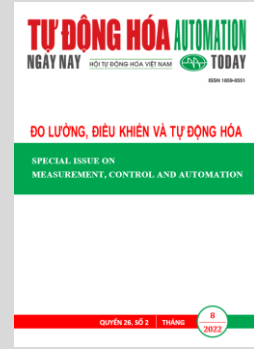


MỤC LỤC

CÔNG TRÌNH KHOA HỌC

- 3** Long Vu Pham, Quang Trung Nguyen, Xuan Tung Pham, Dai Duong Nguyen, Minh Thuy Le, Quoc Cuong Nguyen
Indoor Localization Based Wi-Fi and Bluetooth Low Energy Technologies
- 9** Phó Bảo Bình, Lê Đức Thọ, Đặng Quang Tiến, Trần Trọng Minh, Vũ Hoàng Phương
Điều khiển dự báo mô hình đa bước với hiệu quả tính toán trong bộ biến đổi đa mức cầu H nối tầng cấp nguồn cho động cơ không đồng bộ
- 19** Hoàng Duy Tính, Phùng Anh Tuấn
Ước Lượng Vị Trí Ban Đầu Động Cơ SPMSM Dựa Trên Phương Pháp Kết Hợp Short-Pulses Injection Và High-Frequency Injection
- 28** Duy-Dinh Nguyen, Goro Fujita and Kazuto Yukita
DC bias elimination for Dual-Active-Bridge DC/DC converters using TMS320F28335
- 37** Đặng Thành Trung, Trần Kỳ Phúc, Thái Quang Vinh
Điều khiển tối ưu phụ tải điện khi có sự tham gia của nguồn năng lượng mặt trời, năng lượng gió kết nối lưới
- 49** Nguyễn Kiên Trung, Hoàng Trung Thông, Phạm Việt Phương
Thiết kế điều khiển cho bộ biến đổi cộng hưởng LLC 3 pha
- 57** Lê Minh Thành, Lương Hoài Thương, Phạm Thanh Tùng, Phạm Công Thành, Nguyễn Chí Ngôn
Tối ưu hóa bộ điều khiển PID bằng giải thuật di truyền kiểm nghiệm trên mô hình robot delta
- 66** Dang Xuan Ba, Trong-Tai Nguyen
A new neural iterative learning control approach for position tracking control of robotic manipulators: Theory, simulation, and experiment
- 75** Nguyen Van Tan, Truong Thi Bích Thanh, Tran Quoc Trung, Hoang Chung, Tran Viet Quoc Vinh, Nguyen Minh Tien
Vehicle-to-grid application to improve microgrid operation efficiency
- 82** Duong Minh Duc, Tran Anh Dung, Do Trong Hieu
Ứng dụng bộ lọc thiết kế dựa trên tín hiệu đầu ra để giảm rung động của cầu trục

Tháng 10/2022



BAN BIÊN TẬP CHUYÊN SAN

Cố vấn khoa học

Nguyễn Xuân Quỳnh

Trưởng ban

Trần Trọng Minh

Ủy viên

Nguyễn Phùng Quang

Tạ Cao Minh

Thân Ngọc Hoàn

Phạm Thị Ngọc Yến

Hồ Đắc Lộc

Hoàng Minh Sơn

Nguyễn Như Hiền

Đoàn Quang Vinh

Vũ Đình Thành

Lê Hoài Quốc

BAN THƯ KÝ CHUYÊN SAN

Trưởng ban

Nguyễn Văn Nhờ

Ủy viên

Nguyễn Quang Địch

Nguyễn Hoàng Mai

Nguyễn Chí 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: 50.000 - VNĐ

CONTENT

SCIENTIFIC PAPERS

- 3** Long Vu Pham, Quang Trung Nguyen, Xuan Tung Pham, Dai Duong Nguyen, Minh Thuy Le, Quoc Cuong Nguyen
Indoor Localization Based Wi-Fi and Bluetooth Low Energy Technologies
- 9** Phó Bảo Bình, Lê Đức Thọ, Đặng Quang Tiến, Trần Trọng Minh, Vũ Hoàng Phương
Computationally efficient multistep model predictive control in cascaded H-bridge multilevel converter fed induction motor
- 19** Hoàng Duy Tính, Phùng Anh Tuấn
Initial Position Estimation for SPMSM Based on A Method Combined Short-Pulses Injection and High-Frequency Injection
- 28** Duy-Dinh Nguyen, Goro Fujita and Kazuto Yukita
DC bias elimination for Dual-Active-Bridge DC/DC converters using TMS320F28335
- 37** Đặng Thành Trung, Trần Kỳ Phúc, Thái Quang Vinh
Optimal load control with the connection of solar energy and wind energy sources to the grid
- 49** Nguyễn Kiên Trung, Hoàng Trung Thông, Phạm Việt Phương
Adaptive Control Design of Interleaved Three-Phase LLC Resonant Converter with Phase-Shedding Technique
- 57** Lê Minh Thành, Lương Hoài Thương, Phạm Thanh Tùng, Phạm Công Thành, Nguyễn Chí Ngôn
Optimization of PID controller by genetic algorithm experiment on delta robot
- 66** Dang Xuan Ba, Trong-Tai Nguyen
A new neural iterative learning control approach for position tracking control of robotic manipulators: Theory, simulation, and experiment
- 75** Nguyen Van Tan, Truong Thi Bich Thanh, Tran Quoc Trung, Hoang Chung, Tran Viet Quoc Vinh, Nguyen Minh Tien
Vehicle-to-grid application to improve microgrid operation efficiency
- 82** Duong Minh Duc, Tran Anh Dung, Do Trong Hieu
Application of Output-based filter for vibration suppression of gantry crane
-



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

October 2022

Printed by MTV In quan doi 1 Ltd. Co.

Price: 50.000 - VND

Indoor Localization Based Wi-Fi and Bluetooth Low Energy Technologies

Long Vu Pham, Quang Trung Nguyen, Xuan Tung Pham, Dai Duong Nguyen, Minh Thuy Le, Quoc Cuong Nguyen

Department of Automation Engineering, School of Electrical and Electronic Engineering, Hanoi University of Science and Technology, Hanoi, Vietnam
 *Corresponding author E-mail: cuong.nguyenquoc@hust.edu.vn.

Abstract

Indoor positioning has attracted commercial developers and researchers in the last few decades. This paper presents an indoor localization system based on both Wi-Fi and BLE technologies at 2.4 GHz. The proposed system uses fingerprinting method with existed advertising channel of Wi-Fi and BLE, 63 reference points and 17 test points. The mean error achieved of 1.6795 m in a very complex indoor environment of 9.2 m x 8.4 m, is a good result compared to similar model considering the equivalent complexity of the region.

Keywords: Indoor localization, ILS, Wi-Fi, BLE.

Symbols

Symbols	Units	Description
d_i	m	Euclidean distance
RSS	dB	Received Signal Strength
Ω_k		Weighted of each point
L	m	Distance

Abbreviations

KNN	K-Nearest Neighbor
W-KNN	Weight K-Nearest Neighbor
BLE	Bluetooth Low Energy
UHF	Ultra high frequency
RF	Radio frequency
RFID	Radio frequency identification
UWB	Ultra-Wideband
GPS	Global Positioning System
AP	Access point
LSTM	Long Short-Term Memory
DNN	Deep neural Network

Tóm tắt

Định vị trong nhà đã và đang thu hút các nhà phát triển và các nhóm nghiên cứu trên thế giới trong vài thập kỷ qua. Bài báo này trình bày giải pháp định vị trong môi trường hẹp dựa trên công nghệ Wi-Fi và BLE ở dải tần 2.4GHz. Hệ thống định vị đề xuất sử dụng phương pháp lấy dấu vân tay, khai thác tham số RSS từ các trạm phát Wi-Fi và BLE với 63 điểm tham chiếu và 17 điểm thử nghiệm. Sai số trung bình đạt được là 1.6795m trong môi trường rất phức tạp 9.2m x 8.4m, là một kết quả tốt đáng để so sánh với các hệ thống tương đồng có xét đến độ phức tạp của vùng không gian định vị.

1. Introduction

Positioning is determining the position of an object in an area that is coordinated by a given frame. A positioning system must have the function of determining the position of equipment in a given area with a certain accuracy.

Along with the development of technology, the global positioning system GPS has been pre-installed on most mobile devices, making outdoor positioning and navigation easier and more popular than ever. However, in large buildings, the GPS global positioning system faces difficulties such as weak signal, large noise, making the accuracy of the results significantly reduced. Such difficulties are mainly encountered in indoor environments, basements, and underground environments of large buildings. Therefore, there is an inevitable need to build indoor positioning systems independent of the GPS global positioning system.

Location information plays an important role in industrial systems including agriculture, healthcare, security, transportation, telecommunications, entertainment and other services in smart homes, smart cities that help improve people's quality of life. The indoor localization research is attracting the attention of many research groups and technology companies around the world with potential applications such as locating objects in the office/supermarket; Positioning and navigation systems for people/robots in commercial centers, buildings, warehouses, smart treatment rooms.

Indoor localization is not only a raising topic of research but also a necessity of the market which open up a promising research area [1]. In fact, there has been a lot of researchers to develop indoor localization systems using different technologies with different objectives such as reducing costs, increasing the accuracy of positioning results. According to a survey by the research team with the main author Christian Esposito in [2]: RF radio technology accounts for 66% (Wi-

Fi 24%; Bluetooth 17%; Zigbee 8%; UHF 4%); RFID 7%; combination 6%) infrared technology 9%, UWB technology 6%, GPS 4%, imaging technology 1%, magnetic field technology 1%.

In this paper, we deploy a positioning system based on Wi-Fi or BLE (Bluetooth Low Energy) technologies and combination technology (Wi-Fi + BLE). RSS parameter is recorded as the database for fingerprinting method to identify objects positioning with many obstacles.

This paper is organized as follows. In section 2, related works about existing indoor localization systems and recent trends are presented, the deployment of locating systems: theoretical basis, structure, components, and localization algorithm is elaborated upon in section 3. Section 4 summarizes experimental results and compares with other works, and section 5 is the author's conclusion.

2. Related works

There are various methods relate to indoor localization system based on electromagnetic wave namely ILS. The following list briefly introduces the most common techniques employed in ILS [3].

- Time of Arrival (TOA): It measures the time of arrival of the signal from an emitter, as recorded by the receiver. It is used for estimating the distance to each emitter, as the propagation speed of the signal (sound, radio frequencies) is known for the transmission medium (air).
- Time Difference of Arrival (TDOA): It is similar to TOA. It measures the differences in the time of arrival of signals from different emitters. It is used for estimating differences in distances to each emitter.
- Angle of Arrival (AOA): It refers to the angle at which the signal reaches the sensor. Angles are then used to obtain a position fix.
- Received Signal Strength (RSS): It is the intensity at which the signal from an emitter is measured. The signal strength decreases as the distance to the emitter increases, although their relation may be affected by attenuation and interference. The technique employed for a solution determines how the position is estimated. TOA, TDOA, and RSS are used for estimating distances to signal emitters. The estimated distances to a set of emitters are then used in what is called lateration to find the position estimate that best fit the set of distances (see Figure 1a). Lateration is called trilateration if three distances are used, while it is called multilateration if more than three are used. The angles obtained in AoA are used to compute a likely fix on the target position, as shown in Figure 1b, in what is known as angulation. Both lateration and angulation are commonly classified as range-based or ranging- methods, and they require the previous knowledge of the positions of the emitters.

The RSS technique is also employed for a range-free method, very popular in ILS, called fingerprinting or sometimes scene analysis. The fingerprinting encompasses two stages. In the first stage, also known as offline stage, the signal quantity of each detected emitter at a given time and position (a fingerprint) is measured at several places the target scenario and stored to create a characterization of the signals in that scenario as comprehensive as possible. The collected database is called the training database. If the measured signals

are radio frequencies (RF), the database is also called radio map. In the second stage, also known as online stage, the position corresponding to new measured signal quantities is estimated using the positions associated with the stored fingerprints that are the most similar when compared to the new measurements (see Figure 1c). Table 1 present the advantages and disadvantages of localization techniques [4]:

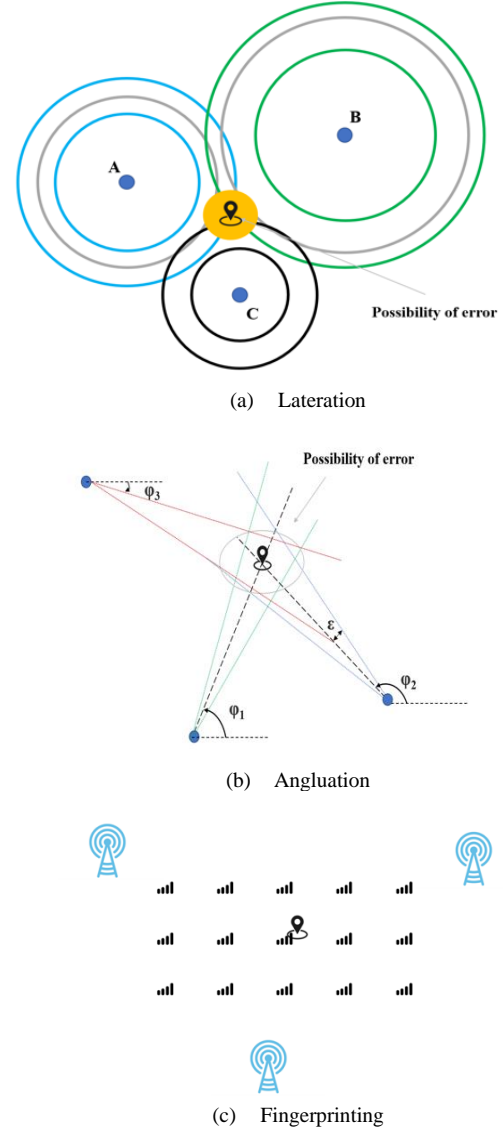


Figure 1: Most common methods used in ILS.

Table 1: Advantages and disadvantages of different localization techniques

Technique	Advantages	Disadvantages
RSS	Easy to implement, cost efficient, can be used with a number of technologies	Prone to multipath fading and environmental noise, lower localization accuracy, can require fingerprinting
AoA	Can provide high localization accuracy, does not require any fingerprinting	Might require directional antennas and complex hardware, requires comparatively complex algorithms and performance deteriorates with increase in distance between the transmitter and receiver
ToA	Provides high localization accuracy, does not require any fingerprinting	Requires time synchronization between the transmitters and receivers, might require time stamps and multiple antennas at

		the transmitter and receiver. Line of Sight is mandatory for accurate performance.
TDoA	Does not require any fingerprinting, does not require clock synchronization among the device and RN	Requires clock synchronization among the reference nodes, might require time stamps, requires larger bandwidth
Fingerprinting	Fairly easy to use	New fingerprints are required even when there is a minor variation in the space

Regarding RSS-based system, the other claimed systems exploiting RSS parameter are taken into comparison with our system. Lateration and Fingerprinting are the most popular method used in such systems.

Article [5] used Bluetooth technology with lateration method, using 4 transmitters, in the locating space is classroom of 6.0m* 8.0m, there are only tables and chairs, the locating error is 0.5m - 1.5m. [6] used BLE technology, the positioning method is the fingerprinting with 6 transmitter stations in an empty laboratory, only a few tables, an area of 14.0m * 8.0m, achieving an error of 0.246 - 1.272 m. [7] used Wi-Fi technology, 3 transmitter stations, the positioning area on the laboratory of 10.8*7.3m is quite complicated, the corridor is wide, reached an error of 1,6472m with the KNN algorithm. The article [8] achieved an error of 1.2 m on the positioning area as a fairly simple reading room 8*8m with 4 BLE transmitters. [9] Experimented on a complex 7*11m laboratory with 3 Wi-Fi stations, used lateration method with an error of 0.5-3.5m. For improving WKNN algorithm, the authors in article [10] deploy Long Short-Term Memory (LSTM) in combination with WKNN in a measuring area of 308.4 m², in a library with multiple bookshelves, achieving an error of 1.99 m on average. Another Assemble Learning technique states in article [11], which using Deep Neural Network to enhance traditional WKNN algorithm, achieve average positioning error about 1.69 m, with most positioning errors were less than 3 m.

3. Deploying the Indoor localization system

3.1. System configuration

For each positioning technology, we use the same configuration as in Figure 2 with 3 fixed stations – the minimum number of stations for a navigation system. The experimentation system is described as bellow:

- 3 APs (access points) using Wi-Fi technology are fixed using ESP32-S module.
- 3 APs (access points) using BLE technology based on nRF52840 module. Each Wi-Fi AP is placed at the same position with BLE AP as in Fig. 3.
- Target device is using Wi-Fi and BLE technologies.
- One station access point (STA) acts as a master which can communicate both BLE and Wi-Fi technologies for pushing data to Server. The data will be processed at the Server to indicate the position of target device based on information of RSS, collected database and positioning algorithm.

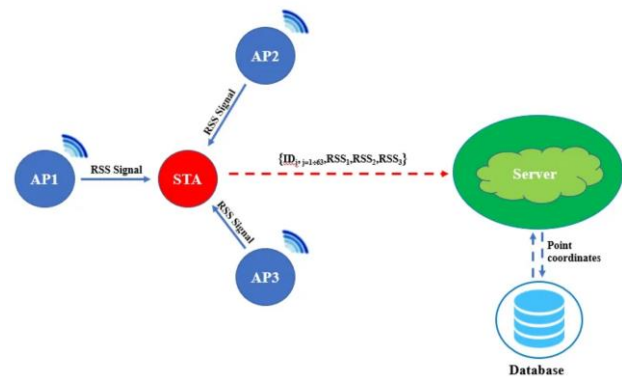


Figure 2: Configuration of positioning system

The system consists of 6 fixed AP nodes with 3 BLE AP nodes and 3 Wi-Fi AP nodes. In the combination of two technologies scenario as in Figure 3, one Wi-Fi AP and one BLE AP are placed at each AP_i. With that combination, we overcome the limitation of number of BLE or Wi-Fi hardware devices, more AP nodes are available which results in better localization accuracy.

3.2. Tested scenario

The selected location for implementation and evaluation of results is 328 room, C1 building, Hanoi University of Science and Technology. The room is divided into 4 areas as in Figure 3: Lab 1 activity area, Lab 2 activity area, Microprocessor area, server area. Mesh of 7*9 points in 8.4m*9.2m positioning space, mesh spacing is 1 m.

In the offline stage, we create a database with 63 fingerprinting points arranged in Figure 3. In the online phase, we conduct a test with 17 test points using the W-KNN positioning algorithm.

Both of the selected positioning technologies use the same measurement model, which forms the basis for the evaluation of the positioning results, and the combination model is conducted later.

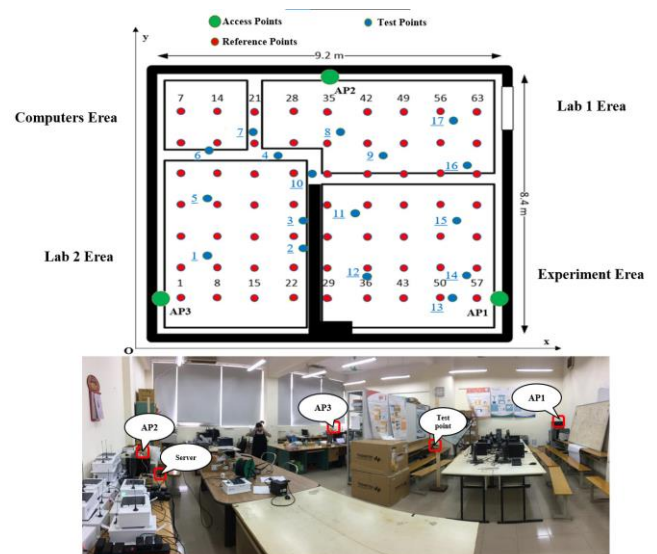


Figure 3: Locating room C1-328 (for dataset self-gathering)

The RF3I Lab area (C1 - 328) is chosen as the testing environment due to its complex environmental conditions, many obstacles and electrical devices that turn on and off at different times, creating great challenges for indoor positioning and increasing value for error improving efforts. That contributes to the advantage of this paper and creates a basis for comparison with similar works taking into account the complexity of the environment.

3.3. Positioning method

Fingerprinting is a positioning method based on comparing the current signature of the object with the existing signature in the sample database, thereby drawing conclusions about the location of the locating object. The positioning parameter commonly used in this method is the received signal strength (RSS) indicator. This method can estimate the position of the device with high accuracy.

The determination of the device's position assumes that the RSS obtained at each point in the geolocation space are different and that these values are stable over time. The device's position within the locating area is determined by matching or comparing the observed signal value with signal values previously stored in the sample database. The accuracy of this method does not depend on the location of the signal stations, in other words, we do not need to know the coordinates of the signal stations in advance, but still determine the position of the positioning object.

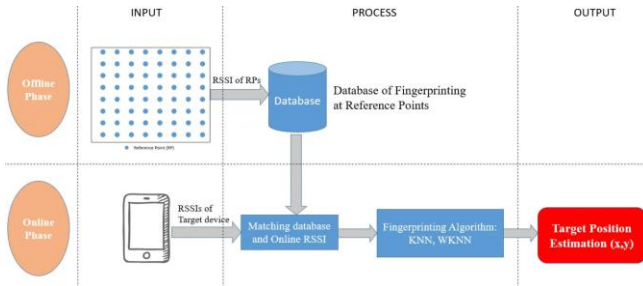


Figure 4: Fingerprinting phases

The process of implementing fingerprint method consists of 2 stages:

- Phase 1: Select test points in the implementation area of the problem and measure the RSS of the transmitting stations received at these test points. These are the unique features or signs that distinguish one location from another. Through the measurement results, we will build a sample database for the test points. This process is also known as signal mapping of the positioning area.
- Phase 2: Compare the value of the received signal strength (RSS) indicator of the object with the signal map of the positioning area built in stage 1. Using algorithms such as KNN, WKNN, ... to estimate the position of the object to be located.

The fingerprinting requires considerable effort and time to build a database for each test site and should be updated when there is a significant change in signal strength. In general, the challenges of signal tracing and mapping are mainly the time-consuming and computationally intensive process of imprinting.

This method does not require any specialized hardware, just commercially available radio transceivers such as beacons, APs, smartphones, RFID, etc. The disadvantage of this method is the low accuracy if there are many unusual noise in the environment that have not been recorded in the database.

3.4. W-KNN algorithm

3.4.1. Basic kNN

KNN algorithm [12] helps to classify samples based on measurement, calculating available samples. Here, the set of Euclidean distances D_i between the measurement of RSSs in real time $S=\{S^1_i, S^2_i, \dots, S^m_i\}$ and the measurement of RSSs in the grid of real reference fingerprints $R=\{R^1_i, R^2_i, \dots, R^m_i\}$ will be calculated. The set of distances D_i is sorted to find K based on the smallest D_i intervals. Finally, the coordinates of the test subject will be calculated based on the average coordinates of the K fingerprints mentioned above (online phase). Specifically, we have the following formula to calculate the Euclidean distance:

$$d_i = \sqrt{\sum_{j=1}^N |RSS_j - RSS_{ij}|^2} \text{ with } i=1,2,3,\dots,M \quad (1)$$

In there, RSS_{ij} represents the average value of received signal strength on the j^{th} test point calculated with the i^{th} reference point on the reference fingerprint map and RSS_j represents the RSS value of the AP_j obtained during the online testing period. M and N represent reference points (RPs) and test points, respectively. Next, by selecting the k smallest outcomes in the set D_i , we get k coordinates of the reference points (RP). From there, determine the coordinates of the object's position by the formula:

$$(x, y) = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k (x_i, y_i) \quad (2)$$

Where (x,y) is the coordinates of the test point to be found. k can be estimated and given empirically.

3.4.2. Weight K-Nearest Neighbor

The distribution of RSS is not always a normal (Gaussian) distribution for complex indoor environments with many obstructions. To solve this problem, the Weighted KNN (WKNN) algorithm [12] is introduced. Assuming the test point has coordinates L , we represent L according to the coordinates of K nearest neighbor points as follows:

$$L = (\hat{x}, \hat{y}) = \sum_{i=1}^k \omega_i * (x_i, y_i) \quad (3)$$

where ω_i is the weighting factor of each reference point among the K nearest points of the test point, used to determine the coordinates of the point to be found, calculated by the formula:

$$\omega_i = \frac{1}{\sum_{j=1}^h \frac{1}{d_j}} \quad (4)$$

Finally, the location of the test point is given by the formula:

$$L = (\hat{x}, \hat{y}) = \sum_{i=1}^k \frac{1}{\sum_{j=1}^h \frac{1}{d_j}} * (x_i, y_i) \quad (5)$$

4. Experimental result

Applying the positioning algorithm with 17 test points at the online stage, we considered and selected $k=4$ for the W-KNN algorithm as the most optimal coefficient for this measurement data. We synthesize the positioning error of the system using Wi-Fi, BLE technologies and propose a solution of multi – technologies localization system that combine Wi-Fi and BLE technologies, so that each survey point will receive 6 RSS Vectors to improve the accuracy for the system.

4.1. Localization result

The topic has conducted experimental locating system with Wi-Fi technology (3 stations) and BLE (3 stations) and applied the W-KNN positioning algorithm ($K=4$). The results in Table 2 show that BLE technology gives better results with an error of 0.26 m - 4.6 m, the average error is 1.69 m on the locating area of 9.2m x 8.4m. Some test points have abnormally high errors due partly to errors in data collection, mainly because these points are located at the edge of the positioning area or in an area with many obstacles, or the effect of electrical devices, so there is difference between the offline and online phases. Combining both Wi-Fi and BLE technologies (6 stations) reduces the average error to 1.6795 m and reduces the error range to 0.3807 - 3.8810 m, the quality of the locating system is significantly increased.

Table 2: Summary of localization results

Technology	Error		
	Min error	Max error	Mean error
Wi-Fi	0.5279	4.6382	1.8524
BLE	0.26	4.6	1.69
Wi-Fi + BLE	0.3807	3.8810	1.6795

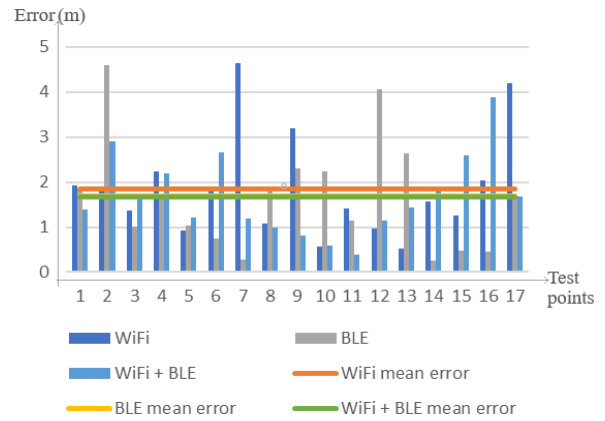


Figure 5: Summary of localization results

4.2. Comparison with the related works

There have been many groups deploying single-modal indoor localization system, Table 3 and 4 present the comparison between the proposed system with the related work in term of accuracy, locating area and the complexity of locating environment. The advantage of this paper is using 3 stations, which is the minimum number of stations, simple hardware and low cost. It can be applied to a rather large and complex indoor localization area.

