ba robot di động. Phương pháp điều khiển hợp tác phân tán được nghiên cứu để điều khiển robot bầy đàn di chuyển tới vị trí mong muốn. Các robot của robot bầy đàn có thể giao tiếp thông qua giao thức wifi. Công nghệ xử lý ảnh được áp dụng để định vị, xác định hướng của các robot, và phát hiện vật cản. Thuật toán bám quỹ đạo được áp dụng cho robot dẫn đầu để điều khiển robot dẫn đầu bám theo đường đi xác định trước. Thuật toán "Limit Cycle" được sử dụng để điều khiển robot bầy đàn tránh vật cản trong quá trình di chuyển tới đích. Thuật toán điều khiển tạo hình cho robot bầy đàn đã được đề xuất để điều khiển robot bầy đàn có thể di chuyển với những hình dạng khác nhau. Kết quả mô phỏng và kết quả thực nghiệm đối với robot bầy đàn đã được trình bày để chứng minh sự thành công của phương pháp điều khiển.

1. Introduction

Recently, there is a wide range of applications of the swarm mobile robot in reality and it has also received great attention from researchers. Many previous studies paying attention to the controller design for swarm robots were found in the past few years [1]-[7]. For example, in paper [1], a new architecture for controlling the swarm robot to overcome the challenging of the environmental constraints and the dynamic changing of the mission is proposed. The adaptive fuzzy controller was studied to control the formation of the swarm robot, where the adaptive fuzzy was applied to approximate the error and the disturbance [2].

The algorithm based on Particle Swarm Optimization and the artificial potential field was proposed to control the swarm robot system to search the multi-goals [5]. In the paper [6],

the moving distance of the swarm mobile robot was optimized by applying the PSO algorithm for minimizing energy consumption and moving time. The optimal algorithm for controlling the swarm mobile robot was analyzed in [7].

One of the most important problems for controlling the swarm robots is to keep the formation of the swarm mobile robots during movement. Recently, many papers focusing on formation control for swarm mobile robots have been published [8]-[16]. For instance, the modeling and controlling methods for the swarm robot were presented in [8]. In [9], the back-stepping control method was applied to control the formation of the swarm robot. The self-organization formation algorithm was investigated for swarm mobile robots in [10] and [11]. In addition, the method for controlling the swarm robot to keep the swarm mobile robot moving in a line formation was studied in [12]. Moreover, the positioning of every single mobile robot plays a very important role in formation control. *Morgan and Hereford* in [13] proposed the path formation method to control swarm mobile robots in case the information of the environment is limited. The method based on the vision technique was investigated in [14] and [15] for to obtain the position of the swarm mobile robot and keep the them moving in a specific formation. The IoT technology has been applied for the formation control of the swarm robot [16] in which the information of the trajectory of the swarm mobile robot is collected by the IoT platform.

However, these above papers merely pay attention to the formation control and other issues of swarm mobile robots such as path planning, and obstacle avoidance have not been addressed. It should be noted that during moving, encountering obstacle on the way is inevitable in practice.

Therefore, obstacle avoidance and path planning control for the swarm mobile robot is a pressing issues and great challenge for researcher. In the past few years, many papers have

concentrated on the obstacle avoidance algorithm for mobile robots [17]-[23]. For instance, the Limit-Cycle algorithm was proposed for controlling the mobile robot to avoid the obstacles located on the way [17]. The orbit obstacle avoidance algorithm based on the limit-cycle method was proposed in [19] that allows the mobile robot can achieve the target without collision with obstacles. The navigation control algorithm and obstacle avoidance based on the distance sensor data were investigated for the mobile robots in the paper [20]. Additionally, the path planning method cooperating with obstacle avoidance based on the optimal methodologies such as SA, PSO, and FA were proposed for the mobile robots in [21]. Regarding the path planning and obstacle avoidance algorithm for swarm mobile robots, recently, there exist several studies have been published [24]-[26]. For example, *Meerza and Islam, et al.* in [24] have proposed a method based on the Q-learning for the path planning control of the swarm mobile robot. In [25], the problem of searching multiple targets of the swarm mobile robot and the hybrid path planning combined with obstacle avoidance issues were investigated in [25] and [26], respectively. However, these articles [24]-[26] only concentrated on obstacle avoidance and path planning and without mentioning the formation control of the swarm mobile robot.

With the aforementioned analysis, it is seen that some previous studies such as [8]-[16] focused on studying formation control and did not investigate the problems of obstacle avoidance and path planning. While several recent studies [24]-[26] merely researched path planning and obstacle avoidance. Due to this reason, the problems of formation control, positioning, obstacle avoidance, and path tracking will be investigated in this work. More importantly, not only the simulation results but also experimental results will be provided to demonstrate the effectiveness of the proposed method. The contributions of this work are summarized as follows:

- 1) The swarm robot with three single mobile robots is designed and implemented in this study.
- 2) The image processing technique is employed to determine the position of the swarm robot and detect the obstacles.
- 3) The leader-following control algorithm is applied to control the swarm robot. The robot leader is controlled for tracking the trajectories and then the two follower robots will follow the robot leader.
- 4) The formation control robot is used to keep the swarm robot in the specific formation.
- 5) The limit-cycle algorithm is employed for controlling the swarm robot to avoid obstacles and achieve the target accuracy.

The rest of this paper is organized as follows. The system description, communication protocol among the single robot, and the mathematical model of the robot are presented in Section 2.

The positioning and obstacle detection method is shown in Section 3. Section 4 presents the control algorithms that are applied to the swarm robot. The simulation and experiment results are founded in Section 5. Finally, the conclusions are drawn in Section 6.

2. System Description

2.1. System Description

In this paper, the swarm mobile robot structure is described in Fig. 1. The system includes a camera USB Logitech to collect the image and transmit it to the computer. The image will be processed in the computer to detect both the position and direction of the sub-robots as well as recognize the obstacles. The sub-robots are connected to the computer via wifi protocol by using Router Wi-Fi.

A single Robot is built with the structure in Fig. 2. Each sub-robot consists of Wi-Fi module AC8265, Jetson nano B01 board, Driver Expansion Jetbot board, Memory card, and battery. Python language programming is used to make the program for the system. The system also has the GUI to monitor the operations of the swarm robot; and set up the formation and parameters of the system.

2.2. Communication Protocol

The swarm system is connected via wifi protocol that is presented in Fig. 3. The API server socket is built into the computer that contains the IP server, and three mobile robots are configured as the clients. The function of the socket server is to store and transmit the data among the sub-mobile robots. When the client sends the data to the server, other sub-mobile robots can access this data, however, the program in each sub-mobile robot will decide whether to receive this data or not.

In this paper, the server socket has to communicate with three sub-mobile robots, therefore, the multithreaded Process model is employed to help the system with multi-task operating simultaneously. Each task is executed independently, hence, if a task is an error, it will not affect others.

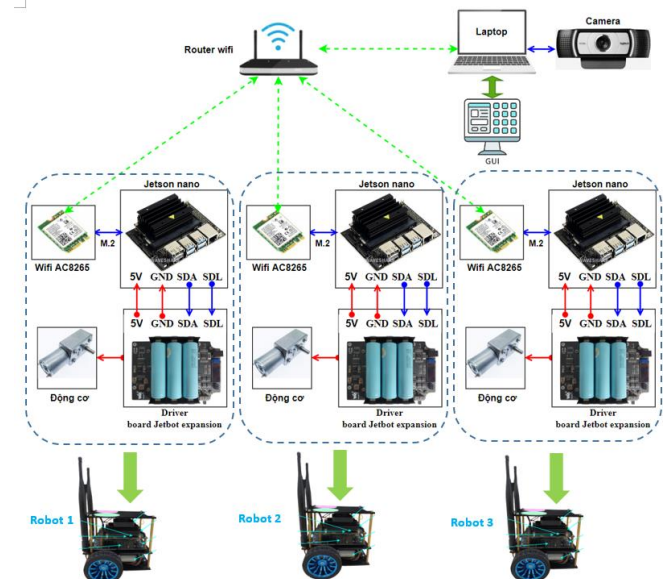


Figure 1: Structure of the Swarm Robot system

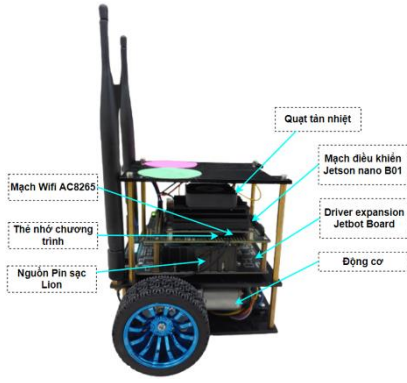


Figure 2: Structure of a single Robot

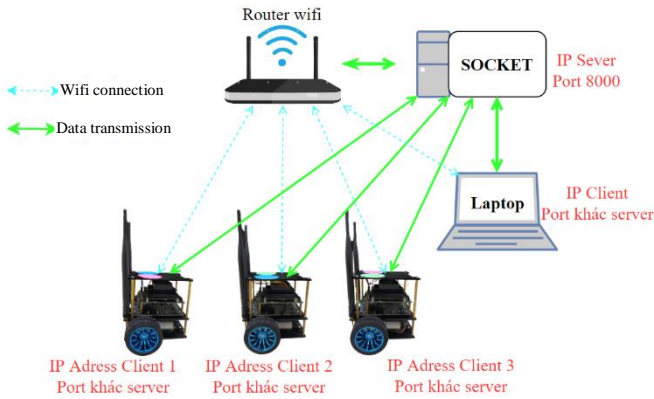


Figure 3: Data Transmission Protocol via API Socket

2.3. Mathematical Model of the sub-mobile robot

Let us consider the mobile robot in Fig. 4.