Table 3: Comparison with related indoor localization systems

Sample	Algorithm	Area (m ²)	Error (m)	Mean error/ Area	
Our system	Wi-Fi	77.28	Min: 0.5229 Max: 4.6382 Mean: 1.8524	0.0240	
	BLE		Min: 0.26 Max: 4.6 Mean: 1.69	0.0219	
	Wi-Fi + BLE		Min: 0.3807 Max: 3.8810 Mean: 1.6795	0.0217	
Other articles	[5]	Least Square Centroid Positioning Three- border	48	0.5 ÷ 1.5	0.0104 ÷ 0.0313
	[6]	K-nearest Neighbor	112	0.246 ÷ 1.272	0.0022 ÷ 0.0114
	[7]	Least Square	78.84	3.7358	0.0474
		K-nearest Neighbor		1.6472	0.0209
		Naïve Bayes		2.7390	0.0347
	[8]	K-nearest Neighbor	64	1.2	0.02
	[9]	Least Square	77	0.5 ÷ 3.5	0.006 ÷ 0.045
	[10]	WKNN + LSTM	308.4	1.99	0.006
[11]	WKNN + DNN	117	0.4 ÷ 4 Mean: 1.67m	0.014	

Criteria for assessing environmental complexity:

- Environment with lots of furniture and obstacles with different heights: 1*/5*
- Narrow and complicated navigation corridor: 1*/5*

- Obstacles, partitions made of many different materials: 1*/5*
- There are many machines that can cause interference: 1*/5*
- Many passersby: 1*/5*

Table 4: Assessment of complexity of environment

Sample	Description	Scenario	Complexity rating	
Our system	<ul style="list-style-type: none"> - The laboratory has many tables and chairs, many operating machines, many furniture. - There are glass cabinets, partitions, narrow aisles, many obstacles with complicated materials - There are people passing by. - Area of 77.28 m². 	<ul style="list-style-type: none"> - 3 stations - mesh spacing: 1m - 63 finger-printing sample points - 17 random test points 	4.8/5	
Other articles	[5]	<ul style="list-style-type: none"> - Classroom has desks and chairs with a height of less than 1.2m. - Area of 48 m². 	<ul style="list-style-type: none"> - 4 stations - 7 test points 	1.5 /5
	[6]	<ul style="list-style-type: none"> - The laboratory is mostly empty, has only a few tables. - Area of 112 m². 	<ul style="list-style-type: none"> - 6 stations - mesh spacing: 1m - there are 73 finger-printing sample points - 15 random test points 	1/5
	[7]	<ul style="list-style-type: none"> - Laboratory with tables, chairs, BLE and Wi-Fi devices. - Wide corridor, the test area takes place in an area of the lab (no walls or obstacles). - Area of 78.84 m². 	<ul style="list-style-type: none"> - 3 stations - 40 fingerprinting points - mesh spacing: 1m - 16 random test points 	3.5 /5
	[8]	<ul style="list-style-type: none"> - Reading room with bookshelf, reading table. - Area of 64 m². 	<ul style="list-style-type: none"> - 4 stations - mesh spacing: 1m - 32 random test points 	2 /5
	[9]	<ul style="list-style-type: none"> - The laboratory has tables, chairs, partitions, and machines. - Area of 77 m². 	<ul style="list-style-type: none"> - 3 stations. 	4 /5
	[10]	<ul style="list-style-type: none"> - A Library with multiple bookshelves and people around. - Area: 308.4 m² 	<ul style="list-style-type: none"> - 448 APs - 63504 measurement in 15 months 	4/5
	[11]	<ul style="list-style-type: none"> - A classroom of 13*9 m² 	<ul style="list-style-type: none"> - 210 APs - grid: 1.1m * 1.1m - 20 random test points 	4/5

5. Conclusion

This paper has presented and analyzed current indoor positioning trends, thereby building a locating system based on Wi-Fi and BLE technologies with simple configuration, low cost, easy to deploy and simple algorithm, easy to extend and improve. The result achieved an average error of 1.8524

m with Wi-Fi and 1.69 m with BLE by fingerprinting method on a locating area of 77.28 m².

This paper also proposed a multi-technology locating system based on Wi-Fi and BLE with an average error of 1.6795 m and reduced error margin.

The experimental space located in a complex environment of RF3I Lab (C1 - 328) with many partitions, obstacles and electrical devices that can be turned on or off at different times which effect the radio signals. To limit interference, samples should be taken at different times of the day. In the near future, we will test the system with increasing the number of grid points according to the prediction instead of the actual measurement so that we can increase the amount of database without increasing the sampling time in the offline phase. With further developments, the system can improve the accuracy of the current results.

References

- [1] Báo cáo tổng kết: Định vị đối tượng trong môi trường hẹp dựa trên sóng điện từ, T.S Lê Minh Thùy - Bộ môn KTD&THCN, viện Điện, Đại học Bách Khoa Hà Nội. Mã Số: T2018-TĐ-006.
- [2] C. Esposito và M. Ficco, "Deployment of RSS-Based Indoor Positioning Systems", *Int. J. Wirel. Inf. Netw.*, vol 18, số p.h 4, tr 224-242, tháng 12 2011, doi: 10.1007/s10776-011-0131-7.
- [3] Mendoza-Silva, Germán M., Joaquín Torres-Sospedra, and Joaquín Huerta. 2019. "A Meta-Review of Indoor Positioning Systems" *Sensors* 19, no. 20: 4507. <https://doi.org/10.3390/s19204507>
- [4] F. Zafari, A. Gkelias and K. K. Leung, "A Survey of Indoor Localization Systems and Technologies," in *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 21, no. 3, pp. 2568-2599, thirdquarter 2019, doi: 10.1109/COMST.2019.2911558.
- [5] Yapeng Wang, Xu Yang, Yutian Zhao, Yue Liu, and L. Cuthbert, "Bluetooth positioning using RSSI and triangulation methods," in *2013 IEEE 10th Consumer Communications and Networking Conference (CCNC)*, Las Vegas, NV, Jan. 2013, pp. 837-842. doi: 10.1109/CCNC.2013.6488558.
- [6] S. G. Obreja and A. Vulpe, "Evaluation of an Indoor Localization Solution Based on Bluetooth Low Energy Beacons," in *2020 13th International Conference on Communications (COMM)*, Bucharest, Romania, Jun. 2020, pp. 227-231. doi:10.1109/COMM48946.2020.9141987.
- [7] S. Sadowski, P. Spachos, and K. N. Plataniotis, "Memoryless Techniques and Wireless Technologies for Indoor Localization With the Internet of Things," *IEEE Internet Things J.*, vol. 7, no. 11, pp. 10996-11005, Nov. 2020, doi: 10.1109/JIOT.2020.2992651.
- [8] M. Li, L. Zhao, D. Tan, and X. Tong, "BLE Fingerprint Indoor Localization Algorithm Based on Eight-Neighborhood Template Matching," *Sensors*, vol. 19, p. 4859, Nov. 2019, doi: 10.3390/s19224859.
- [9] P. Barsocchi, S. Lenzi, S. Chessa and G. Giunta, "A Novel Approach to Indoor RSSI Localization by Automatic Calibration of the Wireless Propagation Model," *VTC Spring 2009 - IEEE 69th Vehicular Technology Conference*, 2009, pp. 1-5, doi: 10.1109/VETECS.2009.5073315.
- [10] Thenuardi, Dionisius & Soewito, Benfano. (2020). Indoor Positioning System using WKNN and LSTM Combined via Ensemble Learning. *Advances in Science, Technology and Engineering Systems Journal*. 6. 242-249. 10.25046/aj060127.
- [11] Peng Dai, Yuan Yang, Manyi Wang, Ruqiang Yan, "Combination of DNN and Improved KNN for Indoor Location Fingerprinting", *Wireless Communications and Mobile Computing*, vol. 2019, Article ID 4283857, 9 pages, 2019. <https://doi.org/10.1155/2019/4283857>
- [12] L. Cheng, Y. Li, M. Zhang and C. Wang, "A Fingerprint Localization Method Based on Weighted KNN Algorithm," *2018 IEEE 18th International Conference on Communication Technology (ICCT)*, Chongqing, 2018, pp. 1271-1275, doi: 10.1109/ICCT.2018.8600210

Điều khiển dự báo mô hình đa bước với hiệu quả tính toán trong bộ biến đổi đa mức cầu H nối tầng cấp nguồn cho động cơ không đồng bộ

Computationally efficient multistep model predictive control in cascaded H-bridge multilevel converter fed induction motor

Phó Bảo Bình^{1,2}, Lê Đức Thọ², Đặng Quang Tiến², Trần Trọng Minh², Vũ Hoàng Phương^{2,*}

¹Trường Đại học Xây dựng Hà Nội

²Khoa Tự động hóa, Trường Điện-Điện tử, Đại học Bách Khoa Hà Nội

E-mail: phuong.vuhoang@hust.edu.vn

Abstract

In model predictive control (MPC) strategies for power electronics applications, extending the prediction horizon length has yielded significant benefits. Previous studies have approached the adoption of multistep predictive control (Multistep MPC) for cascaded H-bridge inverters. This method is used very effectively with applications that the prediction horizon is determined. However, when the number of prediction steps is large, the calculation time will increase significantly. That seems to be the biggest disadvantage when applying the MPC control method. Therefore, this paper proposes an alternative new algorithm that improves the computational time of the predictive control algorithm. This algorithm helps to find control signals faster by parallel search strategy instead of sequential one as in traditional methods. The simulation results demonstrate the calculation speed is significantly faster, the control quality of the two methods is the same, and especially work well for large number of prediction steps applications that the conventional algorithm could not perform.

Keywords: Model predictive control, Induction motor, Field oriented control, Sphere decoding algorithm

Abbreviations

CHB	Cascaded H-Bridge
IM	Induction Motor
MPC	Model Predictive Control
EMI	Electro Magnetic Interference
FOC	Field Oriented Control
SDA	Sphere Decoding Algorithm

Tóm tắt

Trong các chiến lược điều khiển dự báo mô hình MPC cho các ứng dụng điện tử công suất, việc mở rộng khoảng dự báo đã mang lại lợi ích đáng kể. Các công trình nghiên cứu trước đây đã tiếp cận việc sử dụng điều khiển dự báo đa bước (Multistep MPC) cho bộ biến đổi nghịch lưu cầu H nối tầng. Phương pháp này được sử dụng rất hiệu quả với các ứng dụng có khoảng dự báo biết trước. Tuy nhiên khi số bước dự báo lớn, thời gian tính toán sẽ tăng lên đáng kể. Đó dường như là hạn chế lớn nhất khi sử dụng phương pháp điều khiển MPC. Do vậy, bài báo này đề xuất một thuật toán mới thay thế giúp cải

thiện thời gian tính toán của thuật toán điều khiển dự báo. Thuật toán này giúp tìm kiếm các tín hiệu điều khiển nhanh hơn bằng phương pháp tìm kiếm song song thay vì tìm kiếm tuần tự như ở các phương pháp truyền thống. Kết quả mô phỏng đã cho thấy tốc độ tính toán nhanh hơn đáng kể, chất lượng điều khiển của hai trường hợp là như nhau và đặc biệt là có thể hoạt động tốt đối với các ứng dụng cần số bước dự báo lớn, điều mà ở thuật toán cũ không làm được.

Từ khóa: Model predictive control, Induction motor, Field oriented control, Sphere decoding algorithm

1. Đặt vấn đề

Các bộ biến đổi đa mức được ưa chuộng và được sử dụng rộng rãi trong công nghiệp cho các ứng dụng điện tử công suất vừa và cao. Theo [1][2], có ba cấu trúc điển hình của bộ biến đổi đa mức là cấu trúc dạng diode kẹp [3], cấu trúc tụ thay đổi [4] và cầu H nối tầng [5]. Có thể thấy rằng bộ biến đổi đa mức cấu trúc CHB cho kết quả vượt trội về chất lượng điện áp, tổn hao đóng cắt, chỉ số EMI [6]. Hơn nữa, bộ biến đổi CHB còn được sử dụng rộng rãi hơn cả do có khả năng module hoá cao, dễ dàng nâng mức công suất và điện áp bằng việc tăng số lượng cầu H. Ứng dụng với bài toán điều khiển động cơ IM theo phương pháp điều khiển tựa từ thông FOC dùng bộ biến đổi

CHB, cấu trúc được đưa ra với ba bộ điều khiển từ thông, tốc độ và dòng điện kết hợp khâu điều chế SVM cho nghịch lưu đa mức [7-9]. FOC là một phương pháp có khả năng tách dòng điện stator thành hai phần tử để điều khiển từ thông khe hở không khí và mômen điện từ một cách độc lập. Đối với FOC, động cơ được mô tả trong hệ trục tọa độ từ thông stato hoặc rôto, do vậy cần phải có một phép biến đổi tọa độ. Bên cạnh đó, hiệu suất của hệ thống điều khiển chủ yếu được điều chỉnh bởi hiệu suất của vòng dòng điện bên trong [10]. Nhược điểm của phương pháp này là điện áp common-mode cao làm giảm tuổi thọ động cơ [11], gây nhiễu và tổn hao chuyển mạch lớn. Nhằm tận dụng tối đa các khả năng của bộ biến đổi, bộ điều khiển dự báo MPC là một phương án thay thế tốt hơn cả với khả năng tối ưu các mục tiêu mong muốn, đáp ứng động học nhanh và cho phép giải quyết các vấn đề phi tuyến [12][13]. Bằng việc dựa trên sai số giữa đáp ứng tín hiệu dự báo của đối tượng và tín hiệu đặt tại nhiều thời điểm trong tương lai, phương pháp MPC được sử dụng rất hiệu quả với các quỹ đạo được biết trước, nhất là với ứng dụng điều khiển động cơ. Các quá trình khởi động, ổn định động cơ, các mục tiêu mong muốn khác nhau thì bộ điều khiển dự báo MPC có thể dễ dàng đáp ứng được, trong khi đó việc sử dụng các phương pháp điều khiển truyền thống lại không làm được.

Các nghiên cứu cho thấy, Multistep MPC [14] có thể cải thiện hiệu suất hệ thống khi so sánh với Single-step MPC [15-17]. Phương pháp này có nhược điểm là khi tăng số bước dự báo (N) và số mức của bộ CHB ($m=2n+1$, n là số cầu H mỗi pha) thì không gian tìm kiếm tín hiệu điều khiển sẽ tăng theo cấp số mũ, do đó việc kiểm tra toàn bộ và so sánh các trường hợp là điều bất khả thi vì số lượng tính toán là quá lớn. Để giải quyết vấn đề này, thuật toán giải mã cầu SDA [18] được đề xuất nhằm giảm số lượng các trường hợp cần kiểm tra.

Thuật toán SDA tuân theo chiến lược tìm kiếm tuần tự theo chiều sâu, chỉ khi nào gặp trường hợp không thỏa mãn thì bỏ qua và đến trường hợp kế tiếp cho đến trường hợp cuối

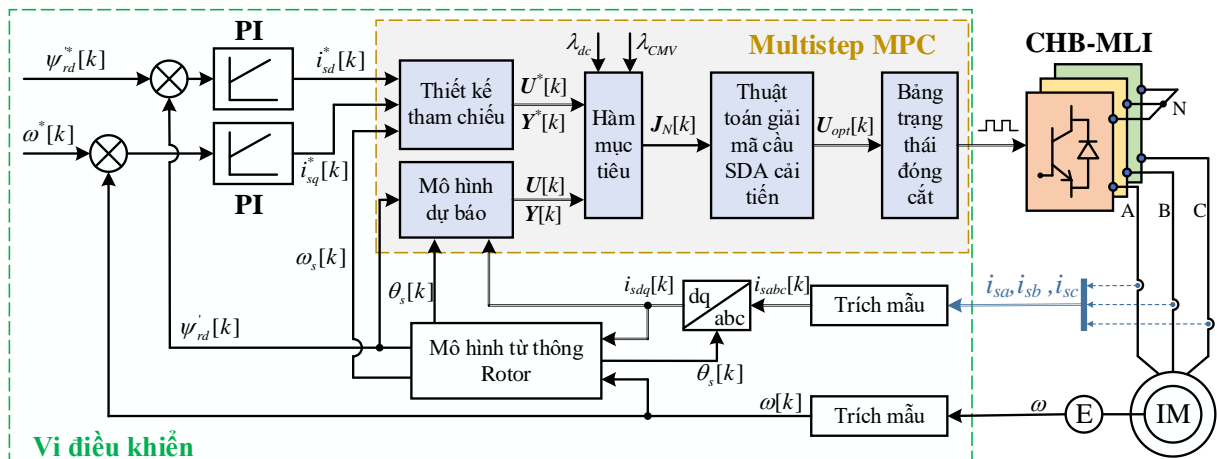
cùng. Đối với SDA, tuy số lượng trường hợp cần phải kiểm tra đã giảm nhiều so với ban đầu nhưng vẫn còn khá lớn. Điều này làm cho khối lượng và thời gian tính toán vẫn khá nhiều, trong một số trường hợp không thể đáp ứng được việc mô phỏng cũng như triển khai trên thiết bị thực.

Để giải quyết được hạn chế của SDA, thuật toán K-best SDA [19] được đề xuất như một giải pháp thay thế thích hợp. K-best SDA tuân theo một chiến lược tìm kiếm song song theo chiều ngang khi tìm kiếm đồng thời các trường hợp, sau đó sắp xếp chúng để chọn ra trường hợp tối ưu và loại đi tất cả trường hợp khác. Đáp ứng vấn đề sắp xếp một cách nhanh chóng, thuật toán sắp xếp với tên gọi là Bitonic [20] được sử dụng. Mấu chốt của thuật toán này cũng là việc sắp xếp song song đồng thời các trường hợp. Có thể thấy rằng, K-best SDA cho phép giảm tối đa số trường hợp cần tìm kiếm trong khi vẫn tối ưu thời gian tính toán do các quá trình tính toán đều thực hiện song song. Đặc biệt, thuật toán này thích hợp cho các hệ thống vi điều khiển System on Chip (SoC), điển hình như FPGA đang là xu thế hiện nay.

Nghiên cứu này đề xuất thuật toán K-best SDA thay thế thuật toán SDA truyền thống trong ứng dụng hệ truyền động CHB-IM. Nội dung của bài báo sẽ được trình bày theo trình tự như sau. Phần 2 là mô tả hệ truyền động CHB-IM theo phương pháp FOC kết hợp Multistep MPC. Thuật toán K-best SDA với thuật toán sắp xếp Bitonic được trình bày ở phần 3, phần 4 sẽ là các kết quả mô phỏng với bộ nghịch lưu cấu trúc CHB 11 mức, động cơ IM trung thế với tải quạt gió.

2. Bài toán hệ truyền động CHB-IM theo phương pháp FOC kết hợp Multi-step MPC cải tiến

2.1. Cấu trúc điều khiển



Hình 1: Cấu trúc điều khiển động cơ IM

Hình 1 là cấu trúc điều khiển động cơ IM kết hợp bộ biến đổi CHB sử dụng phương pháp điều khiển tựa từ thông rotor FOC. Mạch vòng tốc độ và mạch vòng từ thông sử dụng bộ điều khiển PI truyền thống. Mạch vòng dòng điện sử dụng bộ

điều khiển Multistep MPC cải tiến.

2.2. Mô hình động cơ IM

Dựa theo tài liệu [21], các phương trình mô tả hệ thống

điều khiển của động cơ IM trong hệ tọa độ tựa từ thông rotor dq trên miền thời gian được mô tả như sau:

$$\frac{di_{sd}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\psi'_{rd} + \frac{1-\sigma}{\sigma}\psi'_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s}u_{sd} \quad (2.1)$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = -\omega_s i_{sd} - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)i_{sq} - \frac{1-\sigma}{\sigma}\omega\psi'_{rd} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\psi'_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s}u_{sq} \quad (2.2)$$

$$\frac{d\psi'_{rd}}{dt} = \frac{1}{T_r}i_{sd} - \frac{1}{T_r}\psi'_{rd} - (\omega_s - \omega)\psi'_{rq} \quad (2.3)$$

$$\frac{d\psi'_{rq}}{dt} = \frac{1}{T_r}i_{sq} - (\omega_s - \omega)\psi'_{rd} - \frac{1}{T_r}\psi'_{rq} \quad (2.4)$$

$$M_M = \frac{3}{2} \frac{L_m^2}{L_r} z_p \psi'_{rd} i_{sq} = M_w + \frac{J}{z_p} \frac{d\omega}{dt} \quad (2.5)$$

Trong đó:

$$T_s = \frac{L_s}{R_s}; T_r = \frac{L_r}{R_r} : \text{hằng số thời gian rotor và stator,}$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \text{ là hệ số tiêu tán tổng,}$$

$$\psi'_{rd} = \frac{\psi_{rd}}{L_m}; \psi'_{rq} = \frac{\psi_{rq}}{L_m} : \text{từ thông rotor quy đổi trên hệ tọa độ dq (Wb),}$$

$\omega; \omega_s$: tốc độ động cơ và tốc độ đồng bộ (rad/s),

M_M : momen động cơ phát huy (Nm),

M_w : momen tải (Nm), z_p số đôi cực,

J : momen quán tính quy đổi về trục động cơ ($kg.m^2$).

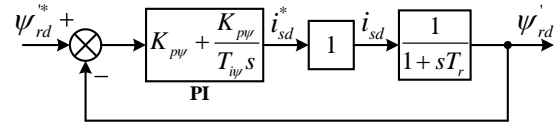
2.3. Thiết kế bộ điều khiển từ thông

Mặc dù thiết kế hệ thống điều khiển số, để đơn giản phần trình bày, các mạch vòng từ thông và mạch vòng tốc độ được thiết kế trên miền tần số. Sau đó, các bộ điều chỉnh sẽ được gián đoạn hóa chuyển sang bộ điều chỉnh số một cách phù hợp.

Thực hiện biến đổi Laplace (2.3) với $\psi'_{rq} = 0$ tìm được hàm truyền giữa ψ'_{rd} và i_{sd} :

$$G_{\psi} = \frac{\psi'_{rd}(s)}{i_{sd}(s)} = \frac{1}{1 + sT_r} \quad (2.6)$$

Giả thiết mạch vòng dòng điện qua bộ điều khiển MPC là lý tưởng, khâu dòng điện được thay bằng khâu khuếch đại xấp xỉ 1 như ở hình 2 và hình 3.



Hình 2: Cấu trúc mạch vòng điều khiển từ thông

Hàm truyền hệ kín:

$$G_{k\psi}(s) = \frac{1}{1 + \frac{sT_{i\psi}(1+sT_r)}{K_{p\psi}(1+sT_{i\psi})}} \quad (2.7)$$

Hàm truyền hệ kín có dạng quán tính bậc nhất với hằng số thời gian mong muốn T_{ψ} , khi đó ta tìm được các tham số

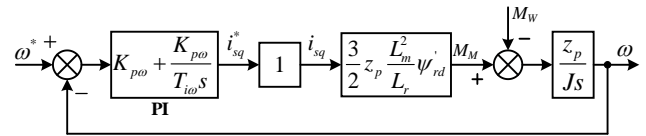
$$\text{bộ điều khiển: } K_{p\psi} = \frac{T_r}{T_{\psi}}; \quad T_{i\psi} = T_r$$

2.4. Thiết kế bộ điều khiển tốc độ

Thực hiện biến đổi Laplace (2.5) tìm được hàm truyền giữa ω và i_{sq} :

$$G_{\omega}(s) = \frac{\omega(s)}{i_{sq}(s)} = \frac{3}{2} z_p \frac{L_m^2}{L_r} \psi'_{rd} \frac{1}{Js} \quad (2.8)$$

Tương tự, ta cũng có cấu trúc mạch vòng tốc độ:



Hình 3: Cấu trúc mạch vòng điều khiển tốc độ

Hàm truyền hệ kín:

$$G_{k\omega}(s) = \frac{K_{p\omega} K_M (1 + sT_{i\omega})}{T_{i\omega} Js^2 + K_{p\omega} K_M T_{i\omega} s + K_{p\omega} K_M} \quad (2.9)$$

Sử dụng phương pháp gán điểm cực với thời gian quá độ mong muốn $T_{5\%}$ và độ quá điều chỉnh $\Delta h = 5\%$ ta tìm được các tham số bộ điều khiển:

$$K_{p\omega} = \frac{6J}{K_M T_{5\%}}; \quad T_{i\omega} = 0,33T_{5\%}$$

2.5. Thiết kế bộ điều khiển dòng điện

- Tính toán điện áp phía nghịch lưu:

Khi cấp điện áp V_{dc} vào mỗi cell của bộ CHB, thì điện áp ở mỗi pha so với điểm trung tính N của bộ biến đổi sẽ là:

$$v_{AN} = S_A V_{dc}; \quad v_{BN} = S_B V_{dc}; \quad v_{CN} = S_C V_{dc} \quad (2.10)$$

Với $S_A; S_B; S_C \in -n, n$ là trạng thái mức điện áp mỗi pha.

Điện áp mỗi pha so với điểm trung tính Z của tải (hay cũng chính là điện áp pha cung cấp cho stator của động cơ IM):

$$v_{AZ} = v_{AN} - v_{ZN}; v_{BZ} = v_{BN} - v_{ZN}; v_{CZ} = v_{CN} - v_{ZN} \quad (2.11)$$

Để đảm bảo điện áp hệ thống điện ba pha cân bằng, thì:

$$v_{AN} + v_{BN} + v_{CN} = 0 \rightarrow v_{ZN} = \frac{V_{dc}}{3} (S_A + S_B + S_C) \quad (2.12)$$

Từ (2.10)÷(2.12) ta tìm được vector điện áp $\mathbf{v} = [v_{AZ}, v_{BZ}, v_{CZ}]^T$ trên hệ tọa độ abc . Sau đó, dùng phép biến đổi Clarke và Park-biểu diễn vector điện áp \mathbf{v} trên hệ tọa độ dq :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \frac{2V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_A \\ S_B \\ S_C \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

(θ_s là góc lệch giữa hệ trục dq và hệ trục abc).

- Mô hình hệ thống:

Thay $u_{sd} = v_d; u_{sq} = v_q$ được tính theo (2.13) vào (2.1) và **Error! Reference source not found.** Sau đó viết lại các phương trình (2.1)÷(2.4) dưới dạng ma trận và rời rạc với chu kỳ lấy mẫu T tại thời điểm k , thu được mô hình trạng thái của động cơ IM trên miền rời rạc:

$$\begin{cases} \mathbf{x}[k+1] = \mathbf{A}\mathbf{x}[k] + \mathbf{B}\mathbf{u}[k] \\ \mathbf{y}[k+1] = \mathbf{C}\mathbf{x}[k+1] \end{cases} \quad (2.14)$$

Với:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_{sd} & i_{sq} & \psi'_{rd} & \psi'_{rq} \end{bmatrix}^T \text{ vector biến trạng thái,}$$

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} i_{sd} & i_{sq} & \psi'_{rd} & \psi'_{rq} \end{bmatrix}^T \text{ vector biến đầu ra,}$$

$$\mathbf{u} = [S_A \quad S_B \quad S_C]^T \text{ vector biến đầu vào,}$$

A, B, C là các ma trận trạng thái hệ thống.

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \left(1 - \frac{T}{\sigma T_s} - \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) & T\omega_s & T\frac{1-\sigma}{\sigma T_r} & T\frac{1-\sigma}{\sigma} \\ -T\omega_s & \left(1 - \frac{T}{\sigma T_s} - \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) & -T\omega\frac{1-\sigma}{\sigma} & T\frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \\ \frac{T}{T_r} & 0 & 1 - \frac{T}{T_r} & -T(\omega_s - \omega) \\ 0 & \frac{T}{T_r} & -T(\omega_s - \omega) & 1 - \frac{T}{T_r} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B} = \frac{2TV_{dc}}{3\sigma L_s} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

- Mô hình dự báo:

Sau khi mô hình hoá hệ thống trên miền gián đoạn dưới dạng các ma trận, bước tiếp theo ta xây dựng bài toán tối ưu điều khiển dự báo đa bước bằng việc thiết lập các tín hiệu đầu vào điều khiển và tín hiệu dự báo đầu dưới dạng ma trận. Thuật toán dựa vào mô hình hệ thống để tính toán chuỗi tín hiệu đầu vào điều khiển \mathbf{U} tại thời điểm tương lai sao cho đáp

ứng đầu ra \mathbf{Y} tại thời điểm trích mẫu tương ứng thỏa mãn sai lệch với tín hiệu đặt trước là tối thiểu. Tại mỗi thời điểm trích mẫu, chỉ duy nhất giá trị đầu tiên của chuỗi \mathbf{U} được sử dụng cho bài toán.

Cụ thể, với mô hình dự báo N bước từ bước thứ k đến bước thứ $k+N-1$, ta sẽ có:

Tín hiệu đầu vào điều khiển tại thời điểm thứ k :

$$\mathbf{U}_{(3N,1)}[k] = \begin{bmatrix} \mathbf{u}[k]^T & \mathbf{u}[k+1]^T & \dots & \mathbf{u}[k+N-1]^T \end{bmatrix}^T \quad (2.15)$$

Với:

$$\mathbf{u}[l]^T = [S_A[l] \quad S_B[l] \quad S_C[l]]; \quad l \in \overline{k, k+N-1}$$

Tín hiệu dự báo đầu ra tại thời điểm thứ k :

$$\mathbf{Y}_{(4N,1)}[k] = \begin{bmatrix} \mathbf{y}[k+1]^T & \mathbf{y}[k+2]^T & \dots & \mathbf{y}[k+N]^T \end{bmatrix}^T \quad (2.16)$$

Mối liên hệ giữa $\mathbf{Y}[k]$ và $\mathbf{U}[k]$:

$$\mathbf{Y}[k] = \mathbf{\Gamma}\mathbf{x}[k] + \mathbf{Y}\mathbf{U}[k] \quad (2.17)$$

$$\mathbf{\Gamma} = \begin{bmatrix} \mathbf{CA} \\ \mathbf{CA}^2 \\ \vdots \\ \mathbf{CA}^N \end{bmatrix}, \mathbf{Y} = \begin{bmatrix} \mathbf{CB} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{CAB} & \mathbf{CB} & \dots & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{CA}^{N-1}\mathbf{B} & \mathbf{CA}^{N-2}\mathbf{B} & \dots & \mathbf{CAB} & \mathbf{CB} \end{bmatrix}$$

- Hàm mục tiêu:

Hàm mục tiêu dưới dạng bình phương sai số (2.18) giải quyết 3 vấn đề [22]:

- Dòng điện thực bám giá trị đặt,
- Giảm điện áp common-mode,
- Tối ưu đóng cắt.

$$\mathbf{J}_N[k] = \|\mathbf{Y}[k] - \mathbf{Y}^*[k]\|_2^2 + \lambda_{CMV} \|\mathbf{U}[k] - \mathbf{U}^*[k]\|_2^2 + \lambda_{dc} \|\mathbf{SU}[k] - \mathbf{Eu}[k-1]\|_2^2 \quad (2.18)$$

Trong đó: λ_{CMV} trọng số cho mục tiêu giảm CMV

λ_{dc} trọng số cho mục tiêu giảm số lần đóng cắt

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_3 & \mathbf{0}_3 & \dots & \mathbf{0}_3 \\ -\mathbf{I}_3 & \mathbf{I}_3 & \dots & \mathbf{0}_3 \\ \mathbf{0}_3 & -\mathbf{I}_3 & \dots & \mathbf{0}_3 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \mathbf{0}_3 \\ \mathbf{0}_3 & \mathbf{0}_3 & \dots & \mathbf{I}_3 \end{bmatrix}_{[3N;3N]}; \mathbf{E} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_3 \\ \mathbf{0}_3 \\ \vdots \\ \mathbf{0}_3 \end{bmatrix}_{[3N;3]}$$

\mathbf{I} là ma trận đơn vị

Các trọng số được thiết kế để điều khiển sự cân bằng giữa các mục tiêu điều khiển và sai số đầu ra. Trọng số càng lớn thì sự ảnh hưởng của mục tiêu điều khiển đó càng tăng. Do đó tần số chuyển mạch nhỏ và tổn hao năng lượng cũng là sẽ được hướng đến. Chú ý rằng hàm $\mathbf{J}_N[k]$ là đại diện cho mục tiêu điều khiển tính từ thời điểm k đến hết thời điểm dự báo $k+N$.

- Đưa hàm mục tiêu về dạng bậc 2:

Hàm mục tiêu ở (2.18) được biến đổi về dạng (2.19) để có thể giải bài toán tìm nghiệm tối ưu không ràng buộc của hệ bậc hai (Linear Quadratic Regulator - LQR).

$$\mathbf{J}_N[k] = \mathbf{U}[k]^T \mathbf{W} \mathbf{U}[k] + 2\mathbf{F}[k]^T \mathbf{U}[k] + \boldsymbol{\varepsilon}[k] \quad (2.19)$$

Trong đó:

$$\begin{aligned} \mathbf{W} &= \mathbf{Y}^T \mathbf{Y} + \lambda_{dc} \mathbf{S}^T \mathbf{S} + \lambda_{CMV} \mathbf{I}_{3N} \\ \mathbf{F}[k] &= \mathbf{Y}^T \mathbf{\Gamma} \mathbf{x}[k] - \mathbf{Y}^T \mathbf{Y}^* [k] - \lambda_{dc} \mathbf{S}^T \mathbf{E} \mathbf{u}[k-1] - \lambda_{CMV} \mathbf{U}^* [k] \\ \boldsymbol{\varepsilon}[k] &= \left[\left\| \mathbf{\Gamma} \mathbf{x}[k] - \mathbf{Y}^* [k] \right\|_2^2 + \lambda_{dc} \left\| \mathbf{E} \mathbf{u}[k-1] \right\|_2^2 + \lambda_{CMV} \left\| \mathbf{U}^* [k] \right\|_2^2 \right] \end{aligned}$$

Tìm nghiệm \mathbf{U}_{uc} (không bị ràng buộc phải thuộc không gian vector) sao cho \mathbf{J}_N đạt giá trị nhỏ nhất bằng cách thực hiện ở (2.20).

$$\frac{\partial \mathbf{J}_N}{\partial \mathbf{U}} = 0 \rightarrow \mathbf{U}_{uc} = -\mathbf{W}^{-1} \mathbf{F}[k] \quad (2.20)$$

- Chuyển hàm mục tiêu về dạng số nguyên bình phương nhỏ nhất:

Vì \mathbf{W} là ma trận đối xứng và xác định dương, ta có thể tìm ma trận khả nghịch \mathbf{H} duy nhất sao cho $\mathbf{W} = \mathbf{H}^T \mathbf{H}$ theo phương pháp Cholesky-Decomposition.

Kết hợp thay \mathbf{U}_{uc} ở (2.20) vào (2.19) ta được:

$$\mathbf{J}_N[k] = \left\| \mathbf{H} \mathbf{U}[k] - \mathbf{H} \mathbf{U}_{uc}[k] \right\|_2^2 = \left\| \mathbf{H} \mathbf{U}[k] - \bar{\mathbf{U}}_{uc}[k] \right\|_2^2 \quad (2.21)$$

Mục đích cuối cùng của thuật toán Multi-Step MPC là tìm $\mathbf{U}[k]$ sao cho $\mathbf{J}_N[k]$ tại (2.21) đạt giá trị nhỏ nhất bằng cách sử dụng thuật toán K-best SDA thay thế cho thuật toán SDA truyền thống. Nội dung này sẽ được trình bày ở phần 3 dưới đây.

3. Thuật toán K-best SDA

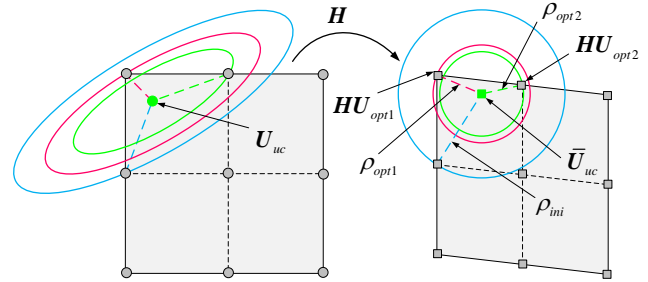
Vấn đề tìm kiếm $\mathbf{U}[k]$ có thể được tìm kiếm dễ dàng hơn với kỹ thuật rẽ nhánh và ràng buộc, chẳng hạn như thuật toán giải mã cầu SDA.

Thay vì sử dụng phương pháp tìm kiếm toàn diện sẽ tốn rất nhiều thời gian và tài nguyên của vi điều khiển, ta có thể

dựa vào các điều kiện để loại trừ bớt trường hợp không mong muốn có thể xảy ra.

3.1. Nội dung thuật toán SDA

Hình 4 thể hiện tập các giá trị của \mathbf{J}_N tạo thành các elipsoid trong không gian 3 chiều có tâm \mathbf{U}_{uc} , hình elipsoid lớn hơn tương ứng với giá trị \mathbf{J}_N lớn hơn. Tuy nhiên việc so sánh khá khó khăn do chúng không có bán kính. Việc chuyển sang dạng hình cầu có tâm $\bar{\mathbf{U}}_{uc}$ sẽ đơn giản hơn vì khi đó ta chỉ việc so sánh bán kính giữa chúng.



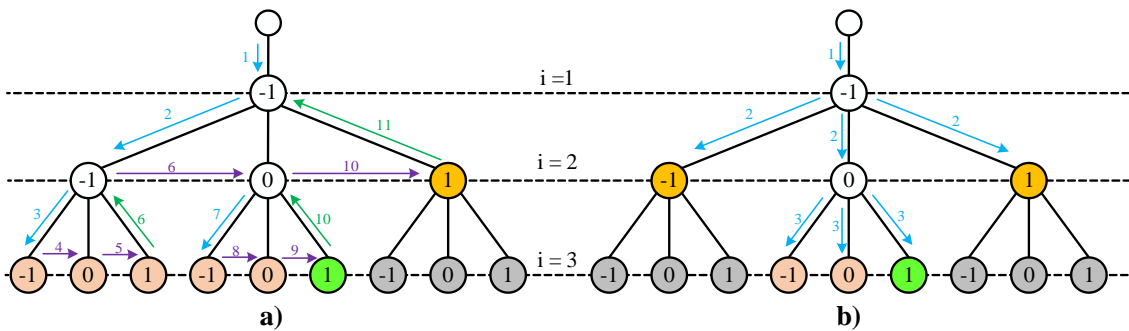
Hình 4: Mô tả trong không gian phép biến đổi

Với mỗi đầu vào \mathbf{U} ở (2.15) ta lần lượt tính tổng bán kính tích lũy của các khối cầu tương ứng với mỗi trường hợp theo công thức (3.1) ($i = 1 \div 3N$).

$$\rho_i^2 = \left\| \mathbf{H}_{[i,1:i]} \mathbf{U}_{[1:i,i]}^T - \bar{\mathbf{U}}_{uc}[i] \right\|_2^2 + \rho_{i-1}^2 \quad (3.1)$$

Các đầu vào của \mathbf{U} làm cho ρ min sẽ là giải pháp tối ưu mà bài toán cần tìm. Mỗi nút trong Hình 5 đại diện cho mỗi trường hợp tương ứng mà giá trị đầu vào \mathbf{U} có thể có, mỗi lớp thứ i sẽ chứa một nút tối ưu.

Thuật toán SDA tìm kiếm tuần tự dựa vào kỹ thuật rẽ nhánh và ràng buộc (minh họa Hình 5a). Quá trình tìm kiếm ưu tiên chiến lược tìm kiếm theo chiều sâu, khi tìm kiếm đến lớp cuối cùng thì quay ngược về các lớp trước đó và lặp lại quy trình. Chỉ khi nào gặp nút không thỏa mãn thì mới bỏ qua các trường hợp phía sau nó, điều này sẽ làm gia tăng số nút cần kiểm tra một cách nhanh chóng khi bài toán trở nên phức tạp hơn. Đến khi hoàn thành quá trình tìm kiếm thì giải pháp tối ưu ở mỗi lớp thứ i mới được xác định cụ thể.



Hình 5: Minh họa sự khác nhau giữa tìm kiếm nút dừng SDA thường (a) và K-best SDA bằng sơ đồ cây (b)

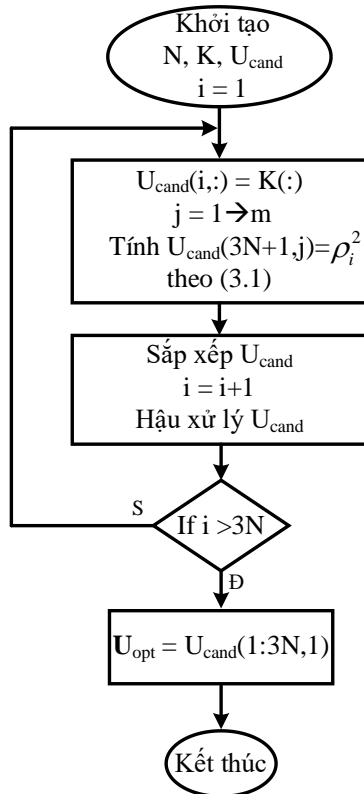
Sơ đồ cây ở nhánh -1 cho trường hợp $N=1, kc=1, 1$ cell mỗi pha. Các nút màu hồng là giải pháp tìm thấy không tối ưu, màu cam là các nút bị loại bỏ theo các nút màu xám sẽ không được kiểm tra còn màu xanh lá là giải pháp tối ưu cần tìm. Có thể thấy với SDA thường cần tới 11 bước tính toán để tìm ra giải pháp tối ưu, trong khi K-best SDA cần 3 bước để tìm ra quả tương tự.

3.2. Thuật toán K-best SDA

Để giải quyết vấn đề số nút cần kiểm tra quá lớn, thuật toán K-best SDA được sử dụng thay thế cho thuật toán SDA truyền thống. Khác với SDA, thuật toán K-best SDA tìm kiếm song song, quá trình tìm kiếm ưu tiên chiến lược tìm kiếm theo chiều rộng (Hình 5b).

Trong lớp thứ i , kb nút được đánh giá đồng thời theo (3.1). Bước tiếp theo, sắp xếp các giá trị ρ_i vừa tính theo thứ tự tăng dần, sau đó chọn ra kc nút ở lớp i tương ứng làm cho ρ_i nhỏ nhất. Với kc nút này sẽ mở rộng cho lớp $i+1$. Tiếp tục lại đánh giá các nút được mở rộng ở lớp $i+1$ theo (3.1). Quá trình này lặp lại tương tự cho đến khi hết lớp cuối cùng (tức $i=3N$) thì cập nhật đầu vào tối ưu $\mathbf{U} = \mathbf{U}_{opt}$ và thuật toán kết thúc. Có thể thấy rằng, sau mỗi lớp i đã tìm ra được kc nút chứa giải pháp tối ưu ở lớp thứ i đó, điều này sẽ loại bỏ được một số lượng lớn các nút cần kiểm tra ở các lớp phía sau.

Một điểm đặc biệt của thuật toán K-best SDA là số lượng nút cần kiểm tra ta có thể xác định được trước tùy vào việc chọn giá trị kb , kc và số lượng nút này không thay đổi khi dữ liệu bài toán khác nhau. Điều này sẽ giúp người lập trình có thể kiểm soát thời gian thực hiện của thuật toán trên vi điều khiển một cách tối ưu. Hình 6 là lưu đồ thuật toán K-best SDA thực hiện trên vi điều khiển.



Hình 6: Lưu đồ thuật toán K-best SDA

Mảng K đại diện cho các mức điện áp có thể có của mỗi pha (ví dụ bộ CHB 11 mức thì $K = [-5, -4, -3, -2, -1, 0, 1, 2, 3, 4, 5]$).

Để thuận lợi cho việc lập trình, một ma trận U_{cand} kích thước $[3N+1, kb^*m]$ có vai trò lưu giữ các đầu vào tìm kiếm ở hàng $1:3N$, hàng $3N+1$ lưu giá trị được tính ở (3.2).

$$U_{cand}(3N+1, j) = [\mathbf{H}(i, 1:i)U_{cand}(1:i, j) - \bar{U}_{uc}(i)]^2 + U_{cand}(3N+1, j) \quad (3.2)$$

Sau quá trình tính toán ở mỗi lớp i kết thúc, hàng $3N+1$ của ma trận U_{cand} được sắp xếp tăng dần kéo theo trật tự sắp xếp của các đầu vào ở các hàng phía trên. Chọn ra kc nút (tức cột $1:kc$ của U_{cand}) và thực hiện hậu xử lý. Hậu xử lý là việc nhân m lần cột $1:kc$ để giữ lại giá trị đầu vào của \mathbf{U} ở lớp i sau đó bắt đầu kiểm tra các nút ở lớp $i+1$, quá trình diễn ra tương tự đến hết lớp $i = 3N$. Cuối cùng, thu được giải pháp tối ưu \mathbf{U}_{opt} ở cột thứ nhất của ma trận U_{cand} , sau đó thông qua bảng trạng thái đóng cắt của các van bán dẫn tạo thành xung tín hiệu điều khiển cho bộ biến đổi.

- Thuật toán sắp xếp Bitonic

Lợi thế của K-best SDA là sử dụng tính toán song song cho việc sắp xếp ma trận U_{cand} (thực chất là sắp xếp mảng) để tìm ra trường hợp tối ưu nhất. Hiện nay có rất nhiều các thuật toán tìm kiếm song song như: Quick Sort, Merger Sort, Buble Sort, Radix Sort, ... Xét trên phương diện sắp xếp với số lượng phần tử nhỏ hơn 15 bit bộ nhớ thì thuật toán Bitonic vẫn phù hợp hơn cả [20]. Thuật toán Bitonic sẽ được sử dụng trong nghiên cứu này. Hình 7 là lưu đồ triển khai thuật toán Bitonic, trong đó:

- RF_{id} , SF_{id} đóng vai trò là các cờ phục vụ cho các cặp so sánh.
- $ADR1$, $ADR2$ ($ADR1, ADR2 = 0:M-1$) là các địa chỉ xác định để tạo thành cặp so sánh phần tử trong mảng A.
- $K1$, $K2$ là các mảng trung gian để lưu các cặp giá trị so sánh ở.
- r ($r=1:k$), id ($id=0:M/2-1$), d là các chỉ số.

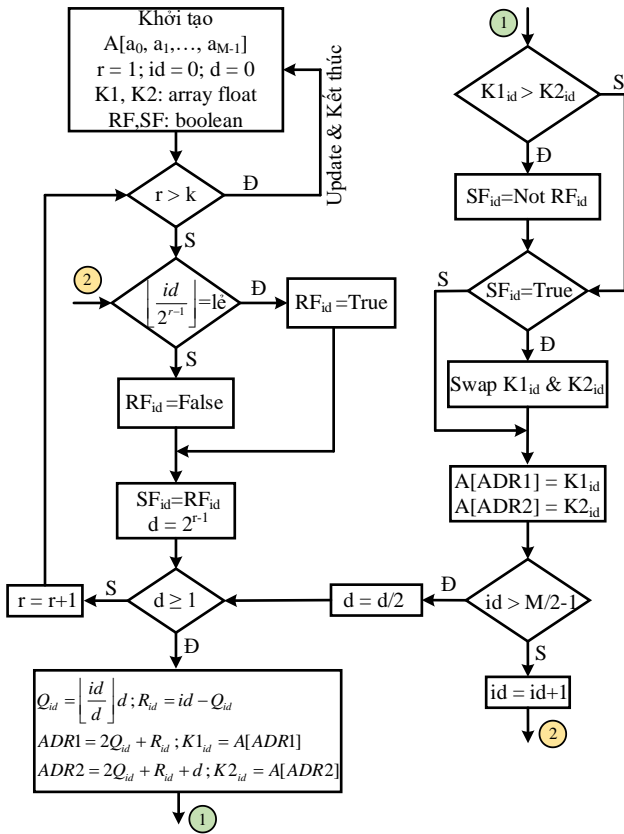
Về cơ bản thuật toán này sẽ chia mảng A (M phần tử) thành $M/2$ cặp, so sánh chúng đồng thời sau đó sắp xếp và cập nhật lại theo một quy luật nhất định. Kết thúc một số chu kỳ xử lý, ta thu được mảng A được sắp xếp tăng dần.

Ví dụ một mảng có $M = 2^k$ phần tử thì:

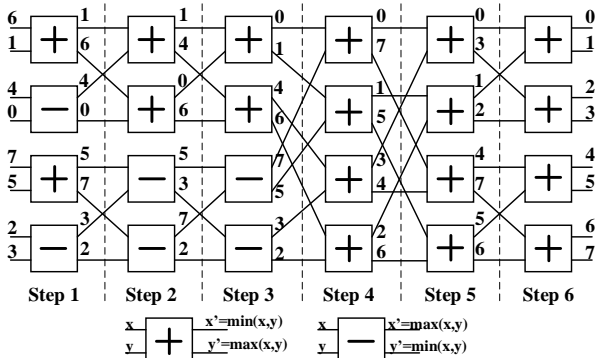
- Số bước thực hiện: $k^*(k+1)/2$
- Số bộ so sánh cần cho mỗi bước: $M/2$
- Số bộ nhớ dùng chung: $2^*k^*(k+1)$

Trong trường hợp M không phải lũy thừa của 2 thì ta chọn số phần tử M là lũy thừa nhỏ nhất của 2 và lớn hơn M , số bộ so sánh vẫn là $M/2$.

Hình 8 minh họa trực quan cho quá trình sắp xếp sử dụng thuật toán Bitonic với mảng $A = [6, 1, 4, 0, 7, 5, 2, 3]$ gồm 8 phần tử theo thứ tự tăng dần.



Hình 7: Lưu đồ thuật toán sắp xếp Bitonic



Hình 8: Minh họa thuật toán Bitonic sắp xếp với mảng 8 phần tử

4. Kết quả mô phỏng

Việc mô phỏng được triển khai trên phần mềm Matlab/Simulink với đối tượng là bộ nghịch lưu cấu trúc CHB 11 mức, động cơ IM trung thế, tải quạt gió. Các thông số mô phỏng được thể hiện trong Bảng 1 và Bảng 2.

Kịch bản mô phỏng với các giai đoạn từ hóa động cơ, tăng tốc động cơ, thay đổi trọng số giảm CMV và trọng số tối ưu đóng cắt được thể hiện trong Bảng 3.

Bảng 1. Thông số động cơ

Tham số	Giá trị	Đơn vị
Công suất định mức P_{dm}	1119	kW
Điện áp định mức U_{dm}	3300	V
Tần số định mức f_{dm}	50	Hz
Tốc độ định mức n_{dm}	1470	vòng/phút
Momen định mức M_{dm}	6906	Nm
Dòng điện định mức i_{dm}	234.18	A

Bảng 2. Thông số mạch lực và bộ điều khiển

Tham số	Giá trị	Đơn vị
Điện áp V_{dc}	600	V
Tần số trích mẫu	20	kHz
Thông số bộ PI tốc độ	$k_{p\omega} = 30$ $k_{i\omega} = 800$	---
Thông số bộ PI từ thông	$k_{p\psi} = 100$ $k_{i\psi} = 5$	---

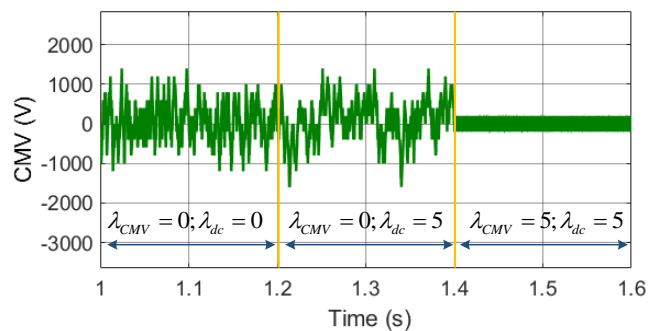
Bảng 3. Kịch bản mô phỏng

Time (s)	0-0,5	0,5-1	1-1,2	1,2-1,4	1,4-1,6
λ_{CMV}	0	0	0	0	5
λ_{dc}	0	0	0	5	5
Tốc độ đặt (v/p)	0	0÷1470	1470	1470	1470

4.1. Kiểm tra tính khả thi của thuật toán

Để kiểm tra xem thuật toán mới có thể được sử dụng thay thế cho thuật toán cũ hay không thì ta so sánh các kết quả giữa 2 thuật toán với mục đích là giải quyết được 3 yêu cầu mà hàm mục tiêu đưa ra.

Xét trong trường hợp số bước dự báo $N = 2$, ta kiểm tra các kết quả trong trường hợp thay đổi các trọng số. Hình 9 thể hiện rõ được vai trò của trọng số giảm CMV, cụ thể từ thời điểm 1,4(s), giá trị CMV được giảm đến giá trị lý tưởng và bằng $\pm 1/3V_{dc}$ giống với kết quả ở thuật toán thông thường.



Hình 9: Điện áp CMV khi thay đổi các trọng số

Tương tự, xét đến giá trị THD của dòng điện stator và số lần chuyển trạng thái trung bình (chính là số lần đóng cắt trung bình) ở những khoảng thời gian thay đổi trọng số được thể hiện ở Bảng 4.

Bảng 4. So sánh các kết quả giữa SDA cũ và K-best SDA

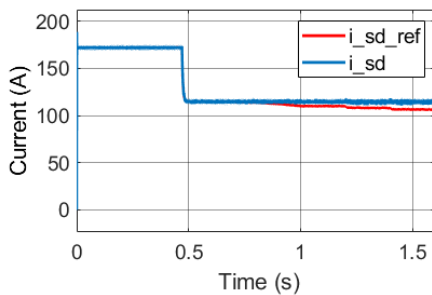
Time (s)		1-1,2	1,2-1,4	1,4-1,6
THD (%)	SDA cũ	0,45	0,62	0,69
	K-best SDA	0,44	0,56	0,69
Số lần thay đổi trạng thái trung bình (lần/chu kỳ)	SDA cũ	3,26	2,3	2,64
	K-best SDA	3,27	2,21	2,47

Nhận thấy trong cùng điều kiện như nhau, thuật toán K-best SDA cho ra kết quả tương đương với SDA cũ, thậm chí một vài trường hợp còn cho kết quả tốt hơn. Do đó, có thể sử dụng thuật toán K-best SDA như một giải pháp thay thế cho thuật toán SDA truyền thống.

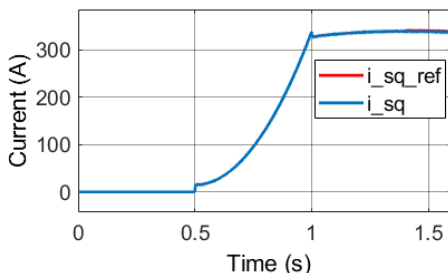
4.2. Đánh giá hiệu suất của thuật toán

- So sánh với Single-Step MPC:

Việc sử dụng bộ điều khiển Multi-Step MPC trong mạch vòng dòng điện góp phần cải thiện hiệu suất hệ thống so với Single-Step MPC bằng các kết quả kiểm nghiệm dưới đây:

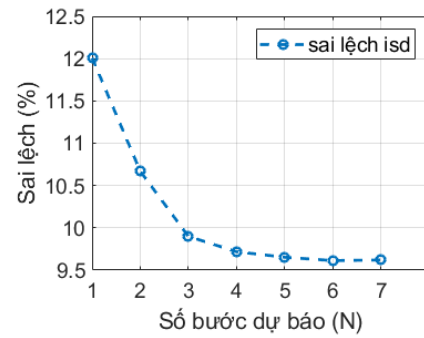


Hình 10: Đáp ứng dòng điện trục *d* (tại $N=2$)

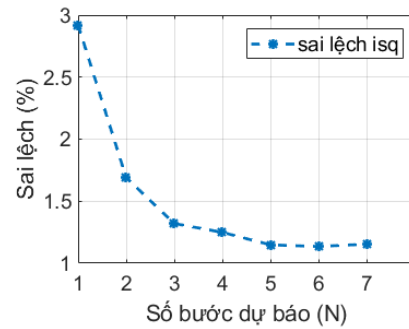


Hình 11: Đáp ứng dòng điện trục *q* (tại $N=2$)

Đáp ứng dòng điện trục *d* và *q* bám khá sát giá trị đặt, tuy nhiên vẫn còn tồn tại sai lệch lớn do sai lệch mô hình và quá trình tính toán. Hình 12, Hình 13 cho ta thấy được việc tăng số bước dự báo có thể làm giảm thiểu sai lệch đó:

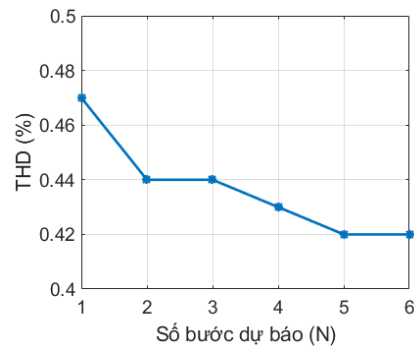


Hình 12: Sai lệch đáp ứng dòng điện trục *d*



Hình 13: Sai lệch đáp ứng dòng điện trục *q*

Khi N tăng thì sai lệch giảm đáng kể, tuy nhiên với $N > 7$ thì việc giảm thiểu sai lệch không còn được hiệu quả. Việc tăng số bước dự báo cũng cho kết quả về THD dòng điện stator được cải thiện (Hình 14), khi $N > 6$ thì việc cải thiện THD không còn được hiệu quả.