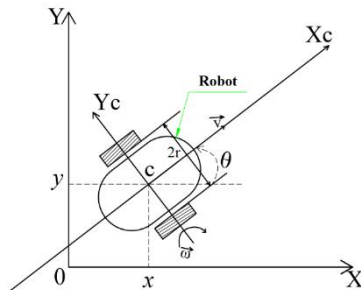


Figure 4: Model of the single mobile robot.

The mobile robot is represented under the following mathematical model

$$\dot{q} = \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{y} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v \cos \theta \\ v \sin \theta \\ \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & 0 \\ \sin \theta & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v \\ \omega \end{bmatrix} \quad (1)$$

where $q = [x \ y \ \theta]^T$, x, y is the position of the robot, θ is the angle between the X -axis and line X_c (expressing the direction of the robot).

3. Positioning and obstacle detection

To control the warm robot, determining the position of each robot in the swarm plays a very important role. In this paper, the position of the mobile robot is obtained based on

image processing. Each mobile robot is attached to two circle tags with different colors as Fig. 5.

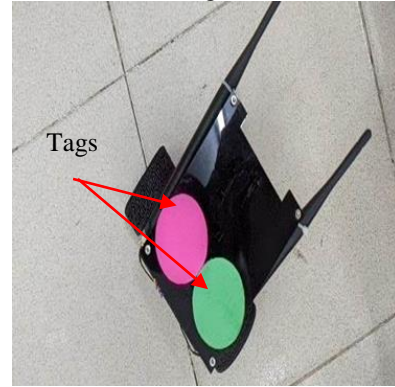


Figure 5. The mobile with color tags

The procure for determining the position of the swarm mobile robots and detecting obstacles is described in Fig. 6.

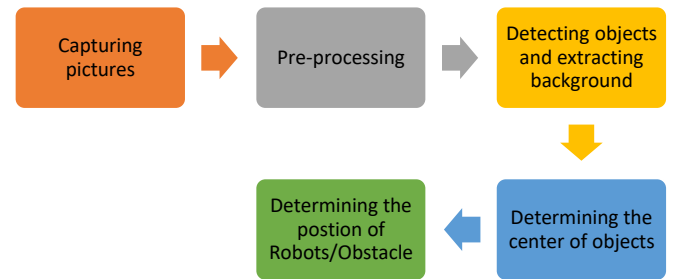


Figure 6. Procedure for obtaining the positions of the mobile robots and obstacles.

Pre-processing: Because the captured pictures from the camera are distorted that will affect the detecting results. Therefore, the images will be calibrated by applying the calibration tool of the OpenCV before using them for the next steps.

Detecting objects and extracting background: The objects will be detected based on the HSV color threshold. Using the Color Threshold will assist to extract the background and detect the objects.

Determining the center of the objects: The center of the objects is calculated in the following formula

$$C_x = \frac{M_{10}}{M_{00}} \text{ and } C_y = \frac{M_{01}}{M_{00}} \quad (2)$$

where (C_x, C_y) is the center of the objects. M_{10}, M_{00} , and M_{01} are the image moment of each pixel.

Determining the position: The camera will detect the center of each tag by using the image processing algorithm as in Fig. 6. After obtaining the center of the two circle tags, the center of the mobile robot is computed as follows

$$x = \frac{x_1 + x_2}{2} \quad (3)$$

$$y = \frac{y_1 + y_2}{2} \quad (4)$$

and the direction of the mobile robot is calculated in the following formula

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{y_1 - y_2}{x_1 - x_2} \right) + 90^\circ \quad (5)$$

or

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{y_1 - y_2}{x_1 - x_2} \right) + 270^\circ \quad (6)$$

where $(x_1, y_1), (x_2, y_2)$ are the centers of the tags, θ is the angle that expresses the direction of a mobile robot in Fig. 7.

After applying the image processing the position and the direction of the three mobile robots are determined in Fig. 8. The values of the positions of the leader mobile robot and two slave robots are shown in Fig.9

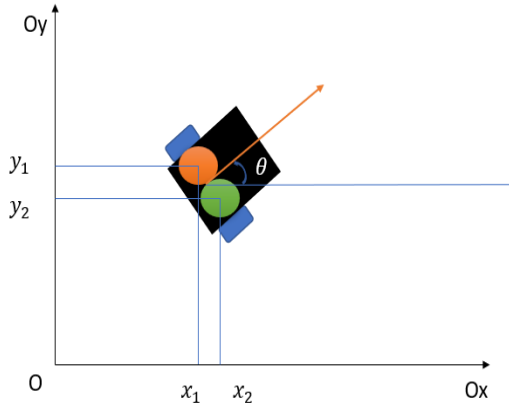


Figure 7: Positioning the mobile robot based on image processing.

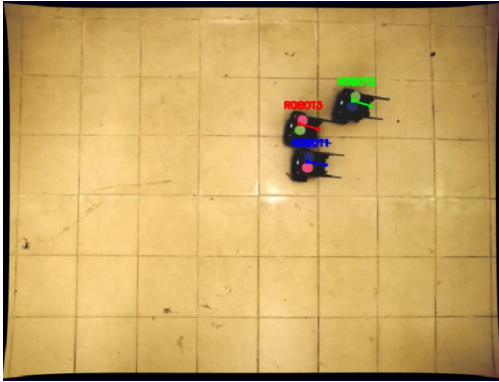


Figure 8: Position and direction of the mobile robot



Figure 9: values of the position and direction of the mobile robot on the GUI

4. Control Algorithm for Swarm robot

In this paper, a swarm robot with three sub-robots is designed and implemented. Robot 1 is assigned as a leader robot; Robots 2 and 3 are follower robots. The motion of the Sub-Robot 1 will lead the motion of the swarm. The tracking path algorithm will be applied for the swarm robot to make the swarm robot to be able to track the pre-defined trajectories. The swarm also is controlled to avoid the obstacles that locate on their path by applying the Limit-Circle Algorithm.

Finally, the formation control method, called Leader-Follower, is employed to control the swarm robot moving in a specific form such as a triangle, vertical line, and horizontal line.

4.1. Tracking Path Algorithm

Because the movement of the swarm robot depends on the movement of the leader robot, in this article, the tracking control is applied for the leader robot to track the reference trajectories. The purpose of the tracking path algorithm is to control the center of the mobile robot C approach to the reference point and make the tracking error converge to zero when $t \rightarrow \infty$.

Suppose that the reference point is expressed in the following equation.

$$\dot{q}_r = \begin{bmatrix} \dot{x}_r \\ \dot{y}_r \\ \dot{\theta}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_r \cos \theta_r \\ v_r \sin \theta_r \\ \omega_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & 0 \\ \sin \theta_r & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_r \\ \omega_r \end{bmatrix} \quad (7)$$

where $q_r = [x_r \ y_r \ \theta_r]^T$, (x_r, y_r) is the reference position, θ_r is the reference angle. v_r and ω_r are the reference linear velocity and rotatory velocity (see Fig. 10).

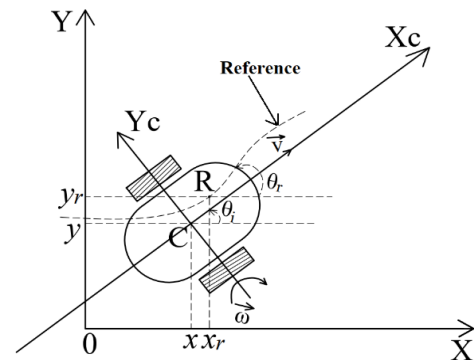


Figure 10. The mobile robot and tracking trajectory [22]

Let us define the tracking error

$$e_p = T_e(q_r - q) \quad (8)$$

where $T_e = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$, then (8) is written

$$\begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_r - x \\ y_r - y \\ \theta_r - \theta \end{bmatrix} \quad (9)$$

in which e_1, e_2 are the tracking error in the x and y -axis, respectively. e_3 is the angle error between θ_r and θ .

Based on the method in [22], the linear velocity and angle velocity for the leader robot are calculated as follows:

$$v_c = \begin{bmatrix} v_1 \\ \omega_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_r \cos e_3 + k_1 e_1 \\ \omega_r + k_3 v_r \sin e_3 + k_2 v_r e_2 \end{bmatrix} \quad (10)$$

where k_1, k_2 , and k_3 are the positive scalars that are selected by using the trial-and-error method. Finally, based on the obtained v_1 and ω_1 , the velocity of the left and right-wheel V_{R1}, V_{L1} of the leader robot are computed in the following formula

$$\begin{cases} V_{L1} = v_1 - \omega_1 r \\ V_{R1} = v_1 + \omega_1 r \end{cases} \quad (11)$$

where $2r$ is the distance between the two wheels of the leader robot.

4.2. Obstacle avoidance algorithm

To avoid the obstacle located on the trajectory of the swarm robot, the Limit Cycle algorithm [5] is employed for the swarm robot. It should be noted that to avoid a collision between the robot and obstacles, the mobile robot and obstacle are surrounded by the safety circle with a radius R .

The limit cycle algorithm is operated based on the obstacle and mobile robot detection. Let us consider the system with three obstacles in Fig. 11 where O_d is the object that obstacle the moving of mobile robots and O_n is the object that is not impacted by the moving path of the robot.

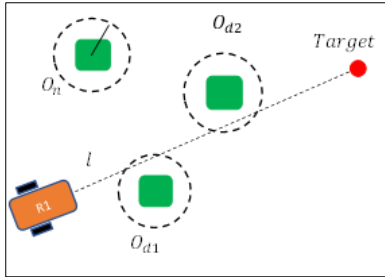


Figure 11: The mobile robot with three obstacles

To determine the path plan to achieve the target and avoid the obstacle, the Limit-Circle algorithm is carried out by the following procedure:

Step 1: Plot a line l connecting the center of the mobile robot and the center of the target that has an equation in Oxy coordinate: $ax + by + c = 0$

Step 2: If line l crosses the influence circle of the obstacle, this obstacle is considered a disturbing obstacle O_d , otherwise, it is taken into account non-disturbing obstacle O_n (see Fig. 10).

Step 3: The mobile robot will achieve to the target directly if there does not exist the obstacle O_d .

Step 4: If there exist O_d , the nearest distance d between the center of the obstacle O_d and line l is computed as follows:

$$d = \frac{aQ_x + bQ_y + c}{\sqrt{a^2 + b^2}} \quad (12)$$

where Q_x, Q_y are the center of the obstacle, a, b , and c are the coefficients of the line l .

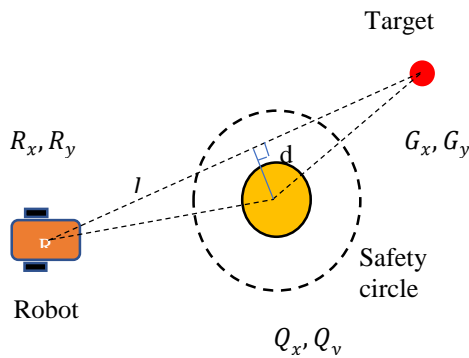


Figure 12: Determining the moving direction of the Mobile robot

Based on the value of d , the moving direction of the robot is determined. If d is positive, the robot will avoid the obstacle

in the clockwise direction, otherwise, it will move in the counter-clockwise direction.

When there are disturbing obstacles, the avoiding obstacle trajectory is constructed by tracking the safety circle of the obstacle (see Fig. 13).

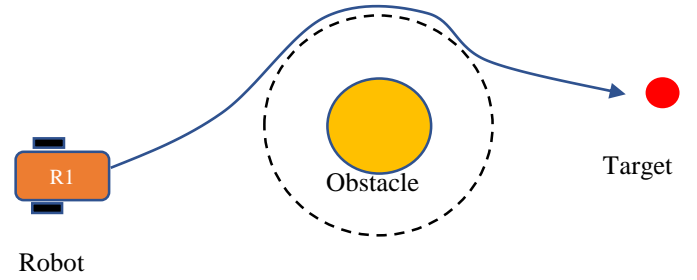


Figure 13: The avoidance obstacle operation

In order to build the avoidance obstacle trajectory, the coordinate needs to be re-established in the center of the obstacle as in Fig. 14.

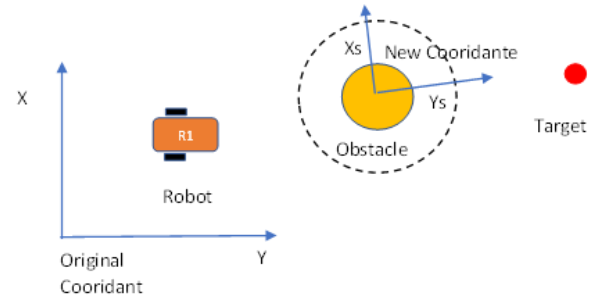


Figure 14: Re-establishing the coordinate

The new position (x_s, y_s) of the robot in the new coordinate is determined:

$$\begin{pmatrix} x_s \\ y_s \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}_O = \begin{bmatrix} \cos \alpha & -\sin \alpha & 0 & x_{obst} \\ \sin \alpha & \cos \alpha & 0 & y_{obst} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} x \\ y \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}_A \quad (13)$$

After obtaining the incremental position of the robot in the new coordinate and based on the value of d , the robot will determine the moving direction (clockwise or counter-clockwise trajectory) to for avoiding the obstacle and achieve the shortest path. The two trajectories are described in the following equations.

Clockwise trajectory movement:

$$\begin{aligned} \dot{x}_s &= y_s + x_s(r_v^2 - x_s^2 - y_s^2) \\ \dot{y}_s &= -x_s + y_s(r_v^2 - x_s^2 - y_s^2) \end{aligned} \quad (14)$$

Counter-Clockwise trajectory movement:

$$\begin{aligned} \dot{x}_s &= -y_s + x_s(r_v^2 - x_s^2 - y_s^2) \\ \dot{y}_s &= x_s + y_s(r_v^2 - x_s^2 - y_s^2) \end{aligned} \quad (15)$$

r_v is calculated as follows

$$r_v = r_r + r_o + \delta \quad (16)$$

in which r_r is the radius of the robot, r_o is the radius of the obstacle and δ is the radius of the safety circle.

The angle for demining moving direction is obtained as follows:

$$\theta_r = \arctan\left(\frac{\dot{y}_s}{\dot{x}_s}\right) \quad (17)$$

where

$$\dot{x}_s = \frac{d}{|d|} y_s + x_s(r_v^2 - x_s^2 - y_s^2) \quad (18)$$

$$\dot{y}_s = -\frac{d}{|d|} x_s + y_s(r_v^2 - x_s^2 - y_s^2) \quad (19)$$

From the obtained \dot{x}_s and \dot{y}_s in eq. (18) and eq. (19), the linear velocity for obstacle avoidance moving is calculated

$$v_r = \sqrt{\dot{x}_s^2 + \dot{y}_s^2} \quad (20)$$

The angular velocity is determined as follows

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (21)$$

From (20) and (21), the reference trajectory for avoiding obstacles is

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_r \\ \dot{y}_r \\ \dot{\theta}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & 0 \\ \sin \theta & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_r \\ \omega_r \end{bmatrix} \quad (22)$$

Applying the tracking reference path algorithm in Section 4.1, the linear velocity and angle velocity of the robot result in:

$$v_c = v_r \cos e_\theta + k_x e_x \quad (23)$$

$$\omega_c = \omega_r + k_\theta v_r \sin e_\theta + k_y v_r e_y \quad (24)$$

4.3. Formation Control Algorithm

To control the swarm mobile robots moving in a specific formation, the Leader-Following is applied in this paper. It means that the follower mobile robots will follow the action of the leader mobile robot when they are moving. There are three methods for formation control of the swarm mobile robot are illustrated in Fig. 15. In this paper, the swarm mobile robot with three mobile robots is considered as Fig. 16. The mobile robot R₁ is a leader and mobile robot R₂ and R₃ are the followers.