Hình 14: Giá trị THD khi tăng số bước dự báo

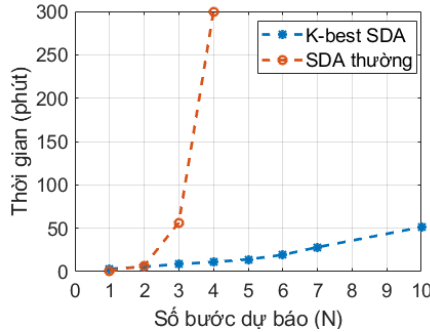
- So sánh với SDA truyền thống:

Ở phần 4.1, các kết quả giữa hai thuật toán K-best SDA và SDA được xem là giống nhau, tiếp tục so sánh về khối lượng tính toán và thời gian tính toán giữa chúng. Khi N tăng, số lượng nút kiểm tra lớn nhất trong mỗi lần tìm kiếm giữa thuật toán SDA cũ và K-best SDA được cho trong Bảng 5.

Bảng 5. So sánh số lượng nút kiểm tra

N	1	2	3	4	5	10
SDA cũ	803	29381	287078	4769662	---	---
K-best SDA	55	121	187	253	319	649

Có thể thấy khi tăng số bước dự báo thì số lượng nút cần kiểm tra ở thuật toán SDA cũ tăng lên nhanh chóng. Ở thuật toán K-best SDA thì số lượng nút tăng khá chậm và số lượng nút là cố định (khá nhỏ so với SDA) bất kể là dữ liệu bài toán khác nhau. Điều này làm cho tốc độ tính toán của mạch vòng dòng điện trở nên nhanh hơn so với phương pháp cũ, minh chứng ở Hình 15 dưới đây:

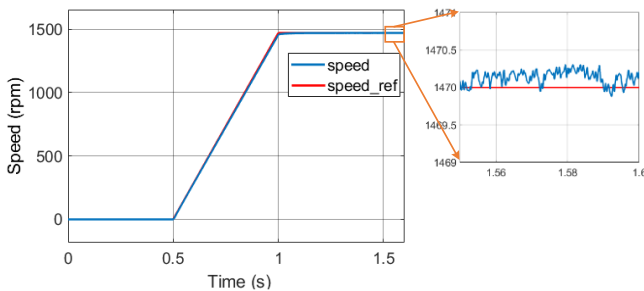


Hình 15: So sánh thời gian mô phỏng

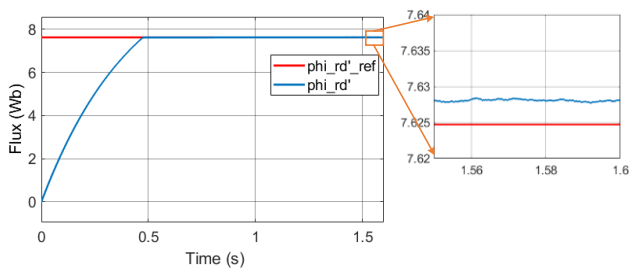
Hình 15 so sánh tương quan về thời gian mô phỏng của hai thuật toán. Đối với thuật toán SDA truyền thống, khi số bước $N > 4$ thì máy tính không thể mô phỏng được, trong khi đó ở thuật toán mới vẫn đáp ứng được khi số bước dự báo tăng lên $N > 10$. Ưu thế này sẽ giải quyết được vấn đề mà thuật toán SDA thông thường đã gặp phải trước đây.

4.3. Kiểm tra tính chính xác của cấu trúc điều khiển

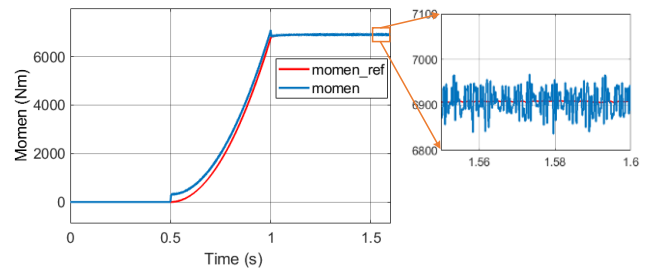
Sau khi kiểm nghiệm được tính chính xác của mạch vòng dòng điện khi sử dụng thuật toán mới, việc cuối cùng cần làm là ta kiểm tra tính đúng đắn của cấu trúc điều khiển.



Hình 16: Đáp ứng tốc độ động cơ



Hình 17: Đáp ứng từ thông



Hình 18: Đáp ứng momen

Ví dụ trường hợp số bước dự báo $N = 2$ có thể thấy các kết quả về đáp ứng tốc độ (Hình 16), đáp ứng từ thông (Hình 17) và đáp ứng momen (Hình 18) hoàn toàn giải quyết được yêu cầu bài toán đặt ra. Các đại lượng thực đều bám tốt theo các giá trị đặt. Vì vậy, cấu trúc điều khiển được đề xuất đáp ứng được tính chính xác.

5. Kết luận

Bài báo đề xuất thuật toán tìm kiếm mới K-best SDA sử dụng thay thế cho thuật toán SDA truyền thống trong phương pháp điều khiển Multi-step MPC. Áp dụng cụ thể cho bài toán điều khiển động cơ IM sử dụng bộ biến đổi CHB đã cho ra kết quả tương tự. Ngoài việc đáp ứng yêu cầu của bài toán, K-best SDA có những lợi thế hơn khi giảm số lượng tính toán. Bên cạnh đó, thời gian tính toán giảm đáng kể khi bài toán trở nên phức tạp hơn và điều đặc biệt là nó rất phù hợp cho các nền tảng tính toán song song (ví dụ FPGA). Vì vậy, đây là giải pháp tiềm năng thay thế thuật toán cũ, khi mà thuật toán cũ vẫn đang gặp khó khăn trong quá trình triển khai trên các nền tảng xử lý.

Tài liệu tham khảo

- [1] S. Kouro *et al.*, “Recent advances and industrial applications of multilevel converters,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 8, pp. 2553–2580, 2010, doi: 10.1109/TIE.2010.2049719.
- [2] H. Truong, C. Mai, C. Nguyen, et al. (2021), “Modified space vector modulation for cascaded H-bridge multilevel inverter with open-circuit power cells,” *Journal of Electrical and Computer Engineering*, vol. 2021.
- [3] P. Barbosa, P. Steimer, J. Steinke, L. Meysenc, M. Winkelkemper, and N. Celanovic, “Active neutral-point-clamped multilevel converters,” *PESC Rec. - IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, vol. 2005, pp. 2296–2301, 2005, doi: 10.1109/PESC.2005.1581952.
- [4] S. Du, B. Wu, N. R. Zargari, and Z. Cheng, “A Flying-Capacitor Modular Multilevel Converter for Medium-Voltage Motor Drive,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 3, pp. 2081–2089, 2017, doi: 10.1109/TPEL.2016.2565510.
- [5] W. Zhao, H. Choi, G. Konstantinou, M. Ciobotaru, and V. G. Agelidis, “Cascaded H-bridge multilevel converter for large-scale PV grid-integration with

- isolated DC-DC stage,” *Proc. - 2012 3rd IEEE Int. Symp. Power Electron. Distrib. Gener. Syst. PEDG 2012*, pp. 849–856, 2012, doi: 10.1109/PEDG.2012.6254100.
- [6] R. Mali, N. Adam, A. Satpaise, and A. P. Vaidya, “Performance Comparison of Two Level Inverter with Classical Multilevel Inverter Topologies,” *Proc. 2019 3rd IEEE Int. Conf. Electr. Comput. Commun. Technol. ICECCT 2019*, pp. 1–7, 2019, doi: 10.1109/ICECCT.2019.8869115.
- [7] M. Van Chung, D.T. Anh, and P. Vu (2021), “A finite set-model predictive control based on FPGA platform for eleven-level cascaded H-Bridge inverter fed induction motor drive,” *International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS)*, vol. 12, no. 2, p. 845.
- [8] L. G. G. P. De Castro, M. B. R. Correa, and C. B. Jacobina, “A fast space-vector algorithm for common-mode voltage elimination in multilevel converters,” *2013 Brazilian Power Electron. Conf. COBEP 2013 - Proc.*, pp. 243–247, 2013, doi: 10.1109/COBEP.2013.6785122.
- [9] A. K. Gupta and A. M. Khambadkone, “A space vector modulation scheme to reduce common mode voltage for cascaded multilevel inverters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 5, pp. 1672–1681, 2007, doi: 10.1109/TPEL.2007.904195.
- [10] V.C. Mai, M.L. Nguyen, T.H. Vo, et al. (2019), “Hardware in the loop simulation of predictive current control for im fed by multi-level cascaded h-bridge inverters,” 2019 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, VPPC 2019 - Proceedings.
- [11] J. Kalaiselvi and S. Srinivas, “Passive common mode filter for reducing shaft voltage, ground current, bearing current in dual two level inverter fed open end winding induction motor,” in *2014 International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment, OPTIM 2014*, 2014, pp. 595–600. doi: 10.1109/OPTIM.2014.6850977.
- [12] S. Vazquez, J. Rodriguez, M. Rivera, et al. (2017), “Model Predictive Control for Power Converters and Drives: Advances and Trends,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 2, pp. 935–947.
- [13] M. Van Chung, D.T. Anh, P. Vu, et al. (2020), “Hardware in the loop co-simulation of finite set-model predictive control using fpga for a three level CHB inverter,” *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, vol. 11, no. 4, pp. 1719–1730.
- [14] R. Baidya, “Multistep Model Predictive Control for Power Electronics and Electrical Drives (PhD Thesis),” no. May, 2018.
- [15] T. Geyer and D. E. Quevedo, “Performance of multistep finite control set model predictive control for power electronics,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 3, pp. 1633–1644, 2014, doi: 10.1109/TPEL.2014.2316173.
- [16] T. Geyer and D. E. Quevedo, “Multistep finite control set model predictive control for power electronics,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 12, pp. 6836–6846, 2014, doi: 10.1109/TPEL.2014.2306939.
- [17] P. Karamanakos, T. Geyer, N. Oikonomou, F. D. Kieferndorf, and S. Manias, “Direct model predictive control: A review of strategies that achieve long prediction intervals for power electronics,” *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 8, no. 1, pp. 32–43, 2014, doi: 10.1109/MIE.2013.2290474.
- [18] F. Grimm, P. Kolahian, Z. Zhang, et al. (2021), “A Sphere Decoding Algorithm for Multistep Sequential Model-Predictive Control,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 57, no. 3, pp. 2931–2940.
- [19] E. Zafarati, S. Vazquez, A. M. Alcaide, L. Franquelo, J. I. Leon, and E. P. Martin, “K-Best Sphere Decoding Algorithm for Long Prediction Horizon FCS-MPC,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 69, no. 8, pp. 7571–7581, 2022, doi: 10.1109/TIE.2021.3104600.
- [20] J. D. Lee and K. E. Batcher, “Minimizing communication in the bitonic sort,” *IEEE Trans. Parallel Distrib. Syst.*, vol. 11, no. 5, pp. 459–474, 2000, doi: 10.1109/71.852399.
- [21] N.P. Quang (2020), “Điều khiển vector truyền động điện xoay chiều ba pha,” 2nd Ed., *Nhà xuất bản Bách Khoa Hà Nội*.
- [22] B. B. Pho, N. Van Cao, T. M. Hoan, and P. Vu, “Modified multistep model predictive control for three-phase induction motor drive system considering the common-mode voltage minimization,” *Int. J. Power Electron. Drive Syst.*, vol. 12, no. 4, pp. 2251–2260, 2021, doi: 10.11591/ijped.v12.i4.pp2251-2260.

Ước lượng vị trí ban đầu động cơ SPMSM dựa trên phương pháp kết hợp Short-Pulses Injection và High-Frequency Injection

Initial Position Estimation for SPMSM Based on A Method Combined Short-Pulses Injection and High-Frequency Injection

Hoàng Duy Tính¹, Phùng Anh Tuấn¹

¹Khoa Điện, Trường Điện – Điện tử, Trường đại học Bách Khoa Hà Nội
E-mail: tuang.phunganh1@hust.edu.vn

Abstract

Before starting, the initial rotor position is required in permanent magnet synchronous motors (PMSM). High Frequency Injection (HFI) is a common method for initial position estimation. However, the conventional HFI method is only applicable to the interior permanent magnet synchronous motors (IPMSM) because of the significantly different d-axis and q-axis inductance characteristics. Meanwhile, for the surface-mounted permanent magnet synchronous motors (SPMSM), this difference is not significant. To solve this problem, Short Pulses Injection (SPI) uses series pulses that cause an Inductance Saturation Effect and then considers the feedback currents to estimate the rotor position. The disadvantages of this method are that the estimation time depends on the current response speed as well as requires the motor to be at the saturation boundary to ensure an apparent saturation effect. This paper proposes a combined method based on these two methods. Initially, the position of the sector containing the d axis vector is determined by SPI. Then, injecting a voltage vector causes inductance saturation creating a significant difference between L_d and L_q (this vector position is at the middle of the sector determined in the former stage). At the same time, HFI estimates the initial rotor position. To verify the method, a model established from a ceiling fan motor is simulated by ANSYS MAXWELL and MATLAB SIMULINK. Compared with existing methods, this method offers better accuracy and speed and is suitable for applications with large moments of inertia, such as ceiling fans.

Keywords: High-frequency injection, Inductance saturation effect, Initial position, Short-pulses injection, Surface-mounted permanent magnet synchronous motor

Tóm tắt

Thông tin vị trí ban đầu của rotor trong động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu (PMSM) cần có được trước khi khởi động. High Frequency Injection (HFI) là phương pháp phổ biến để ước lượng vị trí ban đầu. Tuy nhiên phương pháp HFI truyền thống chỉ phù hợp cho động cơ nam châm ẩn trong rotor (IPMSM) do có đặc điểm điện cảm trục d và trục q khác nhau đáng kể. Trong khi đó, loại động cơ nam châm gắn bề mặt rotor (SPMSM) thì sự khác biệt này là không đáng kể. Để giải quyết vấn đề này, Short Pulses Injection (SPI) sử dụng các chuỗi xung nối tiếp gây ra hiệu ứng bão hòa điện cảm (Inductance Saturation Effect) sau đó dựa trên các dòng điện phản hồi để ước lượng vị trí rotor. Nhược điểm của phương pháp này là thời gian ước lượng phụ thuộc vào tốc độ phản hồi dòng điện cũng như đòi hỏi động cơ phải ở biên giới bão hòa để đảm bảo hiệu ứng bão hòa rõ rệt. Bài báo này đề xuất phương pháp kết hợp cả hai phương pháp trên. Ban đầu, vị trí sector chứa vector trục d của nam châm rotor được xác định bởi SPI. Sau đó đưa vào stator một vector điện áp V nằm ở chính giữa sector đã xác định để gây sự chênh lệch điện cảm trên hai trục dq , khi đó HFI được sử dụng để ước lượng vị trí rotor. Để kiểm tra hiệu quả, phương pháp được thực hiện bằng mô phỏng ANSYS MAXWELL và MATLAB SIMULINK dựa trên mô hình được mô hình hóa từ động cơ quạt trần. So sánh với một số nghiên cứu, phương pháp này đem lại sự chính xác, nhanh chóng và thích hợp với các ứng dụng có momen quán tính lớn như quạt trần.

1. Giới thiệu

Động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu đã được ứng dụng rộng rãi và thay thế dần động cơ không đồng bộ truyền thống trong vài thập kỷ gần đây. Loại động cơ này có những ưu điểm chính như cấu tạo đơn giản, chi phí thấp, hiệu suất, độ tin cậy cao. Trong các ứng dụng yêu cầu hiệu suất cao hoặc điều khiển trực tiếp momen các phương pháp điều khiển vector truyền thống thường được sử dụng như FOC (Field oriented control) hay DTC (Direct torque control) [1] [2]. Tuy nhiên khi hoạt động chúng yêu cầu thông tin chính xác về vị trí của rotor, do đó đi kèm với bộ điều khiển thường là các cảm biến vị trí được gắn lên động cơ như Hall sensor hay Encoder. Điều này làm gia tăng giá thành cũng như giảm độ tin cậy của hệ thống, đồng thời trong những ứng dụng yêu cầu chính xác cao, độ phân giải thấp của Encoder hay Hall sensor gây ra những hạn chế nhất định. Từ đây, những phương pháp ước lượng vị trí không dùng cảm biến đã được nghiên cứu và ứng dụng.

Có thể chia lĩnh vực này dựa trên dải tốc độ hoạt động của động cơ. Thứ nhất, ở dải tốc độ trung bình và cao, các phương pháp ước lượng vị trí dựa trên sức phản điện động Back EMF thường được sử dụng và đã được ứng dụng rộng rãi như

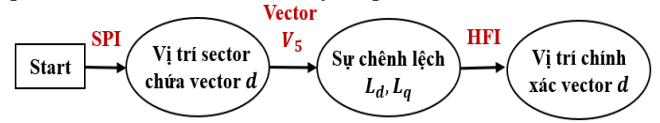
Sliding Mode Observer (SMO) [3]. Ngoài ra có một số phương pháp khác như, bộ lọc mở rộng Kalman (EKF) [4] hay bộ quan sát thích nghi (MRAS) [5]. Thứ hai, khi đứng yên và ở tốc độ thấp, các phương pháp ước lượng vị trí thường dựa trên đặc tính lỗi của động cơ (đặc điểm làm cho điện cảm trục d và trục q khác nhau đáng kể). Một vài phương pháp phổ biến là High Frequency Injection (HFI), Inductance Tracking Method (ITM). Phương pháp HFI truyền thống thường đưa tín hiệu điện áp cao tần vào trục d hoặc q của hệ dq ước lượng sau đó thông tin sai số vị trí được chứa trong các dòng điện trên hệ trục này. Trong [6] tín hiệu tần số cao được đưa vào hệ trục $\alpha\beta$ đứng yên, dòng điện phản hồi trên hai trục này mang thông tin vị trí của rotor được trích xuất ra để xử lý, đưa vào vòng điều khiển. Trong [7] điện áp tần số cao được đưa vào hệ trục dq quay, dòng điện mang thông tin vị trí được quan sát ở trục alpha của hệ đứng yên. Tuy nhiên, đặc tính lỗi thường rõ rệt ở động cơ IPMSM, còn ở động cơ SPMSM thì đặc tính này không rõ rệt. Do đó các kỹ thuật ước lượng vẫn còn tồn tại một số hạn chế đối với loại động cơ này.

Khi khởi động, thông tin vị trí ban đầu rotor cần phải xác định trước để đảm bảo khởi động thành công, đặc biệt đối với các chiến lược điều khiển vector như FOC hay DTC. Thông thường có hai bước chính để thực hiện việc này. Đầu tiên thực hiện ước lượng vị trí ban đầu (thường từ 0 đến π), sau đó xác định cực tính của rotor để xác định vị trí chính xác là thuộc 0 đến π hay π đến 2π để đảm bảo động cơ không bị khởi động ngược. Thông tin vị trí ban đầu được xác định theo High Frequency Injection [8], [9], [10], [11], [12] thường đòi hỏi đặc tính điện cảm trục d và trục q khác nhau đáng kể. Sau đó thông tin về cực từ có thể được xác định bởi một số phương pháp như sử dụng hiệu ứng bão hòa [9], [12] hay phương pháp sóng hài bậc 2 [8]. Trong khi đó, phương pháp SPI [13] thực hiện đưa chuỗi xung nối tiếp ở các vị trí khác nhau để có thể ước lượng vị trí chính xác của rotor mà không cần phải thực hiện bước xác định cực tính, tuy nhiên độ chính xác của phương pháp phụ thuộc vào độ phân giải của cảm biến dòng điện. Độ chính xác kết quả càng cao thì cảm biến dòng điện phải càng chính xác. Hơn nữa, độ chính xác cao còn đòi hỏi đưa nhiều xung điện áp hơn do đó thời gian xử lý sẽ chậm hơn. Ngoài ra, đối với động cơ SPMSM, đặc tính điện cảm trục d và trục q khác nhau không đáng kể làm việc ước lượng vị trí trở nên khó khăn. Ví dụ trong [8], [13] thực hiện ước lượng vị trí ban đầu cho động cơ SPMSM nhưng điều kiện là mạch từ động cơ được thiết kế ở biên giới bão hòa để đảm bảo hiệu ứng bão hòa điện cảm rõ rệt khi đưa tín hiệu kích thích vào. Rõ ràng đây là điều kiện khó để áp dụng trong thực tế.

Để thực hiện ước lượng vị trí ban đầu cho động cơ SPMSM ứng dụng trong quạt trần, bài báo này đề xuất ứng dụng kết hợp hai phương pháp SPI và HFI như mô hình ở Hình 1. Ban đầu, vị trí sector chứa vector trục d được xác định theo SPI. Sau đó đưa một vector điện áp V vào stator (nằm chính giữa sector chứa vector d đã xác định bởi SPI) gây ra hiệu ứng bão hòa điện cảm và sự chênh lệch giữa điện cảm trục d , trục q . Khi đó áp dụng ước lượng vị trí rotor chính xác dựa trên HFI.

Để kiểm tra hiệu quả, phương pháp được thực hiện bằng mô phỏng 3D FEM ANSYS MAXWELL và MATLAB SIMULINK dựa trên mô hình động cơ được mô hình hóa từ một động cơ quạt trần thực tế. Kết quả cho thấy ưu điểm của phương pháp là không cần điều kiện chặt chẽ rằng mạch từ

của động cơ phải ở biên giới bão hòa. Tuy nhiên, phương pháp này thích hợp cho các ứng dụng có momen quán tính lớn như quạt trần để tránh sự dịch chuyển quá mức của rotor.



Hình 1. Mô hình tổng quát kết hợp hai phương pháp SPI và HFI

2. Mô hình động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu

2.1. Mô hình toán học

Để đơn giản hóa các giả thiết được đưa ra bao gồm: phân bố từ trường trong không gian hình sin, dòng điện xoáy và tổn hao từ trễ được bỏ qua. Các phương trình động cơ trong hệ tọa độ dq được biểu diễn như sau:

Phương trình từ thông:

$$\begin{aligned}\psi_d &= L_d i_d + \psi_f \\ \psi_q &= L_q i_q\end{aligned}\quad (1)$$

Phương trình cân bằng điện áp:

$$\begin{aligned}u_d &= R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - p\omega_m L_q i_q \\ u_q &= R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + p\omega_m L_d i_d + p\omega_m \psi_f\end{aligned}\quad (2)$$

Phương trình momen điện từ:

$$T_e = 1,5p[\psi_f i_q + (L_d - L_q)i_d i_q]\quad (3)$$

Trong đó:

$u_d, u_q, i_d, i_q, L_d, L_q, \psi_d, \psi_q$: điện áp, dòng điện, điện cảm và từ thông trong hệ trục dq .

R_s, ψ_f : điện trở một pha dây quấn và từ thông móc vòng một cực của nam châm khi không có dòng điện stator

p, ω_m : số đôi cực và tốc độ cơ rotor.

Khi động cơ đứng yên hoặc ở tốc độ thấp, bỏ qua ω_m . Phương trình điện áp được biểu diễn:

$$\begin{aligned}u_d &= R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} \\ u_q &= R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt}\end{aligned}\quad (4)$$

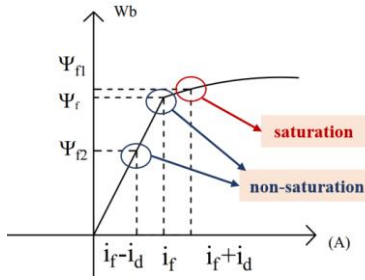
2.2. Hiệu ứng bão hòa điện cảm

Trong động cơ SPMSM, do cấu trúc rotor là đẳng hướng về mặt từ trở nên điện cảm dây quấn trên hai trục dq là xấp xỉ nhau. Điều này gây ra khó khăn cho việc ước lượng vị trí.

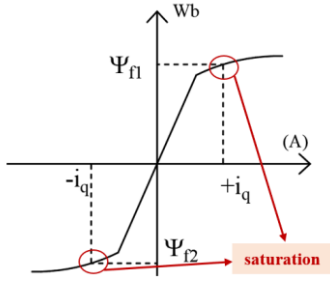
2.2.1. Stator gần ngưỡng bão hòa

Điều kiện động cơ gần ngưỡng bão hòa xảy ra khi từ thông ψ_f của nam châm làm mật độ từ thông của thép stator gần biên giới bão hòa. Do đó từ trường stator trên trục d sẽ có ảnh hưởng lớn đến điện cảm L_d . Trong Hình 2, i_f là dòng điện kích từ tương đương của nam châm vĩnh cửu, ψ_f là từ thông móc vòng tương đương sinh ra bởi nam châm. Rõ ràng, nếu dòng điện kích thích i_d stator cùng chiều với dòng điện kích

từ nam châm i_f , khi đó dòng điện kích thích tổng là $i_f + i_d$. Từ trường tổng được gia tăng tới ψ_{f1} , gây ra bão hòa trên trục d , điện cảm L_d giảm xuống L_{d1} .



Hình 2. Đường đặc tính của từ trường trên trục d



Hình 3. Đặc tính của từ trường trên trục q

Ngược lại nếu dòng điện kích thích i_d của stator ngược chiều với dòng điện kích từ nam châm i_f thì dòng điện kích thích tổng là $i_f - i_d$. Từ trường tổng giảm xuống ψ_{f2} ở vùng không bão hòa, điện cảm L_d không thay đổi hay $L_{d2} = L_d$. Do đó có thể thấy $L_{d1} < L_{d2} = L_d$.

Sự thay đổi của từ trường trên trục q được biểu diễn ở Hình 3. Trên trục q không xuất hiện từ thông nam châm ψ_f nên sự thay đổi giá trị điện cảm khi bão hòa L_q đối xứng qua gốc 0, do đó $L_{q1} = L_{q2} < L_q$.

2.2.2. Stator xa ngưỡng bão hòa

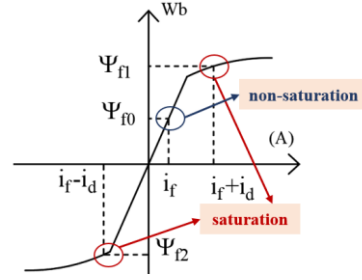
Ở một số ứng dụng sử dụng nam châm có mật độ từ dư thấp, thép stator ở xa ngưỡng bão hòa. Lúc này, để thu được hiệu ứng bão hòa điện cảm, dòng điện kích thích phải lớn để sinh ra nhiều từ thông hơn. Trường hợp này được minh họa như Hình 4. Khi dòng điện kích thích i_d cùng chiều với i_f , dòng điện tổng là $i_d + i_f$, hiện tượng bão hòa trên trục d xảy ra, điện cảm giảm xuống L_{d1} . Tuy nhiên không giống như trường hợp stator gần ngưỡng bão hòa, khi i_d ngược chiều i_f , biên độ i_d lớn hơn nhiều i_f nên dòng điện tổng $-i_d + i_f$ ngược chiều với trục d và làm trục d bị bão hòa theo hướng ngược lại, điện cảm giảm xuống $L_{d2} < L_d$.

Có thể thấy cả hai dòng điện kích thích theo hai hướng của trục d đều gây ra bão hòa và làm điện cảm L_d giảm, tuy nhiên khi i_d cùng chiều i_f sẽ sinh ra tổng từ thông lớn hơn, do đó có thể thấy $L_{d1} < L_{d2} < L_d$.

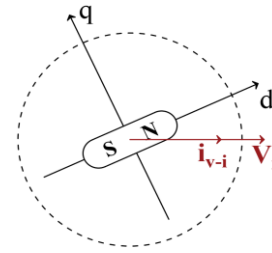
3. Nguyên lý cơ bản các phương pháp ước lượng vị trí ban đầu

3.1. Phương pháp Short pluses injection

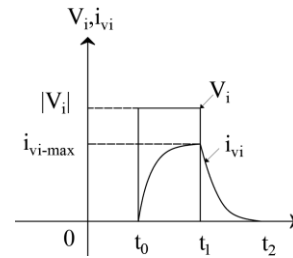
Sau khi đặt một vector điện áp V_i vào stator động cơ trong hệ trục dq như Hình 5 thì dòng điện phản hồi i_{vi} được sinh ra. Quá trình xác lập của dòng điện này phụ thuộc chặt chẽ vào hằng số thời gian L/R của dây quấn. Tại sườn xung xuống của



Hình 4. Đặc tính của từ trường trên trục d khi thép xa ngưỡng bão hòa



Hình 5. Quan hệ trục dq thực, vector điện áp V_i và vector dòng điện phản hồi i_{v-i}



Hình 6. Dạng sóng của điện áp đặt và dòng điện phản hồi

điện áp V_i , thu được giá trị dòng điện i_{vi-max} như Hình 6.

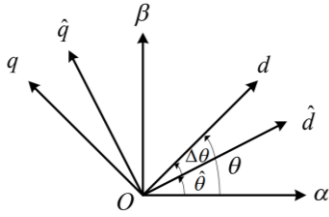
Như đã đề cập ở trên, trục d nam châm là nơi xảy ra hiện tượng bão hòa điện cảm mạnh mẽ nhất bởi có sự xuất hiện của từ thông nam châm, trong khi trục q không có thành phần này. Do đó, khi một vector điện áp V_i đủ lớn được đưa vào trùng phương và hướng với trục d nam châm, hiệu ứng bão hòa điện cảm ở vị trí này xảy ra mạnh mẽ nhất, điện cảm L_d nhỏ nhất và thu được giá trị i_{vi-max} lớn nhất.

Kết quả là nếu đưa lần lượt các vector điện áp nối tiếp $V_1 - V_n$ có cùng biên độ và độ rộng xung, đồng thời đo các đáp ứng dòng điện tương ứng i_{vi} thì có thể thu được vị trí trục d nam châm tương ứng vị trí vector điện áp V_i gây ra i_{vi-max} là lớn nhất. Đây chính là nguyên lý cơ bản của việc ước lượng vị trí ban đầu theo phương pháp SPI.

3.2. Phương pháp High Frequency Injection

3.2.1. Nguyên lý của phương pháp

Quan hệ giữa các hệ trục quay dq thực, \widehat{dq} ước lượng và hệ trục đứng yên $\alpha\beta$ được biểu diễn như Hình 7:



Hình 7. Quan hệ giữa ba hệ trục tọa độ

Trong đó θ , $\hat{\theta}$, $\Delta\theta$ là góc rotor thực, góc rotor ước lượng và sai lệch giữa góc ước lượng và góc thực.

Khi đưa điện áp cao tần vào stator, phương trình điện áp (4) được biểu diễn:

$$\begin{aligned} u_{dh} &= L_d \frac{di_{dh}}{dt} \\ u_{qh} &= L_q \frac{di_{qh}}{dt} \end{aligned} \quad (5)$$

Trong đó u_{dh} , u_{qh} , i_{dh} , i_{qh} là điện áp và dòng điện cao tần trên hệ dq

Tín hiệu điện áp cao tần được đưa vào hệ \hat{dq} ước lượng có dạng:

$$\begin{aligned} \hat{u}_{dh} &= U_h \cos(\omega_h t) \\ \hat{u}_{qh} &= 0 \end{aligned} \quad (6)$$

Với U_h , ω_h là biên độ, tần số của điện áp cao tần

Theo Hình 7, quan hệ giữa các đại lượng trên trục dq thực và \hat{dq} ước lượng:

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\Delta\theta & \sin\Delta\theta \\ -\sin\Delta\theta & \cos\Delta\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{f}_d \\ \hat{f}_q \end{bmatrix} \quad (7)$$

Thực hiện chuyển tọa độ, điện áp cao tần trên trục dq thực:

$$\begin{aligned} u_{dh} &= U_h \cos(\omega_h t) \cos\Delta\theta \\ u_{qh} &= -U_h \cos(\omega_h t) \sin\Delta\theta \end{aligned} \quad (8)$$

Dòng điện cao tần trên trục dq thực:

$$\begin{aligned} i_{dh} &= \frac{U_h \sin(\omega_h t) \cos\Delta\theta}{\omega_h L_d} \\ i_{qh} &= \frac{-U_h \sin(\omega_h t) \sin\Delta\theta}{\omega_h L_q} \end{aligned} \quad (9)$$

Thực hiện chuyển tọa độ, dòng điện cao tần phản hồi thu được trên hệ \hat{dq} ước lượng có dạng

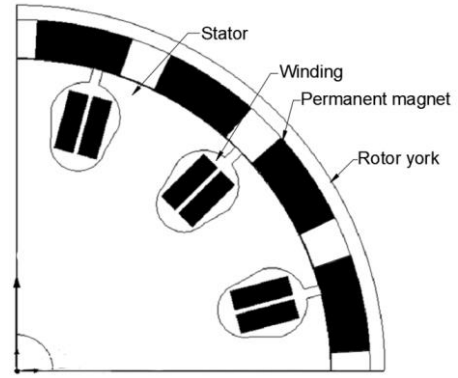
$$\begin{aligned} \hat{i}_{dh} &= \sin(\omega_h t) [i_{avg} + i_{dif} \cos(2\Delta\theta)] \\ \hat{i}_{qh} &= \sin(\omega_h t) [i_{dif} \sin(2\Delta\theta)] \end{aligned} \quad (10)$$

Với:

$$i_{avg} = \frac{U_h(L_q + L_d)}{2\omega_h L_d L_q}; i_{dif} = \frac{U_h(L_q - L_d)}{2\omega_h L_d L_q}$$



Hình 8. Quy trình xử lý tín hiệu



Hình 9. Cấu trúc động cơ

Từ phương trình (10) có thể thấy dòng điện phản hồi \hat{i}_{dh} luôn luôn có thành phần không phụ thuộc vào sai số vị trí $\Delta\theta$. Ngược lại dòng điện \hat{i}_{qh} chỉ có thành phần mang thông tin sai số vị trí $\Delta\theta$. Rõ ràng nếu $\Delta\theta = 0$, dòng điện $\hat{i}_{qh} = 0$. Đây là nguyên lý của phương pháp High Frequency Injection.

3.2.2. Ước lượng vị trí

Quy trình xử lý tín hiệu đưa ra vị trí ước lượng $\hat{\theta}$ như Hình 8. Đầu tiên, tách riêng thành phần mang sai số vị trí $\Delta\theta$ và tín hiệu cao tần $\sin(\omega_h t)$:

$$\begin{aligned} \hat{i}_{qh} \sin(\omega_h t) \\ = \frac{i_{dif} \sin(2\Delta\theta) [1 - \cos(2\omega_h t)]}{2} \end{aligned} \quad (11)$$

Có thể thấy rằng, thành phần mang sai số vị trí $f(\Delta\theta)$ là thành phần một chiều nếu sai số này không thay đổi. Thành phần còn lại là thành phần cao tần có tần số $2\omega_h$. Do đó thành phần mang sai số vị trí $f(\Delta\theta)$ dễ dàng được lấy ra bởi bộ lọc thông thấp LPF (Low Pass Filter).

$$\begin{aligned} f(\Delta\theta) &= LPF(\hat{i}_{qh} \sin(\omega_h t)) \\ &= \frac{i_{dif}}{2} \sin(2\Delta\theta) \end{aligned} \quad (12)$$

Sau đó bộ điều khiển PI điều chỉnh $f(\Delta\theta) = 0$ và thu được góc ước lượng $\hat{\theta}$. Dễ thấy rằng do thành phần này là hàm của $\sin(2\Delta\theta)$ nên khi $f(\Delta\theta) = 0$ giá trị $\Delta\theta$ có thể hội tụ về bốn điểm là $0, \frac{\pi}{2}, \pi, \frac{3\pi}{2}$. Tuy nhiên chỉ có hai điểm ổn định là $0, \pi$ [8], do đó bước xác định cực tính sẽ cho biết chính xác góc $\Delta\theta = 0$ hay $\Delta\theta = \pi$.

4. Đặc điểm thiết kế và thuật toán ước lượng vị trí ban đầu động cơ SPMSM

4.1. Đặc điểm động cơ thí nghiệm

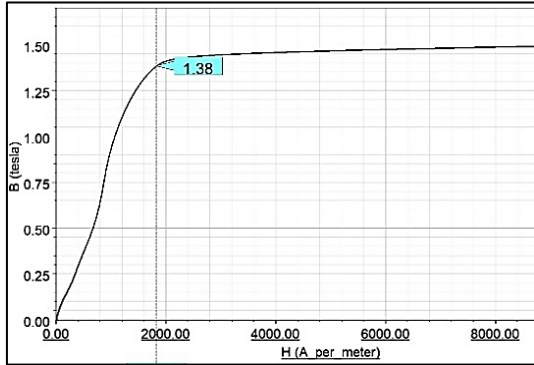
Động cơ áp dụng ước lượng vị trí là động cơ sử dụng cho quạt trần dân dụng rotor ngoài 12 rãnh/16 cực. Động cơ này được mô hình hóa để đưa vào mô phỏng trong Matlab Simulink và Ansys Maxwell. Hình 9 là cấu trúc của 1/4 động cơ, đặc điểm thông số của nó được thể hiện trong Bảng 1.

Từ bảng số liệu, đặc tính BH của thép ở Hình 10 và mật độ từ thông không tải của động cơ ở Hình 11 có thể thấy:

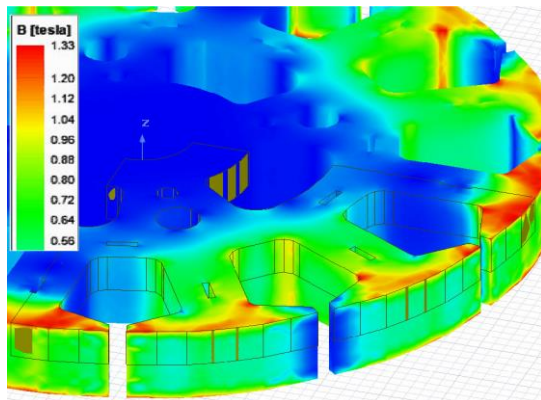
Bảng 1. Thông số động cơ

Tham số	Đơn vị	Giá trị
---------	--------	---------

Tốc độ định mức (ω_r)	V/p	300,0
Điện áp định mức pha (U_p)	V	55,0
Dòng điện pha định mức (I_p)	A	0,36
Điện cảm trục d (L_d)	mH	281,7
Điện cảm trục q (L_q)	mH	279,7
Mật độ từ dư nam châm (B_r)	T	0,4
Chiều dài stator (L_m)	mm	14,0
Chiều dài rotor (L_r)	mm	20,0
Momen quán tính của hệ (J)	$kg.m^2$	2,0



Hình 10. Đường cong BH của thép stator



Hình 11. Mật độ từ thông trên stator khi dây quấn stator không mang dòng điện (mô phỏng bởi 3D FEM Ansys Maxwell)

Do mật độ từ dư của nam châm thấp (0.4T) nên mật độ từ thông của thép stator khi không tải (trung bình <1T, những điểm cực bộ trên bề mặt có thể bỏ qua) nhỏ hơn nhiều so với điểm bão hòa của thép (1.38T). Đặc điểm này chính là điểm khác biệt so với [8] và [13] (đòi hỏi thép phải ở biên giới bão hòa) khiến thiết kế động cơ này thực tế hơn.

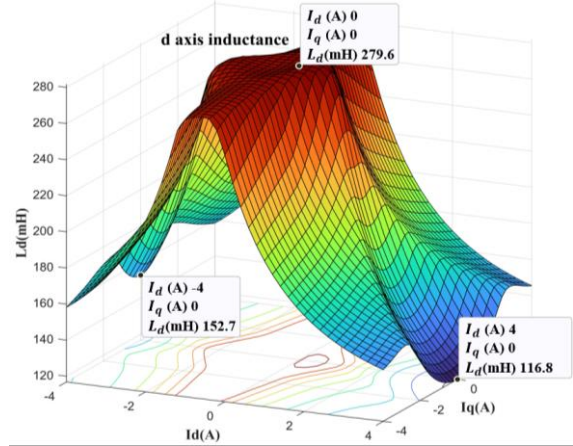
Do đó để có được hiệu ứng bão hòa điện cảm rõ rệt, dòng điện đặt vào dây quấn stator phải lớn. Ngoài ra, thời gian cấp tín hiệu một chiều DC để tạo ra hiệu ứng bão hòa điện cảm, hay thời gian ước lượng phải đủ nhanh để đảm bảo rotor bị dịch chuyển ít nhất. Tuy nhiên, do đặc điểm hệ thống có momen quán tính lớn nên phần nào giảm thiểu được hiện tượng rotor dịch chuyển.

Sự biến đổi điện cảm L_d, L_q của động cơ bởi hiệu ứng bão hòa điện cảm (dòng điện trục d và trục q khảo sát từ -4A đến 4A) được thể hiện như Hình 12. Từ kết quả mô phỏng có thể

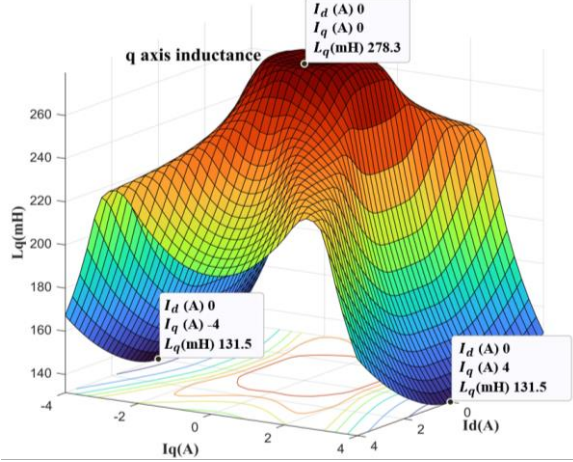
thấy, khi áp đặt dòng điện kích thích I_d và I_q , hiệu ứng bão hòa điện cảm xảy ra:

Trong Hình 12a, hiệu ứng này diễn ra mạnh mẽ nhất khi i_d cùng hướng với từ thông nam châm ($i_q = 0$), điện cảm $L_{d1-min} = 116,8 \text{ mH}$. Ngược lại, khi i_d ngược hướng, điện cảm $L_{d2-min} = 152,7 \text{ mH}$. Có thể thấy hiệu ứng này xảy ra tương ứng với Hình 4 do từ thông nam châm sinh ra nhỏ, điểm hoạt động của thép ở xa điểm bão hòa.

Trong Hình 12b, hiệu ứng này diễn ra tương ứng với Hình 3. Khi $i_d = 0$, điện cảm L_q biến đổi đối xứng theo dòng điện i_q , điện cảm $L_{q1-min} \approx L_{q2-min} \approx 131,5 \text{ mH}$. Khi stator không tải, điện cảm L_d và L_q xấp xỉ nhau ($\approx 280 \text{ mH}$).



(a)



(b)

Hình 12. Biến đổi điện cảm trên hệ dq theo dòng điện kích thích mô phỏng bởi 3D FEM Ansys Maxwell (a) điện cảm L_d (b) điện cảm L_q

4.2. Thuật toán thực hiện ước lượng vị trí

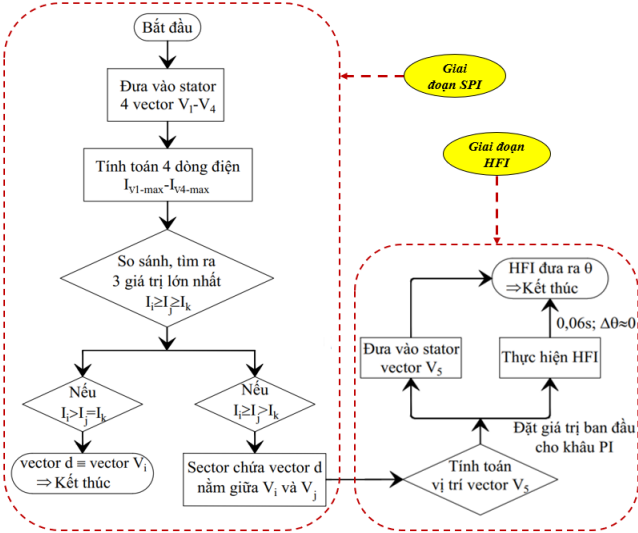
Lưu đồ thực hiện thuật toán ước lượng vị trí được biểu diễn ở Hình 13.

4.2.1. Ước lượng vị trí sector chứa vector trục d bằng Short pluses injection

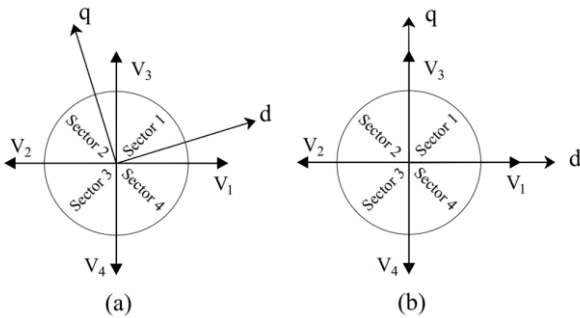
4 sector trong không gian tạo bởi 4 vector điện áp $V_1 - V_4$ như Hình 14. Đưa 4 vector $V_1 - V_4$ tương ứng có độ lớn $U_d = 80V, U_q = 0V$ vào stator động cơ lần lượt theo thứ tự từ 1-4, mỗi vector cách nhau 90° . Mỗi vector được đưa vào trong 15mS, sau đó IGBT nối điện trở với dây quấn để đưa dòng điện về 0 trong vòng 1mS rồi mới đưa vào vector tiếp theo.

Dòng điện phản hồi trên trục của các vector này thu được tại thời điểm 15mS có giá trị tương ứng là $i_{v1-max} - i_{v4-max}$.

Trường hợp 1: Vector d của nam châm nằm hoàn toàn trong các sector (không trùng với các vector $V_1 - V_4$). Hình 14a, vector d nằm trong sector 1. Theo hiệu ứng bão hòa điện cảm thì luôn thu được hai giá trị I_{v1-max}, I_{v3-max} lớn nhất (có thể bằng nhau khi trục d ở 45°) tương ứng trên hai trục của vector V_1, V_3 . Do đó, vector trục d nằm trong sector tạo bởi hai vector này. Hình 15 thể hiện kết quả mô phỏng sự thay đổi điện cảm L_{di}, L_{qi} theo các vector V_i khi trục d ở vị trí 30° .



Hình 13. Lưu đồ thực hiện thuật toán ước lượng vị trí ban đầu rotor



Hình 14. Các trường hợp của vector d trong các sector

Trường hợp 2: vector d của nam châm trùng với một trong các vector $V_1 - V_4$. Trong Hình 14b, vector d trùng với vector V_1 . Kết quả là thu được ba dòng điện có biên độ lớn nhất gây bởi V_1, V_3, V_4 . Trong đó $I_{v1-max} > I_{v3-max} = I_{v4-max}$ do điện cảm $L_{d1} < L_{q3} = L_{q4}$. Vị trí ước lượng của vector d trùng với vector V_1 . Sự thay đổi điện cảm L_{di}, L_{qi} theo các vector V_i được thể hiện ở Hình 16.

4.2.2. Ước lượng vị trí chính xác bởi High frequency injection

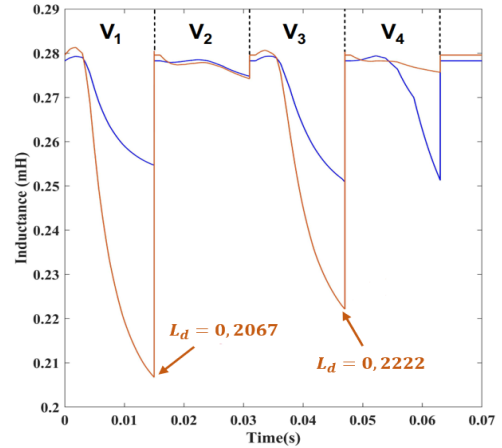
Sau khi có được thông tin sector chứa vector d của nam châm. Đưa một vector V_5 (biên độ giống với V_i) nằm chính giữa sector đó để gây bão hòa điện cảm tạo chênh lệch L_d, L_q .

Ví dụ như trong Hình 17, vị trí vector d nằm trong sector 1, vector V_5 nằm ở vị trí 45° hay $\frac{\pi}{4}$ để đảm bảo sự chênh lệch L_d, L_q được tạo ra ngay cả khi vector d nằm gần vector V_1 hay là vector V_3 .

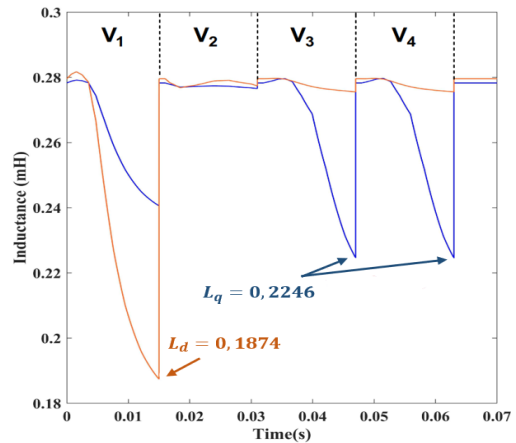
Khi đó, tiếp tục đưa vào hệ \widehat{dq} tín hiệu cao tần:

$$\begin{aligned} \hat{u}_{dh} &= U_h \cos(\omega_h t) \\ \hat{u}_{qh} &= 0 \end{aligned} \tag{13}$$

Dòng điện phản hồi \hat{i}_{dh} sau khi qua bộ lọc thông thấp chỉ chứa thông tin sai số vị trí $\Delta\theta$, sai số này được điều chỉnh về 0 bởi bộ điều khiển PI, khi đó giá trị góc $\hat{\theta}$ ước lượng chính xác ở đầu ra bộ PI. Giá trị ban đầu của khâu tích phân trong bộ điều khiển PI được đặt là giá trị vị trí của vector V_5 thay vì đặt bằng 0. Việc này nhằm đảm bảo góc $\hat{\theta}$ lệch với θ luôn nhỏ hơn 45° .



Hình 15. Điện cảm L_{di} (cam), L_{qi} (xanh dương) gây bởi vector $V_1 - V_4$.



Hình 16. Điện cảm L_{di} (cam), L_{qi} (xanh dương) gây bởi vector $V_1 - V_4$.

Tóm lại, quá trình ước lượng vị trí ban đầu của rotor được thực hiện theo hai giai đoạn. Giai đoạn 1, vị trí sector chứa vector d của nam châm được tính toán bởi Short Pulses Injection. Giai đoạn 2, thực hiện đưa vector điện áp V_5 (vị trí của vector này nằm chính giữa sector chứa vector d đã xác định ở giai đoạn trước) vào stator động cơ gây ra sự chênh lệch đáng kể L_d, L_q . Khi đó ước lượng chính xác vị trí rotor đượ thực hiện theo High Frequency Injection.

5. Kết quả

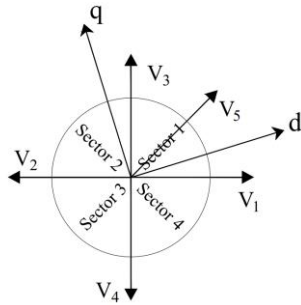
5.1. Kết quả ước lượng vị trí sector chứa vector d nam châm bởi Short pulses injection

Thực hiện ước lượng vị trí sector chứa vector d nam châm bằng cách đưa 4 xung $V_1 - V_4$. Dạng sóng các dòng điện phản

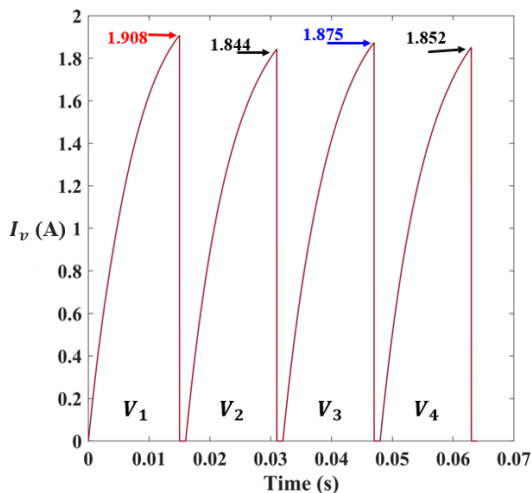
hồi $I_{v1} - I_{v4}$ đối với vị trí rotor ở 30° được thể hiện ở Hình 18. Có thể thấy dòng điện I_{v1} và I_{v3} có biên độ lớn nhất (I_1 lớn hơn do vector d nằm gần với vector V_1 hơn V_3), do đó vector d nam châm nằm giữa V_3 và V_1 trong sector 1.

Dạng sóng các dòng điện phản hồi $I_{v1} - I_{v4}$ khi vector d của nam châm ở vị trí 0° được biểu diễn ở Hình 19.

Hình 19 cho thấy dòng điện I_{v1} có biên độ lớn nhất, trong khi đó I_{v3} và I_{v4} có biên độ bằng nhau, lớn hơn dòng điện còn lại. Do đó vector d nam châm trùng với vector V_1 . Kết quả các dòng điện phản hồi đối với các vị trí khác của vector d đều phù hợp với lý thuyết đã được đề cập ở phần trên.



Hình 17. Vị trí vector V_5 .



Hình 18. Dạng sóng các dòng điện phản hồi $I_{v1} - I_{v4}$ khi rotor ở 30°

Tuy nhiên, sự khác nhau của các dòng điện phản hồi là khá nhỏ do sự đóng góp từ thông trên trục d của nam châm ít. Điều này gây ra hiệu ứng bão hòa điện cảm không rõ rệt (điện cảm thay đổi trên trục d theo các vector điện áp là nhỏ khi các vector này đổi chiều). Do đó cần có cảm biến dòng điện có độ phân giải cao.

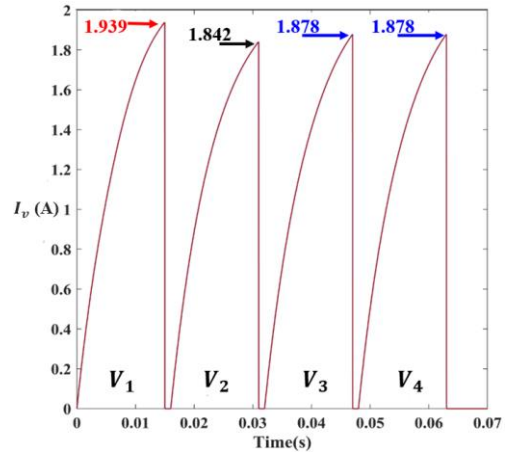
5.2. Kết quả ước lượng vị trí chính xác bởi High frequency injection

Sau khi có được thông tin vị trí sector chứa vector d của nam châm, ước lượng vị trí chính xác được thực hiện bởi phương pháp High Frequency Injection. Sơ đồ mô phỏng Matlab được thể hiện ở Hình 20.