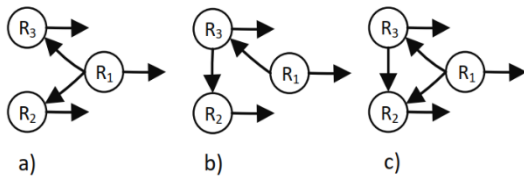


Figure 15: Formation control robot algorithm

In the algorithm in Fig. 15(a), the mobile robot R₂ and R₃ are controlled to keep the distance between mobile robots R₂ to R₁ and R₃ to R₁ to be a constant value. Fig. 15b expresses the formation moving of the swarm robots in which the swarm robot is controlled such that the distance between R₁ and R₃, R₃ to R₂ are constant. Unfortunately, the formation control methods in Fig. 15a and Fig. 15b is with low accuracy. Due to this reason, in this paper, the method in Fig. 15c is applied to control the swarm mobile robot.

From Fig. 16, it is seen that l_{12} , l_{13} , l_{23} are the distance between R₁ and R₂, R₁ and R₃, R₂ and R₃, respectively. In this paper, the control method will maintain the distances

l_{12} , l_{13} , l_{23} (see Fig. 10) based on the formation of the swarm robot.

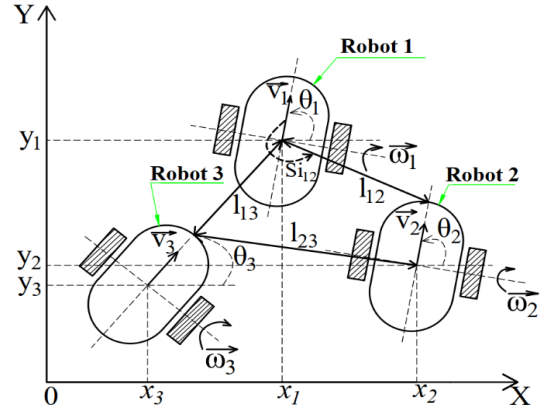


Figure 16: Swarm mobile robot system with three members.

From Fig. 16, we have

$$\begin{cases} l_{12}^x = x_1 - x_2 - d \cos \theta_2 \\ l_{12}^y = y_1 - y_2 - d \sin \theta_2 \\ l_{13}^x = x_1 - x_3 - d \cos \theta_3 \\ l_{13}^y = y_1 - y_3 - d \sin \theta_3 \\ l_{23}^x = x_2 - x_3 - d \cos \theta_3 \\ l_{23}^y = y_2 - y_3 - d \sin \theta_3 \end{cases} \quad (25)$$

Then the distances l_{12} , l_{13} , and l_{23} is computed as follows

$$\begin{cases} l_{12} = \sqrt{l_{12}^x{}^2 + l_{12}^y{}^2} \\ l_{13} = \sqrt{l_{13}^x{}^2 + l_{13}^y{}^2} \\ l_{23} = \sqrt{l_{23}^x{}^2 + l_{23}^y{}^2} \end{cases} \quad (26)$$

The angles ψ_{12} , ψ_{13} , ψ_{23} (rad) are the angle between Robot 1 and robot 2; robot 1 and robot 3; and robot 2 and robot 3, respectively. These angles are computed in the following formula.

$$\begin{cases} \psi_{12} = \arctan\left(\frac{l_{12}^y}{l_{12}^x}\right) - \theta_1 + \pi \\ \psi_{13} = \arctan\left(\frac{l_{13}^y}{l_{13}^x}\right) - \theta_1 + \pi \\ \psi_{23} = \arctan\left(\frac{l_{23}^y}{l_{23}^x}\right) - \theta_2 + \pi \end{cases} \quad (27)$$

in which θ_1 , θ_2 , and θ_3 (rad) are the angles between Robot 1, Robot 2, and Robot 3 with the Ox axis, respectively.

To design the formation controller for the swarm robot system, the dynamic equation of the swarm robot with three mobile robots is expressed in the following equations [22]:

$$\begin{cases} \dot{\theta}_2 = \omega_2 \\ \dot{\theta}_3 = \omega_3 \\ \dot{z} = G_2(z, \theta_1, \theta_2, \theta_3)u_{23} + F_2(z)u_1 \end{cases} \quad (28)$$

where $z = [l_{12} \ \psi_{12} \ l_{13} \ \psi_{13}]^T$ is the output vector, $u_{23} = [v_2 \ \omega_2 \ v_3 \ \omega_3]^T$ is the input vector. v_1 , v_2 , and v_3 are the linear velocities and ω_1 , ω_2 , ω_3 are the angular velocities of Robot 1, Robot 2, and Robot 3, respectively.

Based on the method in [20], the parameters G_2 , F_2 , and p are determined

$$G_2 = \begin{bmatrix} \cos \gamma_{12} & d \sin \gamma_{12} & 0 & 0 \\ -\sin \gamma_{12} & -d \cos \gamma_{12} & 0 & 0 \\ l_{12} & l_{12} & \cos \gamma_{13} & d \sin \gamma_{13} \\ 0 & 0 & \cos \gamma_{23} & d \sin \gamma_{23} \\ -\cos \psi_{23} & 0 & \cos \gamma_{23} & d \sin \gamma_{23} \end{bmatrix} \quad (29)$$

$$F_2 = \begin{bmatrix} -\cos \psi_{12} & 0 \\ \frac{\sin \psi_{12}}{l_{12}} & -1 \\ -\cos \psi_{13} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (30)$$

$$p = \begin{bmatrix} k_1(l_{12}^d - l_{12}) \\ k_2(\psi_{12}^d - \psi_{12}) \\ k_3(l_{13}^d - l_{13}) \\ k_4(l_{23}^d - l_{23}) \end{bmatrix} \quad (31)$$

where k_1, k_2, k_3 , and k_4 are the positive scalar controller gains that are selected arbitrarily by the user. $\gamma_{ij} = \beta_{ij} + \psi_{ij}$ with $\beta_{ij} = \theta_1 - \theta_2$. The control inputs for Robot 2 and Robot 3 are computed:

$$u_{23} = [v_2 \ \omega_2 \ v_3 \ \omega_3]^T = G_2^{-1}(p - F_2 u_1) \quad (32)$$

It should be noted that the relations between the linear velocity and the rotatory velocity of Robot 2 and 3 and the velocities of the left and right wheels are represented

$$\begin{cases} v_2 = \frac{V_{L2} + V_{R2}}{2} \\ \omega_2 = \frac{V_{R2} - V_{L2}}{2r} \end{cases} \quad (33)$$

$$\begin{cases} v_3 = \frac{V_{L3} + V_{R3}}{2} \\ \omega_3 = \frac{V_{R3} - V_{L3}}{2r} \end{cases} \quad (34)$$

in which V_{L2} and V_{R2} are the velocities of the left and right wheels of Robot 2. V_{L3} and V_{R3} are the velocities of the left and right wheels of Robot 3.

From Eqs. (33) and (34), the velocities of the left and right wheels of Robot 2 and Robot 3 are determined:

$$\begin{cases} V_{L2} = v_2 - \omega_2 r \\ V_{R2} = v_2 + \omega_2 r \\ V_{L3} = v_3 - \omega_3 r \\ V_{R3} = v_3 + \omega_3 r \end{cases} \quad (35)$$

5. Simulation and Experiment Results

In this section, both simulation and experiments are executed for the swarm robot with three mobile robots to prove the effectiveness of the proposed method.

5.1 Simulation results

❖ Tracking reference trajectory for a single mobile robot

Firstly, to verify the effectiveness of the tracking controller, the single mobile robot is used for validation. The reference trajectory used for simulation in this paper is calculated by using eq. (7) in Section 4.1 with $(x_r, y_r) = (2, 1)$ (m) and $\theta_r = 45^\circ$; $v_r = 0.04$ (m/s). The initial position of the leader robot is $(x_o, y_o) = (2.18, 1)$ (m) and $\theta = 90^\circ$. The simulation results for tracking reference trajectory are shown in Figs. 17-20.