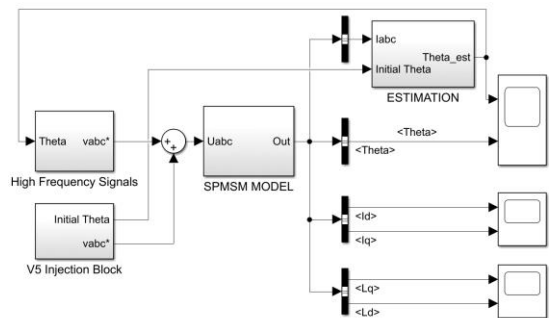
Vector V_5 được đưa vào stator để tạo ra chênh lệch L_d, L_q bởi khối "V5 Injection". Vị trí của vector V_5 cũng như giá trị ban đầu của khâu tích phân trong khối ESTIMATION được lấy ở chính giữa Sector chứa vector d của nam châm thực hiện ở giai đoạn thứ nhất.

Tín hiệu cao tần được đưa vào trục d ước lượng bởi khối "High Frequency signal" có biên độ là 10V, tần số 500Hz. Về cơ bản, giá trị biên độ tín hiệu này càng cao thì dòng điện phản hồi càng lớn, thuận tiện cho việc đo đạc và xử lý. Tuy nhiên, momen điện từ sinh ra cũng lớn theo làm cho rotor bị dịch chuyển càng nhiều. Tần số của tín hiệu cũng tương tự, giá trị tần số càng lớn, thời gian đáp ứng của dòng điện phản hồi càng nhanh tuy nhiên, tần số tín hiệu quá lớn lại trở nên không thực tế với các bộ biến tần hiện nay.

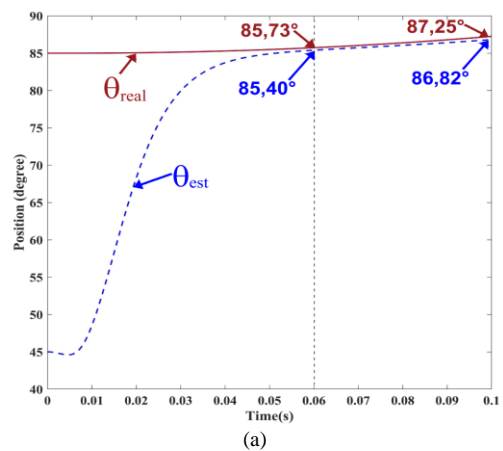
Kết quả đối với vị trí vector d ở 85° và 95° tương ứng với hai sector 1 và 2 được thể hiện ở Hình 21.



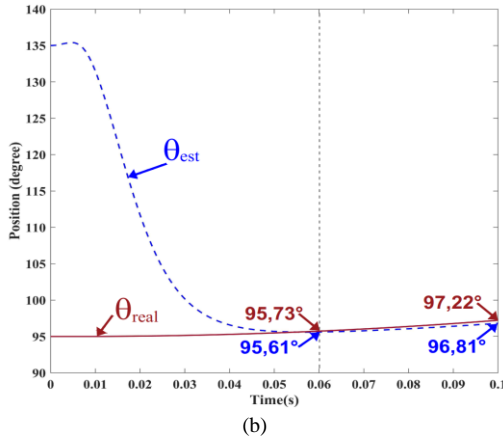
Hình 19. Dạng sóng các dòng điện phản hồi $I_{v1} - I_{v4}$ khi rotor ở 0°



Hình 20. Sơ đồ mô phỏng ước lượng vị trí chính xác bởi High frequency injection



(a)



Hình 21. Kết quả ước lượng vị trí rotor (θ thực - nét liền; θ ước lượng - nét đứt) (a) tại 85° và (b) tại 95°

Hình 21a cho thấy góc $\hat{\theta}$ ước lượng hội tụ về θ thực sau 0,06s, sai số vị trí $\approx 0,23^\circ$. Tại 0,1s sai số tăng lên $\approx 0,43^\circ$ do rotor bị dịch chuyển $2,25^\circ$ bởi vector V_5 . Hình 18b cho thấy sự thay đổi tương tự 18a, sau 0,06s góc $\hat{\theta}$ hội tụ về θ thực, sai số vị trí $\approx 0,12^\circ$. Tại 0,1s sai số giữa hai đại lượng này $\approx 0,41^\circ$. Do đó có thể chấp nhận dùng thuật toán tại 0,06s và đưa ra kết quả.

Các kết quả đối với các góc θ khác cũng cho thấy điều này. Vì vị trí ban đầu khâu PI được đặt ở chính giữa sector chứa vector d nên tính chất ước lượng của các sector là giống nhau. Do đó, trong bài báo này chỉ trình bày kết quả cuối cùng so sánh giữa $\hat{\theta}$ với θ ở các vị trí khác nhau trong sector 1 và được minh họa bởi Hình 22. Hình 22 cho thấy, khi vị trí góc θ càng gần vị trí chính giữa sector 1 thì sai số ước lượng giữa góc θ thực và góc $\hat{\theta}$ ước lượng càng nhỏ. Ngược lại thì sai số ước lượng càng lớn khi góc θ xa điểm này do vị trí rotor dịch chuyển do dòng điện gây bởi vector V_5 và bộ điều khiển PI phản ứng chậm. Do đó, có thể sử dụng các bộ điều khiển khác đáp ứng tốt hơn với sự dịch chuyển của rotor.

5.3. Tổng hợp kết quả hai giai đoạn của thuật toán ước lượng

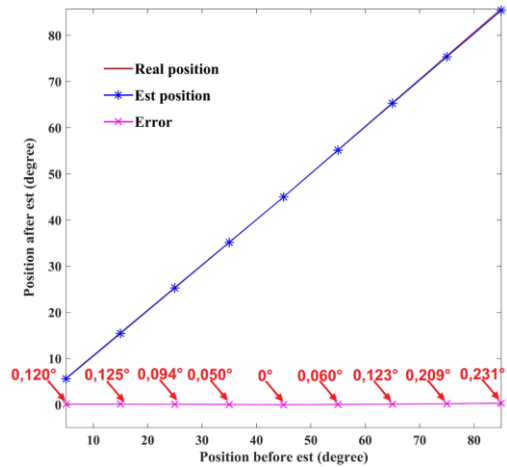
Thời gian thực hiện Short Pulses Injection là xấp xỉ 0,06s, thời gian thực hiện High Frequency Injection là 0,06s. Tổng thời gian để thực hiện cả hai giai đoạn là xấp xỉ 0,12s, sai số lớn nhất là nhỏ hơn $0,25^\circ$. So sánh với [13] sai số góc rotor ban đầu nhỏ hơn 7,5 lần ($1,875^\circ$). Hơn nữa khi so sánh với các nghiên cứu khác, điều kiện khắt khe là stator phải ở biên giới bão hòa khi không có dòng điện trong dây quấn cũng không cần đạt được. Đây là điểm mấu chốt làm cho phương pháp đề xuất trở nên thực tế hơn.

6. Kết luận

Bài báo này đã trình bày phương pháp ước lượng vị trí ban đầu của rotor trong động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu gắn trên bề mặt ứng dụng trong quạt trần. Đầu tiên bài báo đã trình bày mô hình động cơ và nguyên lý cơ bản của hai phương pháp ước lượng vị trí ban đầu là Short Pulses Injection và High Frequency Injection. Tiếp theo, bài báo đề xuất phương pháp tích hợp hai phương pháp trên. Đồng thời phân tích các đặc

điểm của động cơ mẫu, vốn có đặc tính không thuận lợi cho việc ước lượng theo một trong hai phương pháp đã nêu. Các đặc điểm đó chính là điện cảm trục d và trục q xấp xỉ nhau và mật độ từ thông do nam châm gây ra trên răng stator ở xa điểm bão hòa.

Sau đó, mô phỏng phương pháp dựa trên mô hình hóa động cơ mẫu trong MATLAB SIMULINK được thực hiện. Các kết quả mô phỏng cho thấy, quá trình thực hiện SHORT PULSES INJECTION cho kết quả chính xác để xác định vị trí của sector chứa trục d nam châm. Tuy nhiên, do từ thông do nam châm sinh ra nhỏ nên hiệu ứng bão hòa điện cảm trên trục d xảy ra không rõ rệt (điện cảm thay đổi trên trục d theo các vector điện áp là nhỏ khi các vector này đổi chiều). Điều này làm cho các dòng điện phản hồi tương ứng với các vector điện áp đưa vào khác nhau không lớn. Do đó cần có cảm biến dòng điện có độ phân giải cao.



Hình 22. Kết quả ước lượng vị trí với góc θ từ 5° đến 85°

Ở giai đoạn thứ hai, thực hiện High Frequency Injection, tuy sai số vị trí thực và ước lượng là nhỏ và thuật toán kết thúc sau 0,06s nhưng bộ điều khiển PI chưa đưa được sai số xác lập. Điều này xảy ra là do vị trí rotor thay đổi trong quá trình ước lượng khi phải đưa vector điện áp vào stator gây ra sự chênh lệch L_{dq} . Tuy nhiên sai số vẫn được cải thiện đáng kể so với các nghiên cứu trước. Đề xuất sử dụng bộ điều khiển khác có thể thích nghi tốt hơn với sự thay đổi mô hình như bộ điều khiển thích nghi (MRAS). Quan trọng nhất, bài báo đã giải quyết hai đặc điểm của động cơ mẫu gây khó khăn cho việc ước lượng.

Tài liệu tham khảo

- [1] Liu, Tingting and Chen, Guojin and Li, Shigang (2015) *Application of Vector Control Technology for PMSM Used in Electric Vehicles*, The Open Automation and Control Systems Journal, vol. 6, pp. 1334-1341.
- [2] T. Zhang, B. Liu and H. Zhang (2010) *Direct torque control of permanent magnet synchronous motor*, in Proceedings of the 29th Chinese Control Conference.
- [3] M. Okte and Sathans (2018), *Sliding-mode observer for estimating position and speed and minimizing ripples in rotor parameters of PMSM*, in 2018 2nd International Conference on Inventive Systems and Control (ICISC).
- [4] N. K. Quang, N. T. Hieu and Q. P. Ha (2014) *FPGA-Based Sensorless PMSM Speed Control Using Reduced-Order Extended Kalman Filters*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 61, no. 12, pp. 6574-6582.

- [5] Danyang Bao, Hong Wang, Xiaojie Wang, Chao Zhang (2018) *Sensorless Speed Control Based on the Improved Q-MRAS Method for Induction Motor Drives*, *Energies*, vol. 11, p. 235.
- [6] J. M. Liu and Z. Q. Zhu (2014) *Novel Sensorless Control Strategy With Injection of High-Frequency Pulsating Carrier Signal Into Stationary Reference Frame*, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 4, pp. 2574-2583.
- [7] S. Wang, K. Yang and K. Chen (2019), *An Improved Position-Sensorless Control Method at Low Speed for PMSM Based on High-Frequency Signal Injection into a Rotating Reference Frame*, *IEEE Access*, vol. 7, pp. 86510-86521.
- [8] B. Liu, B. Zhou, J. Wei, H. Liu, J. Li and L. Wang (2014), *A rotor initial position estimation method for sensorless control of SPMSM*, in *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*.
- [9] Zhiqiang Wang, Bo Yao, Liyan Guo, Xuefeng Jin, Xinmin, Huimin Wang (2020), *Initial Rotor Position Detection for Permanent Magnet Synchronous Motor Based on High-Frequency Voltage Injection without Filter*, *World Electric Vehicle Journal*, vol. 11, no. 7.
- [10] G. Bi, G. Wang, G. Zhang, N. Zhao and D. Xu (2020) *Low-Noise Initial Position Detection Method for Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor Drives*, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 12, pp. 13333-13344.
- [11] S. Zossak, M. Stultraiter, P. Makys and M. Sumega (2018) *Initial Position Detection of PMSM*, in *2018 IEEE 9th International Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives (SLED)*.
- [12] L. M. Gong and Z. Q. Zhu (2013) *Robust Initial Rotor Position Estimation of Permanent-Magnet Brushless AC Machines With Carrier-Signal-Injection-Based Sensorless Control*, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 49, no. 6, pp. 2602-2609.
- [13] Xuan Wu *, Hui Wang, Shoudao Huang, Keyuan Huang and Li Wang (2015) *Sensorless Speed Control with Initial Rotor Position Estimation for Surface Mounted Permanent Magnet Synchronous Motor Drive in Electric Vehicles*, *Energies*, vol. 8, no. 10, pp. 11030-11046.

DC bias elimination for Dual-Active-Bridge DC/DC converters using TMS320F28335

Duy-Dinh Nguyen^{1*}, Goro Fujita² and Kazuto Yukita³

¹Hanoi University of Science and Technology, Vietnam

²Shibaura Institute of Technology, Japan

³Aichi Institute of Technology, Japan

*Corresponding author E-mail: dinh.nguyenduy@hust.edu.vn

Abstract

This paper proposes an novel simple anti-bias modulation technique for single phase Dual-Active-Bridge DC/DC converters. When a pulsating load occurs, the control efforts of the controller lead to sudden changes in the phase shift. In turn, this cause a momentary unbalance in the positive and negative volt-second product of the transformer. As a consequence, DC bias in the transformer current appears and takes some time to vanish. By some small changes in the setting of the pulse-width-modulation modules of the digital-signal-processor, the bias can be completely eliminated. Theoretical analysis and experimental results show that, it takes only a half of one switching period to remove the bias caused by a pulsating load change without the need of a high sampling speed or any complicated measurements or feedback.

Keywords: Dual-Active-Bridge DC/DC converter; DC bias elimination; transformer saturation; phase shift modulation; TMS320F28335

Symbols

Symbols	Units	Description
B	T	Flux density
ψ	radian	Phase shift angle
λ	Weber	Volt-second product
ω_s	V	switching frequency in rad/s
A_c	m^2	Cross-section are of the core
N_1	Turns	Number of turns of pri. winding
L_k	H	leakage inductance
σ	p.u.	Inductance ratio

Abbreviations

DAB	Dual-Active-Bridge
ePWM	enhanced Pulse Width Modulation
SPS	Single Phase Shift
TBCTR	Timer-based Counter
TBPHS	Timer-based Phase Shift
TBPRD	Timer-based Period
CMPx	Compare x ($x \in A, B$)

Tóm tắt

Bài báo này đề xuất một phương pháp đơn giản để loại bỏ thành phần quá độ một chiều trong đáp ứng dòng điện của bộ biến đổi lưỡng cầu một pha. Khi tải thay đổi đột ngột với biên độ lớn, bộ điều khiển thường cố gắng tác động nhanh để ổn định dòng điện (điện áp) tải. Biến điều khiển (góc dịch pha) do đó cần được thay đổi với số gia

lớn. Tuy nhiên, việc này gây ra sự mất cân bằng trong việc từ hóa máy biến áp do thành phần một chiều xuất hiện trong dòng điện và cần một khoảng thời gian để suy giảm về không. Trong bài báo này, một kỹ thuật đơn giản dựa trên việc tinh chỉnh cài đặt các mô-đun điều chế độ rộng xung của vi điều khiển TMS320F28335 được trình bày. Nhờ có kỹ thuật đó, thành phần quá độ một chiều được loại bỏ hoàn toàn trong chỉ trong một nửa chu kỳ đóng cắt mà không cần thêm cảm biến hay tăng tốc độ lấy mẫu. Hiệu quả của kỹ thuật đề xuất được kiểm chứng thông qua phân tích toán học và thực nghiệm.

1. Introduction

As already discussed in many articles [1, 2], Dual-Active-Bridge (DAB) converters have many interesting features, such as: isolated and bidirectional power transmission, inherited soft-switching, high power density, high efficiency, etc. Among those, simple control structure is a very important characteristics that make DAB converter an attractive topology for industry applications. Conventionally, handling the power flow of a DAB converter requires only one phase shift variable. This method, which is called the Single-Phase-Shift (SPS) technique, uses 180 degree conduction mode in both inverters, and shifts the output voltage of one inverter prior or posterior that of the other.

Although very simple and robust, SPS modulation also has some drawbacks, such as narrow soft-switching area, high circulating current, limited voltage range, DC-bias in transformer current, etc. Many advanced control method have been pub-

lished to solve these problems, such as Enhanced-Phase-Shift (EPS) [3, 4, 5], Dual-Phase-Shift (DPS) [6, 7, 8] and Triple-Phase-Shift (TPS) [9, 10, 11]. Those techniques are proposed mainly to deal with extending the soft-switching area of the converter. However, there are few researches on dealing with the latter one, DC-bias in transformer current.

The DC bias may be caused due to several reasons such as: unbalance gate signal due to different propagation delay time of drivers, unequal voltage drop or different rise/fall time of switching devices, pulsating load change, etc. [12, 13, 14, 15, 16, 17]. The DC-bias appears in the transformer (and the external inductor, if any) can make the devices saturated. The DC-bias also introduces unwanted additional dissipation on the magnetic device as heat due to the increment of core loss. It can also causes excessive current stress on switching devices. Therefore, it is necessary to eliminate the DC-bias.

Some causes of the DC-bias such as unbalance gate signal, unequal power electronic device parameters, etc. can be avoided by hardware optimization, for example, by choosing the devices from the same production lots, reducing the number of driving stages (e.g., using isolated gate driver instead of normal gate driver and digital isolators), etc. Nevertheless, hardware optimization cannot help to remove the DC-bias caused by pulsating load changes. When a pulsating load occurs, the control efforts of the controller lead to sudden changes in the phase shift. In turn, this cause a momentary unbalance in the positive and negative volt-second products of the transformer. As a consequence, DC bias in the transformer current appears and takes some time to vanish that, beside the aforementioned effects, slows down the dynamics of the overall system.

A blocking capacitor may be the easiest way to block the DC component of transformer currents, however, at the price of additional volume, cost and loss to the system. Ortiz *et.al.* in [12] summarized some active/passive methods to suppress the bias based on actual flux measurement. Nevertheless, external circuits must be used that adds complexity and reduces the system reliability. In contrary, the approaches proposed in [13, 14, 15] aiming to deal with the DC-bias caused by pulsating load change were based on advancing the modulation pattern or control algorithm. The switching period was discretized into sub-periods in [13] to allow fine-tuning of the switching pattern. However, this requires very high sampling frequency that may not applicable in many cases. The technique proposed in [14] was dedicated for EPS-modulated DAB converter but also applicable for SPS-modulated one. However, it requires to modify the modulation of all legs to deal with the bias. Moreover, there is a division in the calculation of new modulation parameters that leads to the possibility of a division-by-zero error when voltages at both sides are equal. The anti-bias strategy reported in [15] seems simpler than the two previous techniques. Although it can suppress the DC-bias in a half of one switching period, it needs a sampling speed of two times faster than the switching frequency.

From another aspect, all proposed modulation algorithms must be undertaken in a processor platform. The effect of anti-bias techniques depends strongly on the updating mechanism of the modulators of the processor. However, that issue is not discussed in all of the aforementioned articles. Let us take the prevailing 32-bit DSP TMS320F28335 from Texas Instrument for instance, when the phase shift modulation mode is implemented for its PWM modules, any updates of modulation

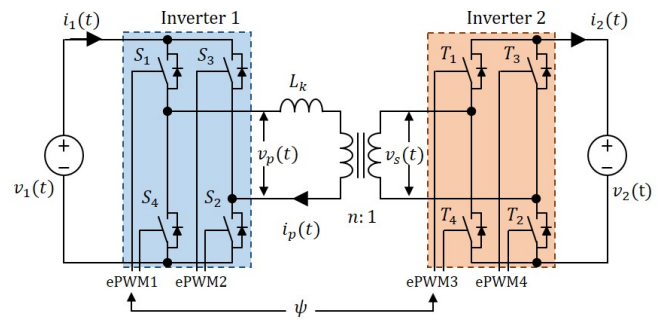


Figure 1: Dual-Active-Bridge DC/DC converter.

parameters are written to the corresponding registers at the end of current switching period [18]. All changes made in prior of that instant have no effects. Consequently, some of the above techniques may no longer be applicable.

This paper proposes a simple technique to eliminate the DC-bias caused by pulsating load change. The approach is to balance the volt-second product (i.e. the flux linkage) of the transformer. The control platform utilized in this research is a TMS320F28335 DSP. The relationship between the DC-bias creation and the updating mechanism of PWM modules of the DSP is revealed and used for modifying the modulation pattern appropriately. As will be seen later, the bias is suppressed in just a half of one switching cycle like that reported in [15]. However, the sampling speed required by the technique proposed in this paper is just as high as the switching frequency. Furthermore, while in [15], all four modulators need to be modified to suppress the bias, only one module is adjusting here. No complicated calculation is carried out. The proposed algorithm can thus be deployed as an additional post-processing procedure before passing to the PWM modules.

This paper is structured as follows: Section 2 describes the SPS implementation and operation on TMS320F28335, from that, equations to model the flux linkage are derived; Section 3 explains the creation of DC-bias when pulsating load change occurs; method to eliminate the bias is proposed in Section 4; experimental results are presented in Section 5 to confirm the validity the method; and finally, pros. and cons. of the proposed technique are provided in Section 6.

2. Phase shift modulation of DAB converter on TMS320F28335 DSP

A typical DAB converter has two inverters and one high frequency transformer located in the middle for isolation and voltage matching as depicted in Figure 1. There are four MOSFET (or IGBT) legs switching at the same frequency. In order to handle the power flow in the converter, the most popular and simplest method is the single-phase-shift (SPS) technique which controls the phase displacement between output voltages of the two inverters. A positive phase displacement implies a forward power transmission and vice versa.

As mentioned before, a 32-bit DSP TMS320F28335 from Texas Instrument is utilized to control the operation of the system. Four enhanced pulse-width-modulation (ePWM) modules are used, ePWM1 and ePWM2 are dedicated for two legs of Inverter 1 (the sending side); and ePWM3 and ePWM4 are for Inverter 2 (the receiving side). They are configured for

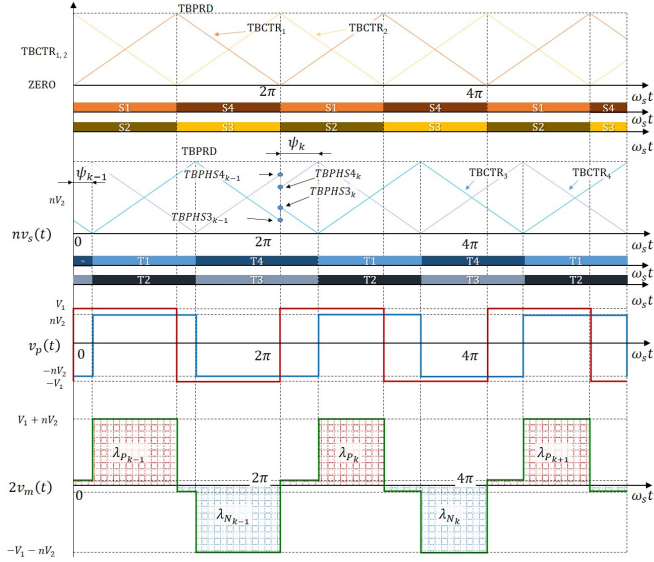


Figure 2: Theoretical waveforms by the original SPS modulation.

functioning the SPS modulation as follows :

- Up-down counting mode;
- Complementary outputs for each leg;
- ePWM1 is the master module, the other three are slaves;
- Phase shift modulation mode is enable;
- Synchronization is at TBCTR1 = zero;
- ePWM2 and ePWM4 are 180 degrees shifted from ePWM1 and ePWM3, respectively;
- ePWM3 is ψ degrees shifted from ePWM1.
- All set at ZRO (TBCTR x = ZERO) and clear at PRD (TBCTR x = TBPRD), where TBCTR x ($x \in [1, 4]$) is the counting register of the corresponding ePWM module; and TBPRD is the period register (same for all modules);
- "Do nothing" at TBCTR x = CMPA x and TBCTR x = CMPB x events, where CMPA x and CMPB x ($x \in [1, 4]$) are the counting-compare registers A and B of the corresponding ePWM module.

Table 1 summarizes the setting of the Action-Qualifier Output registers of all ePWM modules. Because of this setting, output voltages $v_p(t)$ and $v_s(t)$ of the two inverters have the two-level, square-wave forms and ψ degrees shifted from each other; where ψ is the phase shift variable. Figure 2 demonstrates the theoretical waveforms of two consecutive switching periods. Considers the simplified, primary-referred equivalent circuit diagram depicted in Fig. 3, where L_{k_1} and L_{k_2} are the total inductance of the primary and secondary sides, respectively; L_m is the magnetizing inductance.

Table 1: Configuration of Action-Qualifier Output x registers.

Event	Setting	Note
TBCTR x = CAU	Do nothing	TBCTR x = CMPA at counting up
TBCTR x = CAD	Do nothing	TBCTR x = CMPA at counting down
TBCTR x = CBU	Do nothing	TBCTR x = CMPB at counting up
TBCTR x = CBD	Do nothing	TBCTR x = CMPB at counting down
TBCTR x = ZRO	Set	TBCTR x = zero
TBCTR x = PRD	Clear	TBCTR x = period

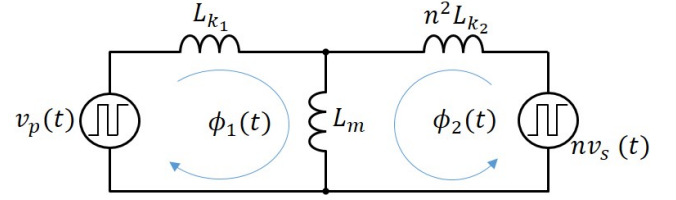


Figure 3: Equivalent circuit diagram.

L_m is usually omitted because it is much greater than the total series inductance referred to the primary side (i.e. $L_k = L_{k_1} + n^2 L_{k_2}$, n is the transformer turns ratio). Here, L_m is kept in the diagram aiming to consider the voltage-second balance of the transformer.

The voltage across the magnetizing inductor can be yielded as:

$$v_m(t) = \frac{L_{k_1}}{L_{k_1} + n^2 L_{k_2}} \left(\frac{n^2 L_{k_2}}{L_{k_1}} v_p(t) + n v_s(t) \right) \quad (1)$$

Let σ be the ratio between the inductances:

$$\sigma = \frac{n^2 L_{k_2}}{L_{k_1}}, \quad (2)$$

Since $v_m(t)$ is the derivative of the total flux linkage in the core with respect the time t , (1) can be expressed as:

$$\frac{d\lambda(t)}{dt} = v_m(t) = \frac{1}{1 + \sigma} (\sigma v_p(t) + n v_s(t)) \quad (3)$$

where n is the turns ratio, $N_1 = nN_2$; N_1 and N_2 are the number of turns of the primary and secondary windings respectively. The waveform of $v_m(t)$ is illustrated in Figure 2 for the case $\sigma = 1$ (i.e. no external series inductors at both sides). Since $v_p(t)$ and $v_s(t)$ depend on the switching state of the converter, it is worth to consider each state to determine the voltage-second product in each switching half cycle.

Let ψ_{k-1} be the phase shift at the $(k-1)^{th}$ switching period (corresponding to the value $TBPHS3_{k-1}$ of the phase shift register TBPHS3):

$$TBPHS3_{k-1} = \frac{\psi_{k-1}}{\pi} \times TBPRD3$$

From (3) and Fig. 2, the positive and negative volt-second products of the magnetizing inductance are determined by:

$$\begin{cases} \lambda_{p_{k-1}} = \frac{1}{\omega_s(1 + \sigma)} \left[(\sigma V_1 + nV_2) \pi - 2nV_2 \psi_{k-1} \right] \\ \lambda_{N_{k-1}} = -\frac{1}{\omega_s(1 + \sigma)} \left[(\sigma V_1 + nV_2) \pi - 2nV_2 \psi_{k-1} \right] \end{cases} \quad (4)$$

where ω_s is the switching frequency in radian-per-second. Since the summation of $\lambda_{p_{k-1}}$ and $\lambda_{N_{k-1}}$ is zero, the flux in the core is balanced. The peaks of flux density are then calculated by (5):

$$\begin{aligned} B_{pk,p_{k-1}} &= -B_{pk,n_{k-1}} = \frac{\lambda_{p_{k-1}}}{2N_1 A_c} \\ &= \frac{1}{2N_1 A_c \omega_s (1 + \sigma)} \left[(\sigma V_1 + nV_2) \pi - 2nV_2 \psi_{k-1} \right] \end{aligned} \quad (5)$$

where $B_{pk,p_{k-1}}$ and $B_{pk,n_{k-1}}$ are the positive and negative peaks of flux density at the $(k-1)^{th}$ switching cycle, respectively; and A_c is the cross section area of the magnetic core.