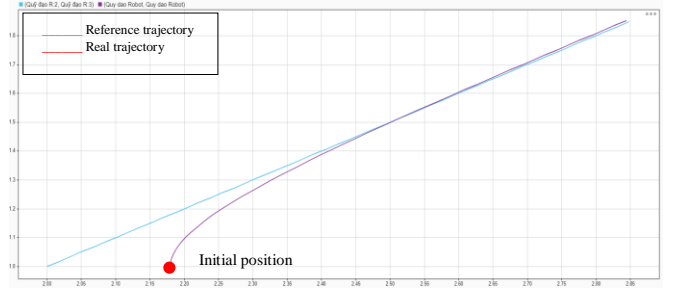


Figure 17: Tracking trajectory control for a robot

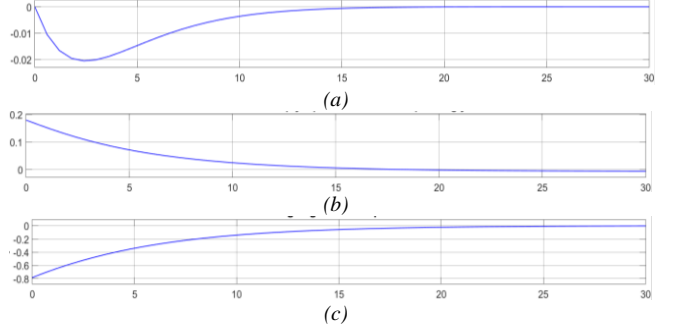


Figure 18: Tracking errors: (a) the tracking error in the x-axis, (b) the tracking error in the y-axis, (c) the direction angle error.

The simulation results are shown in Figs. 17 and 18. Fig. 17 shows that with a single mobile robot, the tracking controller can successfully control the robot to track the reference trajectory accurately. The tracking errors are illustrated in Fig. 18, it is obvious that the tracking errors in the x-axis, y-axis, and direction angle approach zero asymptotically.

❖ Tracking reference path for a warm robot with a triangle formation

In this section, Robot 1 is the leader; Robot 2 and Robot 3 are the followers. The leader robot is controlled to track the reference trajectory and two follower robots will follow the leader robot with a constant distance to achieve the target.

The initial position of the leader robot (Robot 1) is: $[x_1 \ y_1 \ \theta_1] = [1 \ 1 \ \frac{\pi}{3}]$ and the linear speed and angular speed are $(v_o \ \omega_o) = (0.04 \ 0)$. The target is $(x_G \ y_G) = (2.4 \ 3.4)$. The initial positions of Mobile robot 2 and Mobile robot 3 are: $[x_2 \ y_2 \ \theta_2] = [0.8 \ 0.8 \ \frac{2\pi}{3}]$ and $[x_3 \ y_3 \ \theta_3] = [1.1 \ 0.9 \ \frac{\pi}{1.2}]$.

The expected distance between the mobile robot leader and two followers: mobile robot 2 and mobile robot 3, and the expected directions of these two robots are $[l_{12}^d \ \psi_{12}^d \ l_{13}^d \ l_{23}^d] = [0.3 \ 1.3\pi \ 0.3 \ 0.3]$.

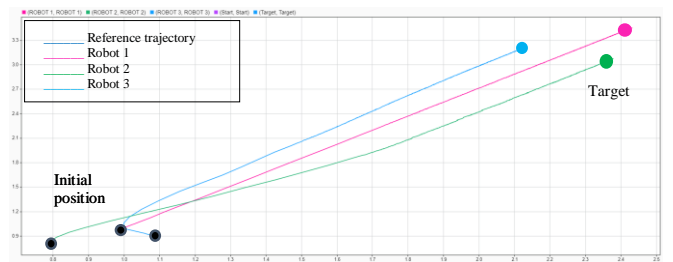


Figure 19: Moving the swarm robot with triangle formation

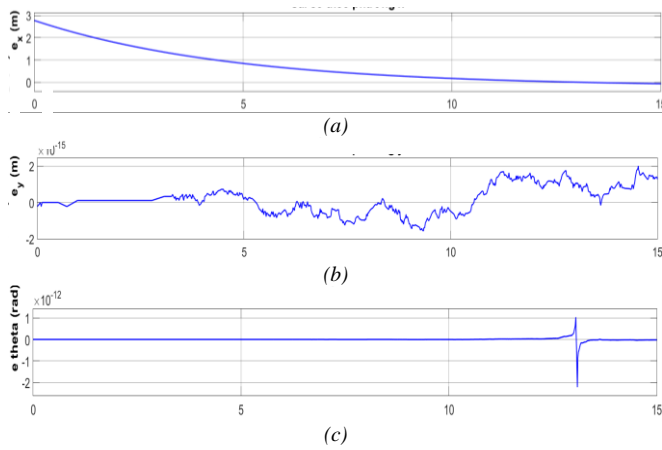


Figure 20: Tracking errors of the leading robot: (a) the tracking error in x-axis, (b) the tracking error in y-axis, (c) the direction angle error.

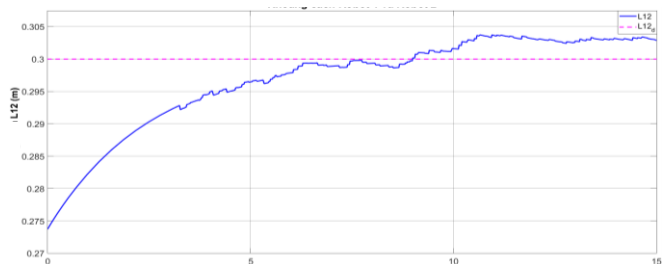


Figure 21: The distance between Robot 1 and Robot 2

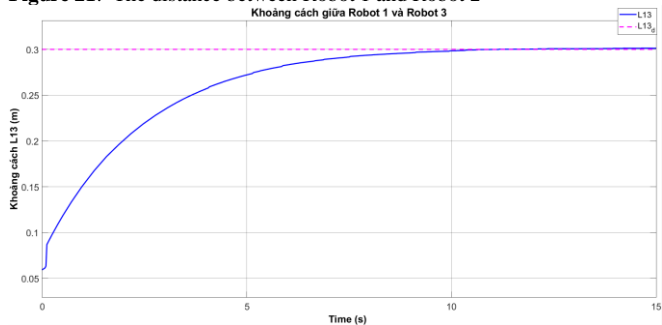


Figure 22: The distance between Robot 1 and Robot 3

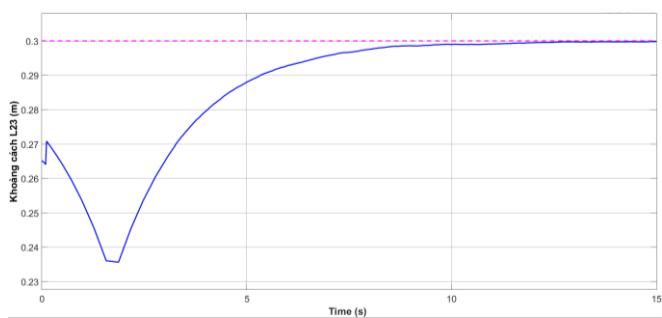


Figure 23: The distance between Robot 2 and Robot 3

Fig. 19 shows the trajectories of the reference, Robot 1, Robot 2, and Robot 3. The tracking errors $[e_x, e_y, e_{theta}]$ are demonstrated in Fig. 20. The distance between the leader robot and two follower robots is shown in Figs 19-21. From these simulation results, it is clear that the leader robot (Robot 1) can approach the reference trajectory asymptotically, the tracking errors $[e_x, e_y, e_{theta}]$ converge to zero. Figs 20-23 illustrated that the distances l_{12}, l_{13}, l_{23} approach the expected distances l_{12}^d, l_{13}^d , and l_{23}^d with very small errors.

Therefore, it concludes that the tracking trajectory and formation control algorithms operate well.

❖ Obstacle Avoidance for a leader robot

In this section, the obstacle avoidance algorithm Limit Circle is carried out for the single robot. The initial position of the leader robot is $(x_1, y_1, \theta_1) = (3, 6, \frac{\pi}{4})$. The position of the target G $(x_G, y_G) = (5.5, 7.4)$. Center of the obstacle Q is $(x_Q, y_Q) = (4.4, 7.2)$. The safety circle is established with a radius $\delta = 0.8$. The radius of the robot and obstacle are $r_r = 0.1$ and $r_o = 0.2$, respectively.

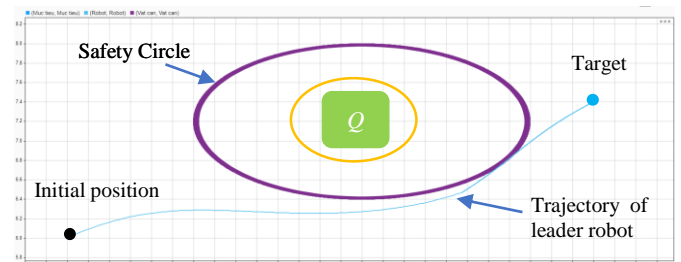


Figure 24: Obstacle avoidance of the leader robot

From Fig. 24, it is seen that the leader robot can move to the target and did not go inside the safety circle. Therefore, the leader robot can avoid obstacle Q .

❖ Obstacle Avoidance for the swarm mobile robot

For the swarm robot with three mobile robots, the Limit Circle algorithm is applied to control the swarm robot to avoid obstacles and go to the target. The Limit Circle algorithm is employed to control the leader robot (Robot 1) and two follower robots will follow with the constant distance $[l_{12}^d, \psi_{12}^d, l_{13}^d, l_{23}^d] = [0.15, 2.365, 0.15, 0.296]$. The initial position is $(x_1, y_1, \theta_1) = (3, 6, \frac{\pi}{4})$. The position of target G is $(x_G, y_G) = (5.8, 8)$. The Center of obstacle Q is $(x_Q, y_Q) = (4.4, 7.2)$. The radius of the robot, obstacle, and safety circle are $[r_r, r_o, \delta] = [0.1, 0.4, 0.5]$.

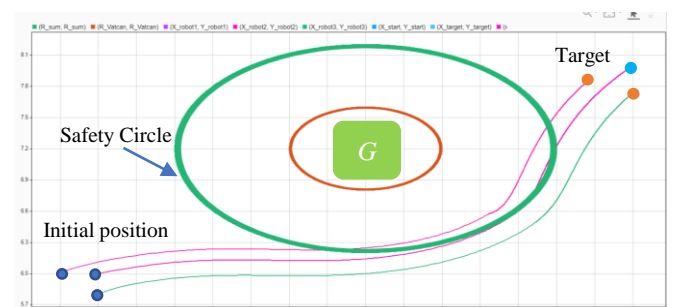


Figure 25: Obstacle avoidance of the swarm robot

Fig. 25 shows that the swarm robot with three robots maintains a triangle formation and avoids obstacles when they are moving to the target.

5.2. Experiment results

To prove the effectiveness of the proposed control methods, the swarm robot with three mobile robots is built and tested. The experiments are executed in three cases:

Case 1: Formation control

Case 2: Tracking reference trajectories with a triangle formation.

Case 3: Formation control and obstacle avoidance.

To monitor and set up parameters for the swarm robot, an Interface is built as in Fig. 26. Interface is designed for configuring formations, setting the target, monitoring the status and position of the swarm robot.



Figure 26: Interface for configuring and monitoring swarm robot.

❖ **Formation Control of the swarm robot**

There are three formations including vertical formation, horizontal formation, and triangle formation of the swarm robot to be tested in this paper.

Mode 1: Triangle formation

The swarm robot is set up at arbitrary positions: Leader robot $(x_1, y_1) = (1.9, 0.31)$, Robot 2 $(x_2, y_2) = (1.78, 1.31)$, and Robot 3 $(x_3, y_3) = (0.85, 1.4)$ (m) that are shown in Fig. 27. Applying the formation control and selecting the triangle formation in the Interface, three mobile robots move and arrange in the triangle formation that can be seen in Fig. 28 and the trajectories of the three mobile robots are shown in Fig. 29.

The results in Figs. 27-29 show that the formation controlling algorithm is successful to control the swarm robot arranged in a triangle formation from arbitrary positions.



Figure 27: Initial position of the swarm robot

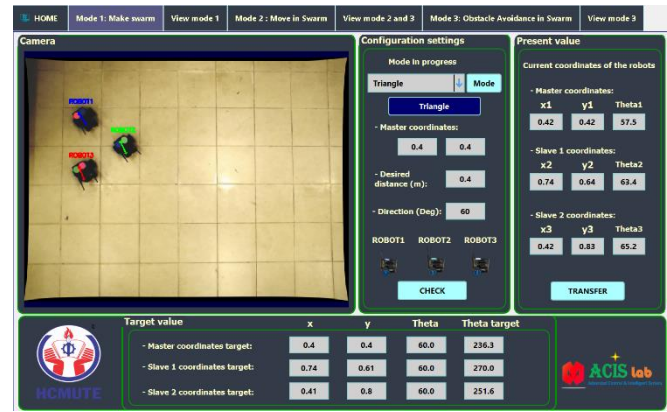


Figure 28: Triangle formation

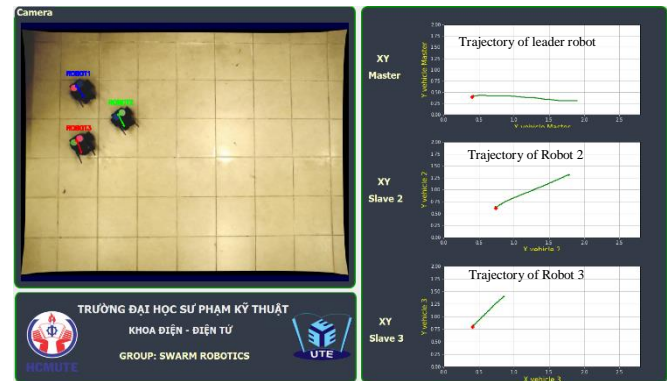


Figure 29: Triangle formation and trajectory of swarm robot.

Mode 2: Horizontal Alignment

The initial positions of the swarm robot are $(x_1, y_1) = (0.99, 0.76)$, $(x_2, y_2) = (0.76, 1.18)$, $(x_3, y_3) = (2.08, 1.38)$ (m) that are shown in Fig. 30. The swarm robot is controlled to align horizontally in Fig. 31 with the expected distance of 0.4 (m), and the trajectories of the swarm robot are demonstrated in Fig. 32. It is seen that the experimental results in Fig. 30-32 shown that three robots of the swarm robot have the same position in Y-axis 0.4m, it means that the formation control is successful to arrange the swarm robot horizontally.

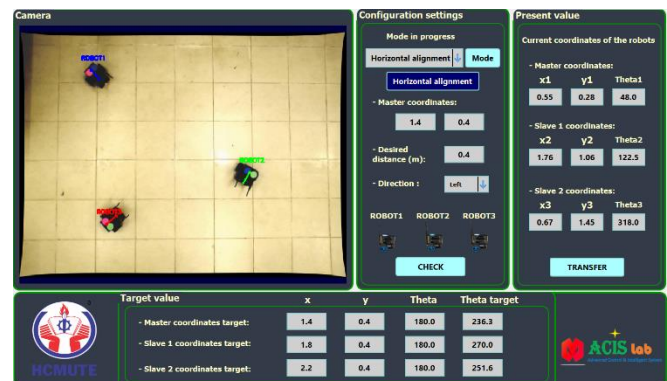


Figure 30: Initial position of the swarm robot.

Mode 3: Vertical Alignment

The initial positions of the swarm robot are illustrated in Fig. 33 with the position of Robot 1 $(x_1, y_1) = (0.99, 0.76)$, Robot 2 $(x_2, y_2) = (0.76, 1.18)$, and Robot 3 $(x_3, y_3) = (2.08, 1.38)$ (m). Formation control algorithm is employed to control the swarm robot moving in a vertical formation that is presented in Fig. 34 and their moving trajectories are shown in Fig. 35.

From the Figs. 33-35, it is easily seen that the swarm robot can arrange exactly in a vertical formation from an arbitrary position.

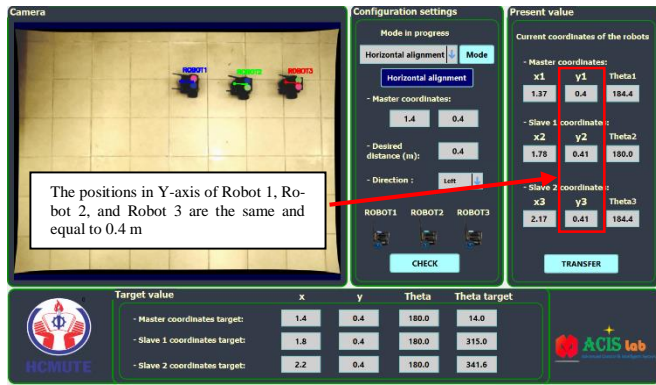


Figure 31: Horizontal Alignment

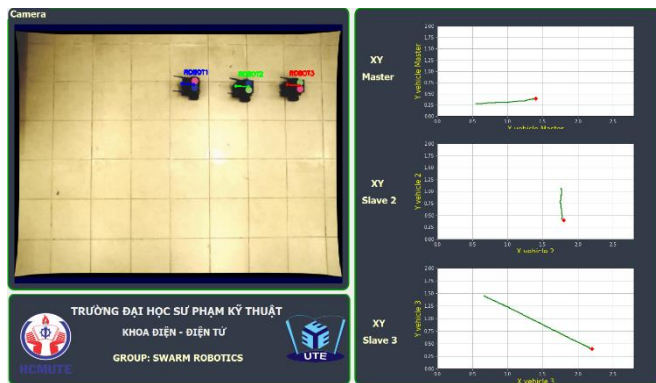


Figure 32: Horizontal alignment and trajectory of swarm robot.