3. The creation of DC-bias

When a load change occurs, the controller will react to maintain the output current or voltage depending on the objective of the control system. In either cases, the phase shift ψ is likely to change. The faster dynamic of the close-loop system, the higher amplitude of the change of ψ . At the beginning of the k^{th} switching period, the new phase shift value of ψ_k is calculated then sent to the modulators and from there, corresponding PWM signals are sending to the driver system.

Obviously, the refreshing rate of ψ is the sampling frequency, however, the updating rate of the modulators of TMS320F28335 is the switching frequency. The registers of the modulators are reloaded with new values from shadow registers at the end of the current switching period [18]. The use of shadow registers allows synchronized update with the hardware. Indeed, one can use the "Immediate Load" setting to immediately write the new values to registers. However, this may lead to corruption operation or malfunction of the system due to asynchronous register modification by software. More importantly, this function is not applicable in the "Phase Shift Modulation Mode". In the phase shift mode, all register updates of slavery ePWM modules are synchronized with the master module (ePWM1) at, for example, the event of TBCTR1 = ZERO.

The synchronous update effect is illustrated in Figure 2. When TBCTR1 equals to zero at counting down ($\omega_s t = 2\pi$), all phase shift registers are reloaded with new values regardless of the writing request instants from the system. Registers TBPHS3 and TBPHS4 (the phase shift registers of ePWM3 and ePWM4, respectively) are updated with the new value of $TBPHS3_k$ and $TBPHS4_k$, respectively:

$$\begin{cases} TBPHS3_k &= \frac{\psi_k}{\pi} \times TBPRD3 \\ TBPHS4_k &= \left(1 + \frac{\psi_k}{\pi}\right) \times TBPRD4 \end{cases}$$

Consequently, the volt-second products of the k^{th} switching cycle are:

$$\begin{cases} \lambda_{P_k} &= \frac{1}{\omega_s(1+\sigma)} \left[(\sigma V_1 + nV_2) \pi - 2nV_2 \psi_k \right] \\ \lambda_{N_k} &= -\frac{1}{\omega_s(1+\sigma)} \left[(\sigma V_1 + nV_2) \pi - 2nV_2 \psi_k \right] \end{cases} \quad (6)$$

The new peak flux densities are yielded as (7) and (8):

$$\begin{aligned} B_{pk,pk} &= B_{pk,n_{k-1}} + \frac{\lambda_{P_k}}{N_1 A_c} \\ &= \frac{1}{2N_1 A_c \omega_s (1+\sigma)} \left[(\sigma V_1 + nV_2) \pi - 2nV_2 \psi_{k-1} - 4nV_2 \Delta\psi \right] \\ &= B_{pk,p_{k-1}} - \frac{2nV_2}{N_1 A_c \omega_s (1+\sigma)} \Delta\psi \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} B_{pk,n_k} &= B_{pk,p_k} + \frac{\lambda_{N_k}}{N_1 A_c} \\ &= -\frac{1}{2N_1 A_c \omega_s (1+\sigma)} \left[(\sigma V_1 + nV_2) \pi - 2nV_2 \psi_{k-1} \right] \\ &= B_{pk,n_{k-1}} \end{aligned} \quad (8)$$

where B_{pk,p_k} and B_{pk,n_k} are the positive and negative peaks of flux density at the k^{th} switching cycle; and $\Delta\psi$ is the deviation of the phase shift, $\Delta\psi = \psi_k - \psi_{k-1}$.

From (7) and (8), assumes that the phase shift is increasing, i.e. $\Delta\psi > 0$, the positive peak flux density decreases compared to that of the $(k-1)^{th}$ cycle, whereas the negative peak stays the same. This phenomenon is demonstrated in the $B-H$ frame in Fig. 4 for the case $\Delta\psi > 0$. Obviously, a bias in flux density is caused and the flux becomes unbalanced.

4. Flux balancing method

4.1. Approach

Let ΔB be the bias flux density, from (7), ΔB is defined as:

$$\Delta B = \frac{2nV_2}{N_1 A_c \omega_s (1+\sigma)} \Delta\psi \quad (9)$$

Notes that, flux is unbalanced when the summation of B_{max_k} and B_{min_k} is other than zero. This notation suggests an idea that, the flux in the core can be balanced by adding a half of the biased flux to both peaks of the flux density. From a geometrically view, if the B-H trajectory in Fig. 4 is shifted upward a half of the biased flux calculated by (9), the flux in the core will become balanced.

This means the positive volt-second product λ_{P_k} needs to be modified as (10) while λ_{N_k} remains unchanged.

$$\begin{aligned} \lambda_{P_k}^* &= \lambda_{P_k} + \frac{N_1 A_c \Delta B}{2} \\ &= \lambda_{P_k} + \frac{nV_2}{1+\sigma} \times \frac{\Delta\psi}{\omega_s} \end{aligned} \quad (10a)$$

$$= \lambda_{P_{k-1}} - \frac{nV_2}{1+\sigma} \times \frac{\Delta\psi}{\omega_s} \quad (10b)$$

$$= \frac{1}{\omega_s(1+\sigma)} \left[(\sigma V_1 + nV_2) \pi - 2nV_2 \psi_{k-1} - nV_2 \Delta\psi \right] \quad (10c)$$

By doing so, the positive and negative peaks of flux density becomes (11).

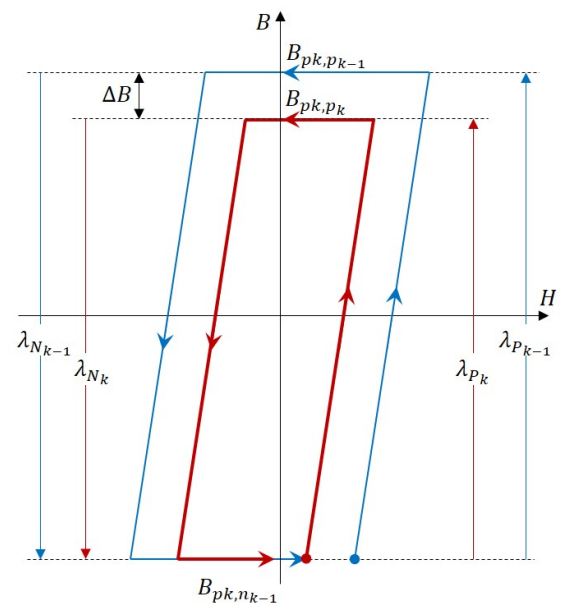


Figure 4: B-H trajectory when a step phase shift change occurs.

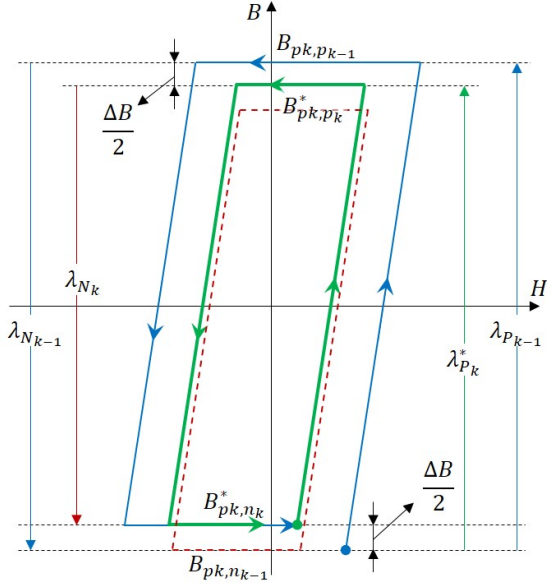


Figure 5: B-H trajectory when the proposed method is applied.

$$\begin{aligned}
 B_{pk,p_k} &= -B_{pk,n_k} = \frac{\lambda_{P_k}^*}{2N_1A_c} \\
 &= \frac{1}{N_1A_c\omega_s(1+\sigma)} \left[(\sigma V_1 + nV_2)\pi - 2nV_2\psi_{k-1} - nV_2\Delta\psi \right]
 \end{aligned} \quad (11)$$

Fig. 5 demonstrates the effect of above volt-second product adjustment. As shown, the bias disappears and the flux unbalance no longer exists.

4.2. Implementation

In order to implement the proposed adjustment on the volt-second products, the setting of ePWM modules is slightly changed. Two cases are considered individually: $\Delta\psi > 0$ and $\Delta\psi < 0$.

4.2.1. Phase shift increases

Geometrically, the second part of (10a) and (10b) can be seen as the area of a rectangle with the length of $\frac{\Delta\psi}{\omega_s}$ and the height of $\frac{nV_2}{1+\sigma}$. This area can be removed from $\lambda_{P_{k-1}}$ as (10a) by making the secondary winding voltage $v_s(t)$ zero in exactly $\frac{\Delta\psi}{\omega_s}$ seconds. There are several methods to clamp $v_s(t)$ to zero, the easiest way is forcing an overlapping in the modulation of two legs of Inverter 2 as demonstrated in Figure 6. As shown in Figure 6, at the beginning of the k^{th} switching cycle, TBPHS3 is updated with the new phase shift value of $TBPHS3_k$ corresponding to the new phase shift ψ_k as normal. Afterward, TBPHS3 starts counting down. When TBPHS3 reaches $TBPHS3_{k-1}$, T_1 should be turned on while T_3 should remain its on state. Because T_1 and T_4 are complementary, as T_1 switches on, T_4 does off. Thus, the gate signals of the transistors T_1 and T_3 become overlapping that clamp output voltage of Inverter 2 to zero. When TBPHS3 reaches zero and TBPHS4 is at peak (equals to TBPRD), T_1 should remain its

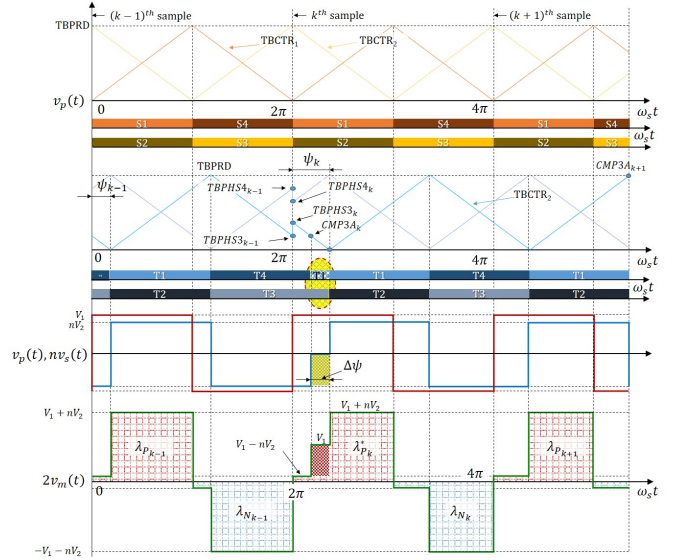


Figure 6: Waveforms by the proposed modulation method when the phase shift increases.

on state whereas T_3 should be turned off to set T_2 on. This ends the zero volt sub-period of $v_s(t)$ and starts the positive output voltage interval of Inverter 2. The width of this period is

$$\frac{TBPHS3_k - TBPHS3_{k-1}}{TBPRD3} \times \pi$$

which is exactly equal to $\Delta\psi$.

The key of this algorithm is to toggle T_1 (and thus, T_4) at the event $TBCTR3 = TBPHS3_{k-1}$ when counting down. This can be accomplished by using the duty cycle variation mode together with phase shift modulation as follows: assigning the CMPA (counter-compare A) register by $(TBPHS3_k - TBPHS3_{k-1})$ and allowing ePWM3 outputs to toggle at the event $TBCTR3 = CMP3A$ at counting down to turn T_1 on earlier. If there is no actions at $TBCTR3 = CAU$ (counting up), the zero interval appears only in the first half of the k^{th} switching cycle. As a result, the volt-second product of the k^{th} period is modified as desired. If the phase shift remains unchanged in the next sampling period (i.e. $(k+1)^{th}$), the normal SPS modulation should be undertaken. Therefore, CMP3A is assigned as $(TBPRD + 1)$ to disable the toggle action at the event $TBCTR3 = CMP3A$.

The output is still cleared when $TBCTR3 = PRD$, thus, it is no need to do any actions when $TBCTR3 = ZRO$. Table 2 summaries the new configuration of ePWM3 module. Setting of other ePWM modules remain unchanged.

4.2.2. Phase shift decreases

When the phase shift decreases, $\Delta\psi$ is negative. If the above algorithm is applied, a negative value is assigned to CMP3A register. This causes no effect on creating the overlapping interval of the gate signals. Hence, the algorithm needs to be revised for this case.

The switching strategy for this case is illustrated in Figure 7. After a normal synchronized update at the beginning of the k^{th} cycle, TBPHS3 counts down to reach zero. Normally, T_4 is toggled at that event, however here, T_4 should remain on. Thus, the set action at $TBCTR3 = ZRO$ should be disable to avoid a turn-on at this event. At the same time, in the other leg, T_3

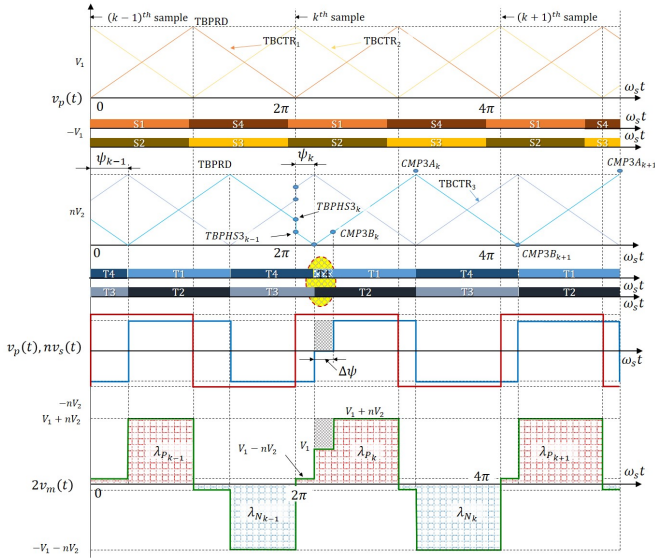


Figure 7: Waveforms by the proposed modulation method when the phase shift decreases.

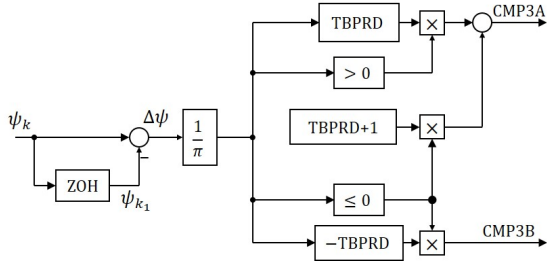


Figure 8: Implementation of the proposed scheme.

goes off and T_2 turns on. The overlapping of T_4 and T_2 helps to clamp $v_s(t)$ to zero. When $TBPHS3$ equals to $(TBPHS3_{k-1} - TBPHS3_k)$ at counting up, T_4 (and thus T_1) is toggled to end the zero volt interval of $v_s(t)$. The width of this period is

$$\frac{TBPHS3_{k-1} - TBPHS3_k}{TBPRD3} \times \pi$$

which is exactly equal to $\Delta\psi$ as expected.

5. Experimental Results

In order to toggle T_1 and T_4 when $TBCTR3 = (TBPHS3_{k-1} - TBPHS3_k)$ at counting up as mentioned above, duty cycle variation is also used together with the conventional SPS. Since

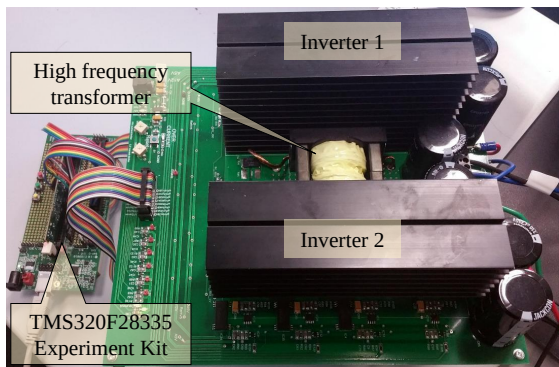


Figure 9: Laboratory-scaled experiment system.

Table 2: Configuration of Action-Qualifier Output 3 registers when $\Delta\psi > 0$.

Event	Old	New	Notes
TBCTR3 = ZERO	Set	Set	N/A
TBCTR3 = TBPRD	Clear	Clear	N/A
TBCTR3 = CAU	Do Nothing	Do Nothing	N/A
TBCTR3 = CAD	Do Nothing	TOGGLE	(i)
TBCTR3 = CBU	Do Nothing	Do Nothing	N/A
TBCTR3 = CBD	Do Nothing	Do Nothing	N/A

Note: (i): $CMPA = \begin{cases} \psi_k - \psi_{k-1} \times TBPRD, & \text{if } \Delta\psi > 0 \\ TBPRD + 1, & \text{if } \Delta\psi \leq 0 \end{cases}$

Table 3: Configuration of Action-Qualifier Output 3 registers

Event	Old setting	New setting	Notes
TBCTR3 = ZERO	SET	Do nothing	N/A
TBCTR3 = TBPRD	CLEAR	CLEAR	N/A
TBCTR3 = CAU	Do nothing	Do nothing	N/A
TBCTR3 = CAD	Do nothing	TOGGLE	(i)
TBCTR3 = CBU	Do nothing	SET	(ii)
TBCTR3 = CBD	Do nothing	Do nothing	N/A

(ii): $CMPB = \begin{cases} \psi_{k-1} - \psi_k \times TBPRD, & \text{if } \Delta\psi < 0 \\ 0, & \text{if } \Delta\psi \geq 0 \end{cases}$

the register $CMPA$ has been used for the previous case, $CMPB$ (counter-compare B) register is employed instead. Accordingly, $CMP3B$ is assigned as $(TBPHS3_{k-1} - TBPHS3_k)$, and ePWM3 output is set when $TBCTR3 = CMP3B$ at counting up. Notes that, ePWM3 has already been set to toggle at $TBCTR3 = CMP3A$ at counting down, if $CMP3A$ is smaller than $CMP3B$, this may cause spurious operation of ePWM3. Hence, $CMPA3A$ is assigned to be $TBPRD+1$ to disable the toggle action at $TBCTR3 = CMP3A$. In the consecutive sampling instant, if the phase shift is not changing, T_1 and T_4 should be toggled at $TBCTR=ZRO$ as normal. However, since that action has been disable, $CMP3B$ is thus assigned as zero to re-enable the action in an alternative way. Finally, combined with the previous setting, Table 3 summaries the old and new configurations of ePWM3 module. Those setting must be undertaken at system initialization of the DSP.

The implementation is very simple as depicted in Fig. 8. The deviation of phase shift $\Delta\psi$ is calculated and compared to zero for its polarity. Then, from that, the new value of registers $CMP3A$ and $CMP3B$ are calculated and assigned. Notes that, when there is no phase shift deviation in two consecutive switching periods, $\Delta\psi = 0$, $CMP3A = TBPRD+1$ and $CMP3B = 0$ and the normal SPS modulation is conducted.

It can be seen from Fig. 8 and Table 3 that, neither voltage nor current feedback are required. The phase shift deviation is the only necessary information for the above technique. Its deployment is as simple as an additional post-processing procedure of the phase shift before passing to the modulation modules. No new variables or complicated computation are

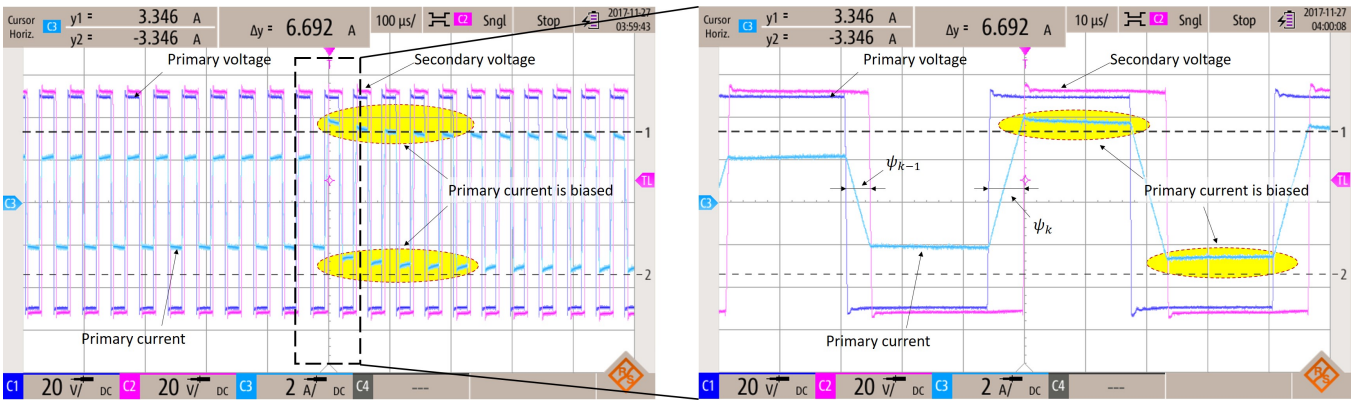


Figure 10: ψ increases, original SPS modulation.

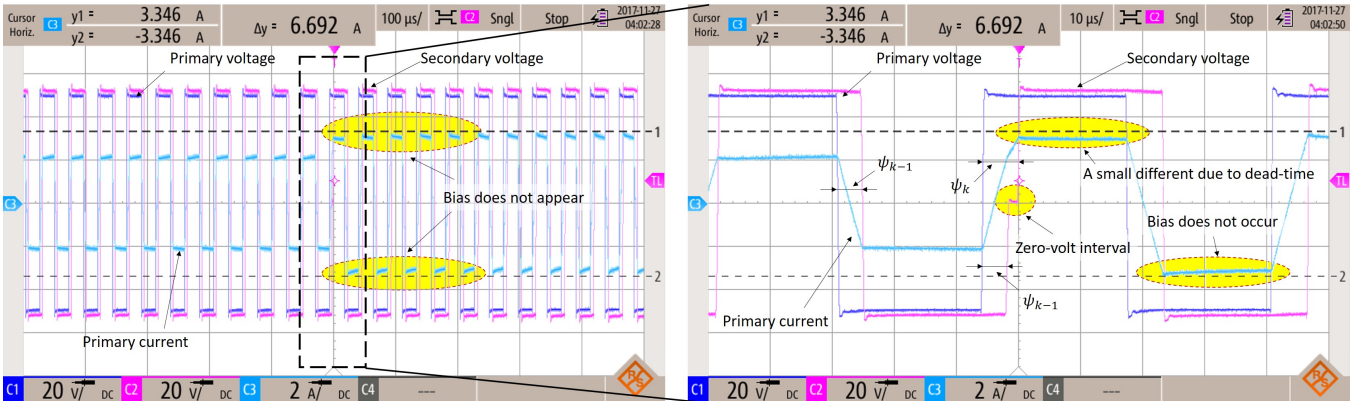


Figure 11: ψ increases, proposed modulation method.

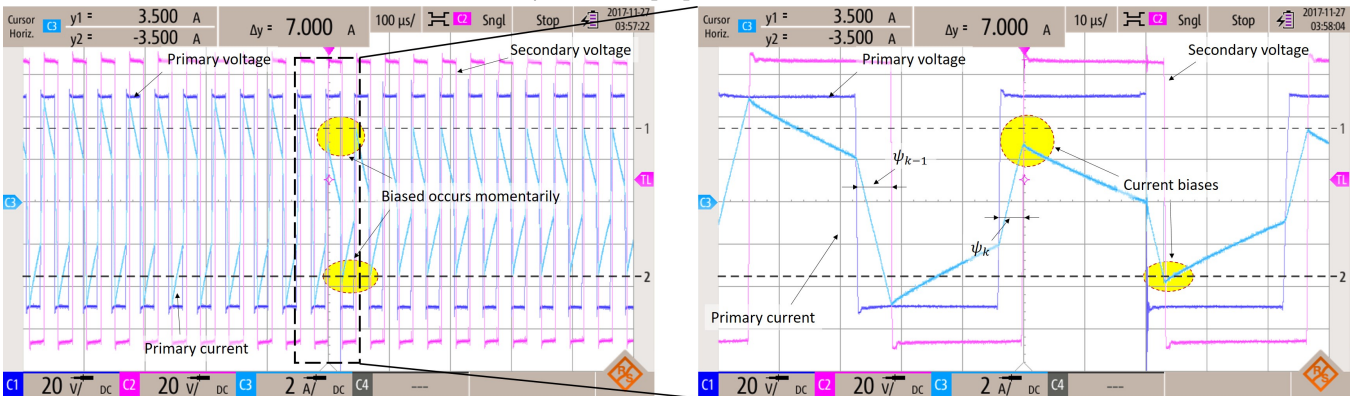


Figure 12: ψ decreases, original SPS modulation.

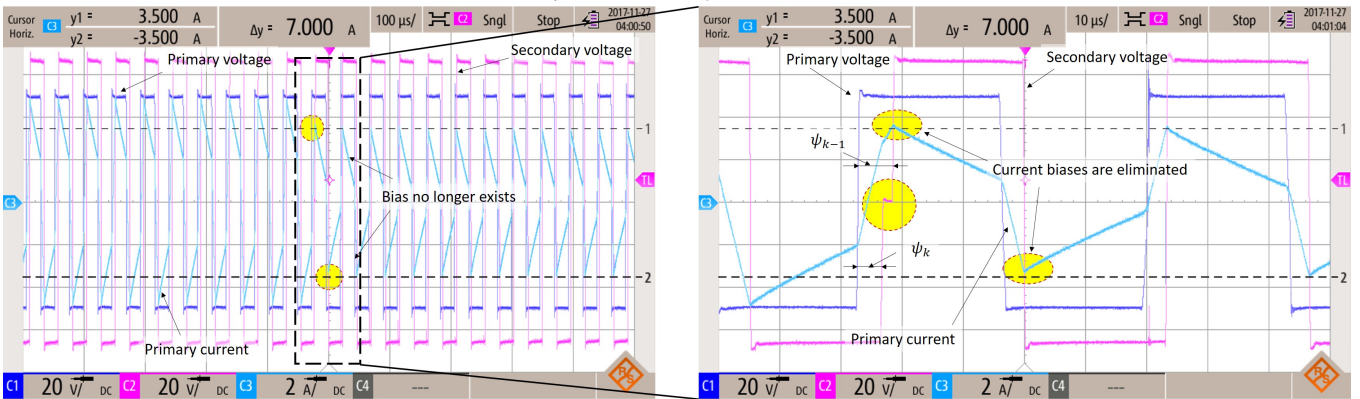


Figure 13: ψ decreases, proposed modulation method.

required. Although four ePWM modules are modulated, only ePWM3 is modified in the run-time for the proposed anti-bias strategy, whereas the setting listed in Table 3 is made at system

initialization.

Fig. 9 shows the experiment system used in this study. The switching frequency is 20 kHz and the dead-time is 1 μ s. A

programmable power supply is connected to the DC side of Inverter 1. The input voltage is fixed at 50 V. A 30 Ω resistive load absorbs the transferred power at the DC side of Inverter 2. The transformer has two windings wound on an ETD54/28/19 ferrite core. Shell-typed winding method is used to achieve a high leakage inductance of 90 μ H. Since no external inductors is needed, the value of σ is 1. The magnetizing inductance is 1.5 mH and the total AC resistance referred to the primary side, measured at 20 kHz is 50 m Ω . [Table 4 lists some main parameters of the system.](#)

A TMS320F28335 experiment kit from Texas Instrument is used to control the system. The setting of the modules ePWM1, 2 and 4 are described in Section 2. Configuration of ePWM3 is as listed in Table 3. Sampling rate is the same as the switching frequency (i.e. 20 kHz). As mentioned above, any changing request in the phase shift from the controller have no effects until the end of the modulation period. Therefore, a sampling rate higher than the switching frequency has no meaning in this circumstance.