Figure 33: Initial position of the swarm robot.

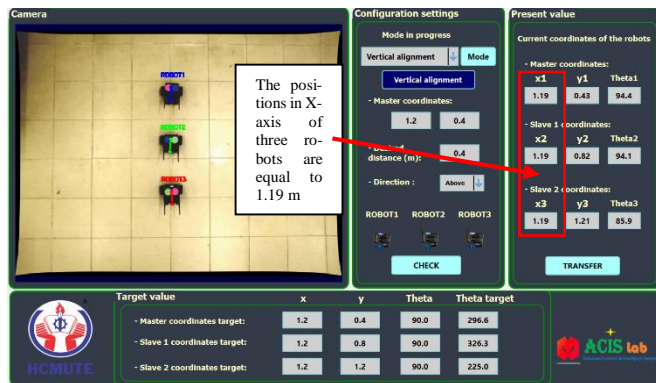


Figure 34: Vertical Alignment

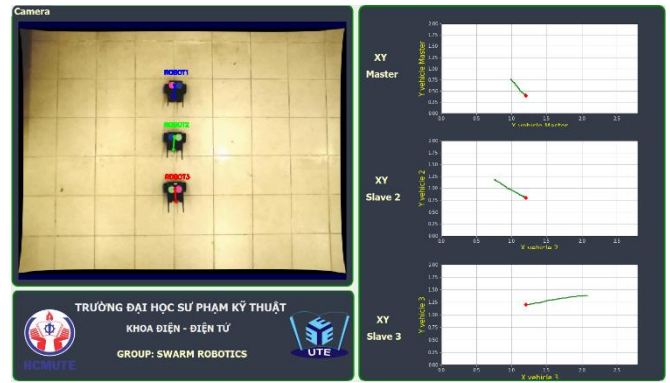


Figure 35: Vertical alignment and trajectory of swarm robot.

❖ Moving Swarm mobile robot with a triangle formation

In this section, the swarm mobile robot is tested with moving in the triangle formation and achieved the target position. The initial position of the leader robot is $[x_1 \ y_1 \ \theta_1] = [1.96 \ 0.43 \ 309.3]$ and the position of the target is $(x_G \ y_G) = (2 \ 0.4)$.

The expected distances among the mobile robots of the swarm robot are $[l_{12}^d \ \psi_{12}^d \ l_{13}^d \ l_{23}^d]^T = [0.24(m) \ -147(deg) \ 0.25(m) \ 0.36(m)]$.

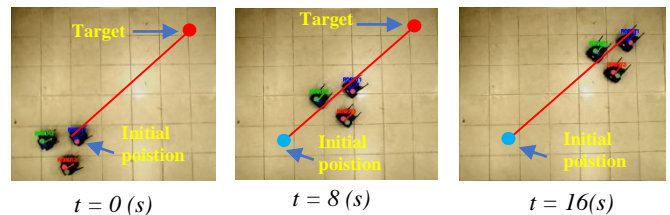


Figure 36: Swarm robot moving with the triangle formation



Figure 37: The results of the swarm robot moving in a triangle formation.

The experiments for the swarm robot moving to the goal with the triangle formation are illustrated in Figs. 36-38. From the results in Fig. 36, it is seen that the swarm robot can move in a triangle formation. Fig. 38 shows that the distance among the robots can approach the expected distances. The real distance l_{12} can track the reference distance l_{12}^d with small error $0.04(m)$. The distances l_{13}, l_{23} also converge to the expected values. Therefore, we can conclude that the control algorithm can successfully control the swarm robot to move in a triangle formation.



Figure 38: Expected distance among the robots.

❖ Avoidance obstacle

The results of the experiments for avoiding obstacles are demonstrated in Figs. 39-43. The initial positions of the swarm robot are $[x_1 \ y_1 \ \theta_1] = [0.8 \ 0.52 \ 38.7]$ that is shown in Fig. 39. The expected distances and angles that need to maintain our $[l_{12}^d \ \psi_{12}^d \ l_{13}^d \ l_{23}^d] = [0.26(m) \ 257.7(deg) \ 0.29(m) \ 0.45(m)]$. The position of the target G is $(x_G \ y_G) = (2 \ 1.4) (m)$. Based on the image processing technique, the center of the obstacle Q is determined $(x_Q \ y_Q) = (1.5 \ 0.7) (m)$. The radius of the robot, obstacle, and safety circle are $[r_r \ r_o \ \delta] = [0.15 \ 0.15 \ 0.2] (m)$.



Figure 39: Initial positions of the swarm robot.



Figure 40: Results of the obstacle avoidance of the swarm robot.

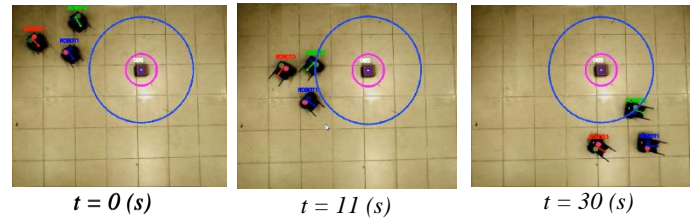


Figure 41: Avoidance Obstacle moving of the swarm robot.

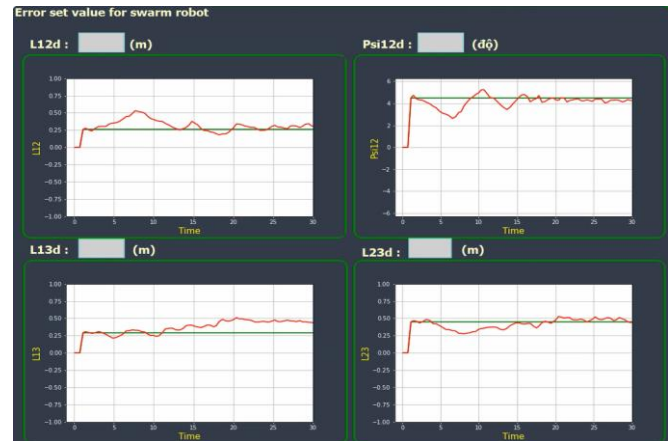


Figure 42: The real distances and the expected distances among robots.

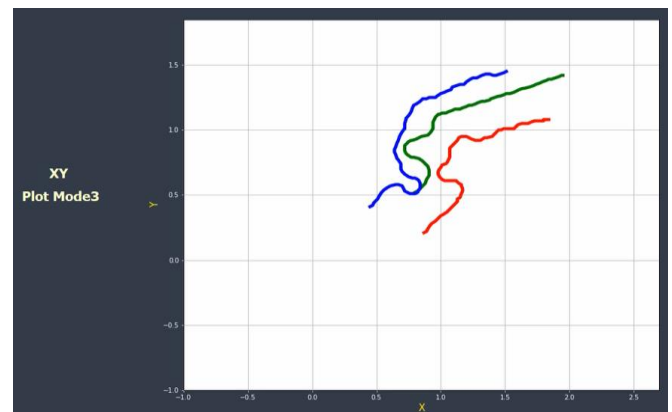


Figure 43: The trajectories of the three robots.

For avoidance obstacles, the experimental results are shown in Figs. 39-43. In Fig. 41, we consider the experiment at three points: start point (0 s), 11 s (avoiding obstacle action is taking place), and 30 s (swarm mobile robot successfully avoids the obstacle), it is seen that when the system detects the obstacles Q , it will create a safety circle with radius $\delta = 0.2 (m)$ that is larger than the radius of the obstacle. On the basis of the Limit-Circle algorithm, the leader mobile robot (Blue color) will move outside of the safety circle and leads the swarm mobile robots to avoid colliding with obstacle Q . Moreover, it is also seen that the swarm mobile robot can avoid the obstacle during moving and keep the triangle formation to reach the target $(x_G \ y_G) = (1.95 \ 1.42)$; Fig. 42 illustrates that the swarm robot can maintain the distances among the robots during avoiding the obstacle. Hence, the algorithm control of this paper successfully controls the swarm robot both moving in a specific formation and avoiding obstacles.

6. Conclusion

The swarm robot with three mobile robots has been designed and implemented in this paper. Image processing technique is employed to determine the positions of each robot of swarm robot and detect the obstacle successfully. The controlling algorithm for tracking the trajectories, avoidance of obstacles, and formation control are studied and applied successfully for this swarm mobile robot. The simulation and experimental results proved that the swarm robot can track the reference trajectories, move in the specific formation, and avoid obstacles successfully.

Acknowledgment

This work is supported by the Ho Chi Minh City University of Technology and it is executed at Advanced Control and Intelligent System Lab of Ho Chi Minh City University of Technology and Education (ACIS lab).

References

- [1] Marino, A., Parker, L.E., Antonelli, G. et al. "A Decentralized Architecture for Multi-Robot Systems Based on the Null-Space-Behavioral Control with Application to Multi-Robot Border Patrolling" *J. Intell Robot Syst* 71, pp.423–444, 2013.
- [2] B. Shabaninia, A. Nemati, and S.-D. Stan, "A novel robust decentralized adaptive fuzzy control for swarm formation of multiagent systems," *IEEE Trans. Indust. Electr.*, vol. 59, no. 8, pp. 3124–3134, 2012.
- [3] D. D. Xu, X. N. Zhang, Z. Q. Zhu, C. L. Chen, and P. Yang "Behavior-Based Formation Control of Swarm Robots" *Mathematical Problems in Engineering*, vol. 2014, Article ID 205759, 13 pages, 2014.
- [4] O. G. Miller and V. Gandhi, "A survey of modern exogenous fault detection and diagnosis methods for swarm robotics" *Journal of King Saud University – Engineering Sciences*, vol. 33, pp. 43–53, 2021.
- [5] Q. Tang, F. Yu, Z. Xu, and P. Eberhard, "Swarm Robots Search for Multiple Targets," in *IEEE Access*, vol. 8, pp. 92814-92826, 2020.
- [6] J. Zhang, Y. Lu, L. Che and M. Zhou, "Moving-Distance-Minimized PSO for Mobile Robot Swarm," in *IEEE Transactions on Cybernetics*, vol. 52, no. 9, pp. 9871-9881, Sept. 2022.
- [7] A. B. Migranov and O. V. Darintsev, "Choosing a Swarm Algorithm to Synthesis an Optimal Mobile Robot Team Control Strategy," *2020 International Multi-Conference on Industrial Engineering and Modern Technologies (FarEastCon)*, Vladivostok, Russia, 2020, pp. 1-5.
- [8] J. P. Desai, J. P. Ostrowski, and V. Kumar, "Modeling and control of formations of nonholonomic mobile robots", *IEEE Trans. Robot. Automat*, vol. 17, pp. 905–908, Dec. 2001.
- [9] T. Dierks and S. Jagannathan, "Control of Nonholonomic Mobile Robot Formations: Backstepping Kinematics into Dynamics", *16th IEEE International Conference on Control Applications, October 2007*.
- [10] Q. Wang, J. Huang and X. Mao, "A Fast Self-Organizing Pattern Formation Method for Swarm Robots in Dynamic Multi-Region Environments," *2020 5th International Conference on Automation, Control and Robotics Engineering (CACRE)*, Dalian, China, 2020, pp. 124-129.
- [11] Z. Qiao, J. Zhang, X. Qu and J. Xiong, "Dynamic Self-Organizing Leader-Follower Control in a Swarm Mobile Robots System Under Limited Communication," in *IEEE Access*, vol. 8, pp. 53850-53856, 2020.
- [12] Z. Jiang, X. Wang and J. Yang, "Distributed Line Formation Control in Swarm Robots," *2018 IEEE International Conference on Information and Automation (ICIA)*, Wuyishan, China, 2018, pp. 636-641.
- [13] S. Morgan and J. Hereford, "Path formation using a robot swarm with limited sensing capabilities," *2020 SoutheastCon*, Raleigh, NC, USA, 2020, pp. 1-6, 2020.
- [14] A. K. Das, R. Fierro, V. Kumar, J. P. Ostrowski, J. Spletzer and C. J. Taylor, "A vision-based formation control framework," in *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, vol. 18, no. 5, pp. 813-825, Oct. 2002.
- [15] R. Lan, X. Wang, Z. Xiao, R. Wang, Y. Lin and R. Fang, "Design of Swarm Robots Formation Control System Based on Vision Guidance," *2019 IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics (AIM)*, Hong Kong, China, 2019, pp. 790-795.
- [16] J. Guan, W. Zhou, S. Kang, Y. Sun and Z. Liu, "Robot Formation Control Based on Internet of Things Technology Platform," in *IEEE Access*, vol. 8, pp. 96767-96776, 2020.
- [17] D. H. Kim, J.-H. Kim, "A real-time limit-cycle navigation method for fast mobile robots and its application to robot soccer", *Robotics and Autonomous Systems*, vol. 42, no. 1, pp. 17-30, January 2003.
- [18] Mehdi Mouad, Lounis Adouane, "Mobile Robot Navigation and Obstacles Avoidance based on Planning and Re-Planning Algorithm", in *10th IFAC Symposium on Robot Control International Federation of Automatic Control*, September 2012.
- [19] Lounis Adouane, "Orbital Obstacle Avoidance Algorithm for Reliable and On-Line Mobile Robot Navigation", in 9th Conference on Autonomous Robot Systems and Competitions, May 2009.
- [20] Li Y, Gao J, Su X, and Zhao J. "Cooperation control of multiple miniature robots in unknown obstacle environment". *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering*, vol. 229, no. 3, pp. 202-214, 2015.
- [21] X. Peng, "Formation Control of Multiple Nonholonomic Wheeled Mobile Robots", *Centrale de Lille*, September, 2013.
- [22] R. Fierro and F. L. Lewis, "Control of a Nonholonomic Mobile Robot: Backstepping Kinematics into Dynamics", *Journal of Robotic Systems*, vol. 14, no. 3, pp. 149-227, March, 1997.
- [23] D. Agarwal and P. S. Bharti, "MATLAB Simulation of Path Planning and Obstacle Avoidance Problem in Mobile Robot using SA, PSO and FA," *2020 IEEE International Conference for Innovation in Technology (INOCON)*, Bangluru, India, 2020, pp. 1-6.
- [24] S. I. A. Meerza, M. Islam and M. M. Uzzal, "Q-Learning Based Particle Swarm Optimization Algorithm for Optimal Path Planning of Swarm of Mobile Robots," *2019 1st International Conference on Advances in Science, Engineering and Robotics Technology (ICASERT)*, Dhaka, Bangladesh, 2019, pp. 1-5.
- [25] Q. Tang, F. Yu, Z. Xu and P. Eberhard, "Swarm Robots Search for Multiple Targets," in *IEEE Access*, vol. 8, pp. 92814-92826, 2020.
- [26] T. Zhang, J. Xu and B. Wu, "Hybrid Path Planning Model for Multiple Robots Considering Obstacle Avoidance," in *IEEE Access*, vol. 10, pp. 71914-71935, 2022.

ĐÍNH CHÍNH

Chuyên san quyền 26, số 3 (in tháng 2/2023) do lỗi chế bản của Tòa soạn nên phần Mục lục bài báo ở trang 26 của nhóm tác giả **Huu Hoang Bui, Van Hieu Dang, The Truong Nguyen, Kim Anh Nguyen, Khanh Quang Nguyen, Van Quang Binh Ngo** bị gán nhầm tên bài báo khác là “*Điều khiển tối ưu phụ tải điện khi có sự tham gia của nguồn năng lượng mặt trời, năng lượng gió kết nối lưới*”

Bài báo đúng của nhóm tác giả phải là “**Applying image processing technology for Automatic mobile robot tracking and following steel weld seams**”

Đồng thời, bài báo ở trang 33 của nhóm tác giả: **Hieu Minh Nguyen và Minh Hoang Trinh** cũng đã bị gán nhầm tên bài báo, gán đúng phải là “**Leaderless-and Leader-follower matrix-Weighted consensus with uncertainties**”

Tên bài báo và nhóm tác giả trong Phần nội dung quyền không bị sai, nội dung xuất bản online phần Mục lục tại trang <https://mca-journal.org/index.php/mca> cũng đã được cập nhật đúng.

Tòa soạn cáo lỗi cùng các tác giả, độc giả vì sơ suất này.

Tòa soạn Tạp chí Tự động hóa ngày nay

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