5.1. Phase shift increases

Two experiments are conducted: phase shift increases and phase shift decreases. As for the first experiment, the phase shift is initially set at 30 degrees. Consequently, output voltage is about 51.5 V, and transferred power is about 90 W. After some time, the phase shift is suddenly stepped up to 45 degrees. After the transient period, the output voltage is 66.6 V and output power is 150 W. A four-channel, isolated RTH1004 oscilloscope from Rohde & Schwarz is utilized to measure the primary and secondary voltages and currents to examine the bias creation with and without the proposed modulation technique. Figure 10 shows the waveforms obtained with the normal SPS modulation.

As shown in Figure 10, the primary current is well balance before the phase shift increment instant. Since the voltage conversion ratio is almost 1:1, the current has the trapezoidal shape. At the k^{th} switching cycle, the phase shift increases from ψ_{k-1} to ψ_k , the output voltage, however, cannot rise that rapidly as the current shape still has the trapezoidal form. In contrary, the current amplitude changes immediately. The positive peak increases from about 2 A to 4 A, whereas the negative-peak decreases from about -2 A to -2.7 A. Obviously, the current is biased. After about 4 switching cycles (i.e. 200 μ s), the bias vanishes and both peaks settle down at ± 3.35 A. If the current amplitude is big, that amount of time might be enough to damage the switching devices.

Figure 11 depicts the waveforms obtained when the proposed modulation is applied. At the k^{th} switching cycle, a zero-volt interval in the secondary voltage appears against the step change of the phase shift. The width of the interval is exactly equal to the phase shift deviation. The voltage waveform is thus well matched with the theoretical ones shown in Figure 6. The positive peak current rises from 1 A to 3 A, and the consecutive negative peak is -3.35 A, whereas the peaks of the $(k+1)^{th}$ period and further settle at ± 3.35 A as expected. Hence, it can be confirmed that the bias is eliminated within a half of a switching cycle. Notes here that, the positive peak reaches only 3 A instead of the desired value of 3.35 A. This is due to the effect of the dead-time, which is not considered in the above analysis. Discussion on the influence of dead-time on

modulation is beyond the scope of this paper.

5.2. Phase shift decreases

As mentioned above, after the transient time, the output voltage is stable at 66.6 V and output power is 150 W with the phase shift of 45 degrees. Now, the phase shift is stepped down back to 30 degrees. Firstly, the proposed method is temporarily disabled to examine the appearance of current bias. Figure 12 describes the waveforms in this case.

Although the phase shift deviation is the same as the previous experiment, the bias appear in this test is smaller and vanishes much faster. By the end of the $(k-1)^{th}$ switching period, the current is still well balance with the current peaks of ± 4.9 A. When the phase shift change at the beginning of period k^{th} , the first positive peak reduces to 2.75 A, whereas the negative peak rises to -3.89 A. The current becomes stable in the consecutive period meaning that the bias disappears just after one switching cycle. Although the bias vanish quickly, it causes a momentary hard-transition at the end of the first half of k^{th} cycle because the turn-off current is mostly negative.

When the proposed modulation method is enabled, the bias no longer exists. The positive and negative peaks of the primary current in the k^{th} cycle are 3.65 A and 3.3 A respectively, whereas the expected value is 3.5 A. A zero-volt interval with the width of 15 degrees (equal to the phase shift deviation) appears in the secondary voltage to help balance the current. The experimental voltage waveform once again matches very well with the theoretical plot in Figure 7 which in turns confirms the correctness of the proposed method. Since the bias is eliminated, the momentary hard-transition occurring at the end of the first half of k^{th} cycle is avoided as the turn-off current is greater than zero.

6. Conclusions

This paper discussed about DC bias removal problem for Dual-Active-Bridge DC/DC converters. A new technique was proposed that makes some minor modifications in the setting of only one ePWM module among four of the TMS320F28335 DSP in which the modulation is undertaken. The synchronization update problem of ePWM modules was also addressed. The proposed scheme is very simple as it can be implemented as a small post processing procedure of the control signal before passing to the modulation. No voltage or current information is necessary for the proposed technique. It needs only the deviation of the phase shift which can be obtained easily. Besides, since there is no new additional control variables, the design of the control system is not affected.

Theoretical analysis and experimental results show that, the DC bias is completely remove within just a half of one switching cycle regardless of a increment or decrement of the phase shift. Although the proposed method is applied to modify the modulation pattern of the SPS method on a TMS320F28335 DSP, the same approach can be utilized for other modulation methods, such as DSP or TPS, etc., implemented on different DSPs.

Nevertheless, the proposed technique works as an open-loop method. If the bias is caused by a reason other than pulsating load change, such as unbalanced propagation time of driver, unequal rising/falling time of MOSFETs, different MOSFET parameters, etc., further measurement and processing might be

required as discussed in other publications.

A. Parameters

Table 4: System parameters

Parameter	Symbol	Value	Unit
Trans. ratio	n	1:1	
Inductance	L_s	90	μH
Resistance	R_s	50	$\text{m}\Omega$
Nom. frequency	F_s	20	kHz
Nom. phase shift	Ψ	30	deg
Sampling time	T_z	50	μs
Dead-time	T_d	1	μs
DC capacitors	C_1, C_2	1000	μF

Acknowledgement

This research is funded by Asahi Glass Foundation, moderated by Hanoi University of Science and Technology (HUST) under project numbered AGF.2021-06.

References

- [1] B. Zhao, Q. Song, W. Liu, and Y. Sun, "Overview of dual-active-bridge isolated bidirectional dc–dc converter for high-frequency-link power-conversion system," *IEEE Trans. Power. Electron.*, vol. 29, no. 8, pp. 4091–4106, 2014.
- [2] X. She, A. Q. Huang, and R. Burgos, "Review of solid-state transformer technologies and their application in power distribution systems," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 1, no. 3, pp. 186–198, 2013.
- [3] G. G. Oggier, G. O. Garcia, and A. R. Oliva, "Switching control strategy to minimize dual active bridge converter losses," *IEEE Trans. Power. Electron.*, vol. 24, no. 7, pp. 1826–1838, 2009.
- [4] G. G. Oggier, R. Ledhold, G. O. Garcia, A. R. Oliva, J. C. Balda, and F. Barlow, "Extending the zvs operating range of dual active bridge high-power dc–dc converters," in *Power Electronics Specialists Conference*, 2006, pp. 1–7.
- [5] G. Oggier, G. O. Garcia, and A. R. Oliva, "Modulation strategy to operate the dual active bridge dc–dc converter under soft switching in the whole operating range," *IEEE Trans. Power. Electron.*, vol. 26, no. 4, pp. 1228–1236, 2011.
- [6] H. Bai and C. Mi, "Eliminate reactive power and increase system efficiency of isolated bidirectional dual-active-bridge dc–dc converters using novel dual-phase-shift control," *IEEE Trans. Power. Electron.*, vol. 23, no. 6, pp. 2905–2914, 2008.
- [7] B. Zhao, Q. Song, W. Liu, and W. Sun, "Current-stress-optimized switching strategy of isolated bidirectional dc–dc converter with dual-phase-shift control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 10, pp. 4458–4467, 2013.
- [8] B. Zhao, Q. Song, and W. Liu, "Efficiency characterization and optimization of isolated bidirectional dc–dc converter based on dual-phase-shift control for dc distribution application," *IEEE Trans. Power. Electron.*, vol. 28, no. 4, pp. 1711–1727, 2013.
- [9] F. Krismer and J. W. Kolar, "Efficiency-optimized high-current dual active bridge converter for automotive applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 7, pp. 2745–2760, 2012.
- [10] L. Corradini, D. Seltzer, D. Bloomquist, R. Zane, D. Maksimović, and B. Jacobson, "Minimum current operation of bidirectional dual-bridge series resonant dc/dc converters," *IEEE Trans. Power. Electron.*, vol. 27, no. 7, pp. 3266–3276, 2012.
- [11] K. Wu, C. W. de Silva, and W. G. Dunford, "Stability analysis of isolated bidirectional dual active full-bridge dc–dc converter with triple phase-shift control," *IEEE Trans. Power. Electron.*, vol. 27, no. 4, pp. 2007–2017, 2012.
- [12] G. Ortiz, L. Fassler, J. W. Kolar, and O. Apeldoorn, "Flux balancing of isolation transformers and application of "the magnetic ear" for closed-loop volt–second compensation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 8, pp. 4078–4090, 2014.
- [13] B. Zhao, Q. Song, W. Liu, and Y. Zhao, "Transient dc bias and current impact effects of high-frequency-isolated bidirectional dc–dc converter in practice," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 4, pp. 3203–3216, 2016.
- [14] S.-T. Lin, X. Li, C. Sun, and Y. Tang, "Fast transient control for power adjustment in a dual-active-bridge converter," *Electronics Letters*, vol. 53, no. 16, pp. 1130–1132, 2017.
- [15] K. Takagi and H. Fujita, "Dynamic control and performance of a dual-active-bridge dc–dc converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 9, pp. 7858–7866, 2018.
- [16] Z. Wang, J. Chai, and X. Sun, "Method to control flux balancing of high-frequency transformers in dual active bridge dc–dc converters," *The Journal of Engineering*, vol. 2018, no. 17, pp. 1835–1843, 2018.
- [17] A. K. Bhattacharjee, S. M. Tayebi, and I. Batarseh, "Fast response dual active bridge converter with elimination of transient dc offset by intermediate asymmetric modulation," in *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. IEEE, 2018, pp. 637–642.
- [18] T. Instruments, "Tms320x2833x, 2823x enhanced pulse width modulator (epwm) module reference guide," *literature number: SPRUG04A*, 2009.

Điều khiển tối ưu phụ tải điện khi có sự tham gia của nguồn năng lượng mặt trời, năng lượng gió kết nối lưới

Optimal load control with the connection of solar energy and wind energy sources to the grid

Đặng Thành Trung^{1*}, Trần Kỳ Phúc², Thái Quang Vinh³

¹Đại học Điện lực

²Viện Năng lượng- Bộ công thương

³Viện Công nghệ thông tin- Viện khoa học công nghệ Việt Nam

*Corresponding author E-mail: thanhtrungepu@gmail.com

Abstract

This paper uses an artificial neural network to predict the generating capacity of a solar panel, wind turbine, the consumption capacity of the electrical load and the electricity grid price. Then use genetic algorithm and particle swarm optimization to turn on/off of the electrical load to ensure that the nodes voltage and branches current of the low voltage grid are within the allowable range. And ensure that the total cost of selling electricity to the grid from the solar panel and wind turbine minus the total cost of buying electricity from the grid to supply the load is the maximum. This paper also proposes a solution to use smart electric vehicle charging to supply power to the load in case of grid power failure and using monte carlo simulation to calculate the reliability of the grid.

Keywords: Artificial Neural network, Genetic algorithm, Wind power, Solar power, Control Low Voltage Grid, Particle swarm optimization, monte carlo simulation

Ký hiệu	Đơn vị	Ý nghĩa	\underline{S}	kVA	Công suất phức toàn phần và tổn thất công suất phức toàn phần trên đường dây.
Ký hiệu IW, LW, W O, D		Ý nghĩa Véc tơ trọng số. Véc tơ đầu ra theo tính toán của mạng nơ ron và véc tơ đầu ra thực tế.	$\underline{S}_{LUC}; \underline{S}_{LC}$	kVA	Công suất phức của tải (không điều khiển được-LUC và điều khiển được LC).
X		Véc tơ đầu vào mạng nơ ron.	\underline{S}_{PV}	kVA	Công suất phức phát của giàn pin mặt trời.
$d_{j,m}$		Giá trị đầu ra thứ j tương ứng của mạng ứng với cặp mẫu thứ m trong tập số liệu mẫu.	\underline{S}_{WT}	kVA	Công suất phức phát của tua bin gió.
$O_{j,m}$		Giá trị đầu ra thứ j của mạng khi tính toán với các giá trị đầu vào ứng với cặp mẫu thứ m trong tập số liệu mẫu và trọng số của mạng.	Z, R, X	Ω	Tổng trở, Điện trở, Điện kháng của đường dây.
w_{k+1}, w_k		Giá trị trọng số trước và sau khi cập nhật.	U, U_{max} , U_{min}	V	Điện áp, Điện áp lớn nhất, Điện áp nhỏ nhất của nút
J		Ma trận Jacobian là đạo hàm của hàm mục tiêu E theo các giá trị trọng số của mạng.	I, I _{max}	A	Cường độ dòng điện, Cường độ dòng điện lớn nhất trên đường dây.
I		Ma trận đơn vị.	P, Q	kW, kVAR	Công suất tác dụng, Công suất phản kháng.
μ		Hệ số kết hợp, luôn dương.	PRGR(t)	đồng/kW	Giá mua điện từ lưới tại điểm t trong nửa giờ.
			PRPV(t)	đồng/kW	Giá bán điện từ giàn pin mặt trời lên lưới tại điểm t trong nửa giờ.

PRWT(t)	đồng/kW	Giá bán điện từ tua bin gió lên lưới tại điểm t trong nửa giờ.
PiLUC(t), PiLC(t)	kW	Công suất của phụ tải điện tại nút thứ i không điều khiển được và điều khiển được tại điểm t (số liệu được dự báo 30 phút/1 lần). Với phụ tải điện điều khiển được thì thời điểm nào phụ tải đó đóng thì $PLCi(t) = PLC_{max}$; còn thời điểm phụ tải điện đó không được đóng thì $PLCi(t)=0$.
PiPV(t)	kW	Công suất phát của giàn pin tại nút thứ i tại điểm t (số liệu được dự báo 30 phút/1 lần)
PiWT(t)	kW	Công suất phát của tua bin gió tại nút thứ i tại điểm t (số liệu được dự báo 30 phút/1 lần)
$t_i, t_{iend}, t_{istart}$	h	Thời điểm đóng tải, thời điểm được phép bắt đầu và kết thúc đóng tải.
Δt	h	Thời gian mất điện.
P_{chimax}	kW	Công suất sạc lớn nhất
t_{echi}	h	Thời điểm người sử dụng dự kiến lấy xe đã sạc xong
A	kWh	Điện năng của pin xe điện

Chữ viết tắt

NST	Nhiệm sắc thể
ANN	Artificial Neural network
GA	Genetic algorithm
UC	Phụ tải không điều khiển được.
C	Phụ tải điều khiển được.
PV	Nguồn điện là giàn pin mặt trời nối với lưới điện.
WT	Nguồn điện là tua bin gió nối với lưới điện
dayfo	Ngày dự báo

Tóm tắt

Bài báo nghiên cứu sử dụng mạng nơ ron nhân tạo để dự báo công suất phát của giàn pin mặt trời, của tua bin gió, công suất tiêu thụ của phụ tải điện, giá điện trong thị trường phát điện cạnh tranh. Từ đó sử dụng thuật toán di truyền, thuật toán bầy đàn để điều khiển đóng cắt các phụ tải điều khiển được sao cho điện áp nút và dòng điện nhánh nằm trong giá trị cho phép đồng thời tối đa chi phí bán điện lên lưới từ giàn pin mặt trời, tua bin gió trừ đi chi phí mua điện từ lưới cung cấp cho phụ tải. Bài báo cũng đề xuất giải pháp sử dụng sạc xe điện thông minh để cung cấp điện cho phụ tải trong trường hợp mất điện lưới và sử dụng thuật toán Monte Carlo để so sánh độ tin cậy cung cấp điện.

1. Đặt vấn đề

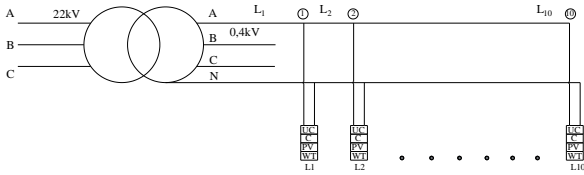
Hiện nay, giá đầu tư các giàn pin mặt trời và tua bin gió đã giảm đi khá nhiều. Đồng thời các công ty Điện lực cũng đã cho phép các hộ tiêu thụ có thể đầu tư giàn pin mặt trời, tua bin gió để phát điện sử dụng và bán điện lên lưới. Do đó các phụ tải có lắp đặt thêm giàn pin mặt trời hoặc tuabin gió ngày càng nhiều. Tuy nhiên khi lưới điện hạ áp có thêm các nguồn năng lượng gió, năng lượng mặt trời phát điện trực tiếp lên lưới thì sẽ xảy ra hiện tượng là khi công suất phụ tải giảm thấp mà công suất phát của các nguồn năng lượng tái tạo (năng lượng gió, năng lượng mặt trời) tăng cao sẽ dẫn tới điện áp tại một số nút tăng cao hơn giá trị cho phép làm cho các giàn pin, tua bin gió tự động tách ra và không phát được điện lên lưới. Ngoài ra trong một số trường hợp, dòng điện chạy trên các đường dây truyền tải có thể cao hơn giá trị dòng điện cho phép gây quá tải đường dây.

Đồng thời ta cũng nhận thấy rằng các phụ tải hiện nay ngoài những phụ tải không điều khiển được thì ta còn có những phụ tải điều khiển được và không bắt buộc dùng điện ngay lúc đó mà có thể dời khoảng thời gian sử dụng. Do đó ta sẽ điều khiển đóng/cắt các phụ tải đó một cách phù hợp để có thể ổn định điện áp giúp cho giàn pin, tuabin gió không bị ngắt ra khỏi lưới tránh quá tải dòng điện truyền tải trên đường dây và tối ưu hóa tiền điện bán lên lưới từ các giàn pin mặt trời, tuabin gió và tiền điện mua từ lưới cung cấp cho phụ tải.

Trong các phụ tải có thể điều khiển được, sạc xe điện là một trong những phụ tải rất lớn và ngày càng phổ biến. Ngoài ra, xe điện còn có bộ pin lưu trữ năng lượng lớn và có thể tận dụng để phát điện qua bộ sạc cấp nguồn cho phụ tải trong trường hợp mất điện lưới.

Có nhiều nghiên cứu về việc dự báo công suất phát của giàn pin mặt trời, tua bin gió, công suất tiêu thụ của phụ tải điện và giá điện như nghiên cứu [7,11-14] sử dụng mạng nơ ron nhân tạo ANN để dự báo mật độ bức xạ năng lượng mặt trời, công suất phát của giàn pin mặt trời. Hay như nghiên cứu [9, 17,18] sử dụng mạng nơ ron nhân tạo và mô hình ARIMA để dự báo công suất phát của tua bin gió. Nghiên cứu [8,11,12,15,16] sử dụng logic mờ và mạng nơ ron nhân tạo để dự báo công suất tiêu thụ của phụ tải điện, giá mua bán điện trong thị trường phát điện cạnh tranh. Ngoài những nghiên cứu dự báo công suất và giá điện cũng có nhiều nghiên cứu sử dụng thuật toán di truyền, thuật toán bầy đàn để điều khiển sạc/xả cho bộ lưu trữ điện, điều khiển các phụ tải điều khiển được như bơm nước, bình nóng lạnh... để tối ưu hóa lưới điện hạ áp, cao áp, lưới điện tần số cao [1,2,10,19]. Nghiên cứu [20] sử dụng thuật toán Monte Carlo để đánh giá độ tin cậy cung cấp điện. Sau khi tìm hiểu về những nghiên cứu trên thế giới cũng như yêu cầu thực tế về lưới điện hạ áp ở Việt Nam, nghiên cứu sẽ sử dụng mạng nơ ron để dự báo công suất phát của giàn pin mặt trời, của tua bin gió, công suất tiêu thụ của phụ tải điện và giá mua bán điện trong thị trường phát điện cạnh tranh trong tương lai. Từ những số liệu dự báo được sẽ sử dụng thuật toán di truyền, thuật toán bầy đàn để điều khiển đóng/cắt các phụ tải điều khiển được như bơm nước, sạc xe điện... để điều khiển đóng cắt tải tối ưu, giảm chi phí mua điện từ lưới. Đồng thời nghiên cứu cũng đề xuất bộ sạc xe điện thông minh có thể tận dụng pin của xe điện để cấp điện cho phụ tải khi mất nguồn điện lưới và sử dụng thuật toán Monte Carlo để so sánh thời gian mất điện trung bình trong năm.

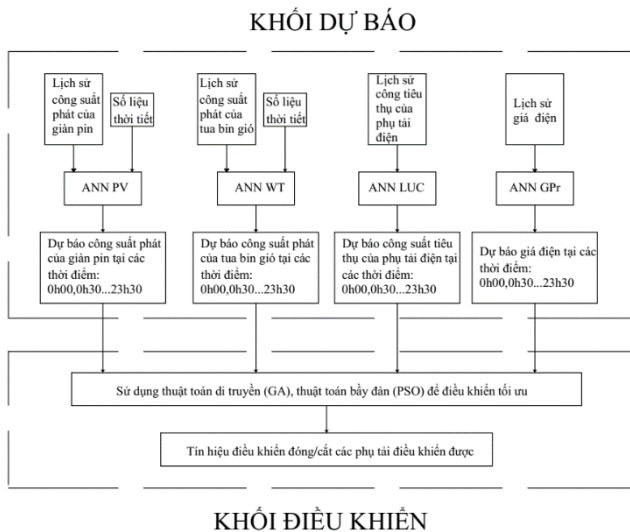
Trong nghiên cứu này, mô hình ta sử dụng là pha A của lưới điện hạ áp 0,4kV lấy từ trạm biến áp 22/0,4 kV công suất 560kVA bao gồm 10 phụ tải. Trong các phụ tải đều có các tải điều khiển được, không điều khiển được, giàn pin mặt trời và tuabin gió như sau:



Hình 1: Sơ đồ mô hình lưới điện hạ áp

Để giải quyết bài toán điều khiển phụ tải nhằm tối ưu hóa chi phí gồm chi phí bán điện từ các giàn pin, tua bin gió và chi phí mua điện từ lưới ta đề xuất mô hình như hình vẽ 2 trong đó gồm 2 khối là khối dự báo và khối điều khiển:

- Khối dự báo: bao gồm các mạng nơ ron nhân tạo (ANN) sử dụng các số liệu thu thập được từ quá khứ để đào tạo và dự báo công suất phát của giàn pin mặt trời, tua bin gió, công suất tiêu thụ của phụ tải, giá điện mua từ lưới. Mỗi mạng nơ ron nhân tạo (ANN) gồm 48 đầu ra tương ứng với công suất phát của giàn pin, tua bin gió/công suất tiêu thụ của phụ tải, giá điện lưới tại các thời điểm: 0h00, 0h30...23h30 của ngày tiếp theo.
- Khối điều khiển: Từ những kết quả dự báo công suất phát của giàn pin, công suất phát của tua bin gió, công suất tiêu thụ của phụ tải điện, giá điện trong ngày tiếp theo khối điều khiển sẽ sử dụng thuật toán di truyền (GA), thuật toán bầy đàn (PSO) để điều khiển đóng/cắt các phụ tải điều khiển được với các mục tiêu:
 - + Đảm bảo điện áp tại các nút, dòng điện trên đường dây nằm trong giá trị cho phép.
 - + Tối đa hóa lợi nhuận: tổng tiền bán điện lên lưới từ giàn pin mặt trời và tuabin gió – tổng tiền điện tiêu thụ của phụ tải.



Hình 2: Sơ đồ dự báo và điều khiển lưới điện

Sơ đồ điều khiển lưới điện hạ áp và hệ thống truyền thông điều khiển các phụ tải điện của lưới như sơ đồ sau:



Hình 3: Sơ đồ truyền thông điều khiển đóng/cắt phụ tải điện

Trong đó các bộ điều khiển ON/OFF tại các phụ tải điều khiển được LCi có các chức năng sau:

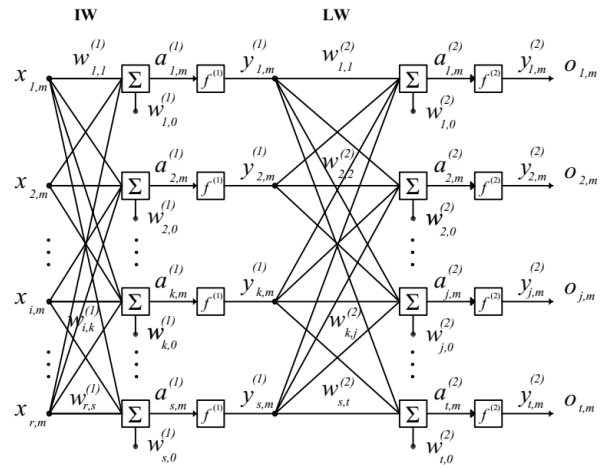
- + Kết nối với máy tính trung tâm qua mạng Internet để nhận tín hiệu điều khiển đóng cắt phụ tải
- + Tự động điều khiển đóng/cắt phụ tải trong khoảng thời gian cho phép khi điện áp tại nút đó nằm ngoài giá trị cho phép.

2. Ứng dụng mạng nơ ron nhân tạo, thuật toán di truyền (GA) và thuật toán bầy đàn (PSO) để điều khiển tối ưu phụ tải

2.1. Ứng dụng mạng nơ ron nhân tạo trong dự báo

2.1.1. Tìm hiểu về mạng nơ ron truyền thẳng nhiều lớp và thuật toán Levenberg-Marquardt để đào tạo mạng nơ ron truyền thẳng

Mạng nơ ron nhân tạo (Artificial Neural Networks) được xây dựng dựa trên cấu trúc của bộ não con người, giúp ta đưa ra một phương pháp mới trong lĩnh vực tiếp cận hệ thống thông tin. Mạng nơ ron nhân tạo có thể thực hiện các bài toán nhận biết, phân loại mẫu, tối ưu, nhận dạng, điều khiển và dự báo. Trong bài toán dự báo công suất phát của các nguồn điện gió, điện mặt trời, công suất tiêu thụ của phụ tải điện và giá điện ta sử dụng mô hình mạng nơ ron truyền thẳng 2 lớp gồm r đầu vào $[x_1, x_2, \dots, x_r]$, t đầu ra $[o_1, o_2, \dots, o_t]$ và có s nơ ron lớp ẩn như sau:



Hình 4: Mô hình mạng nơ ron lan truyền thẳng 2 lớp

Các hàm truyền trong lớp ẩn và lớp đầu ra lần lượt là $f^{(1)} = \text{log-sig}(a^{(1)})$ và $f^{(2)} = \text{purelin}(a^{(2)})$.

Ma trận trọng số của lớp đầu vào là IW, của lớp ẩn là LW gồm các trọng số w_{ij} như hình vẽ. Ma trận O đầu ra của mạng được tính như sau:

$$O = f^{(2)} LW \cdot f^{(1)} IW^{(1,1)} \cdot X + W_0^{(1)} + W_0^{(2)} \quad (1)$$

Việc đào tạo mạng là tính giá trị các trọng số w_{ij} của mạng sao cho hàm mục tiêu bình phương sai số giữa các giá trị đầu ra theo tính toán của mạng (O) và các giá trị đầu ra của bộ số liệu mẫu (D) đạt giá trị nhỏ nhất như sau:

$$E(X, W) = \frac{1}{2} \sum_{m=1}^p \sum_{j=1}^l e_{j,m}^2 \quad (2)$$

Lỗi của quá trình đào tạo giữa đầu ra j và các giá trị ứng với đầu vào cặp mẫu thứ m được xác định như sau:

$$e_{j,m} = d_{j,m} - o_{j,m} \quad (3)$$

Có nhiều thuật toán để đào tạo mạng nơ ron, ở đây ta sử dụng thuật toán Levenberg-Marquardt với luật cập nhật trọng số như sau:

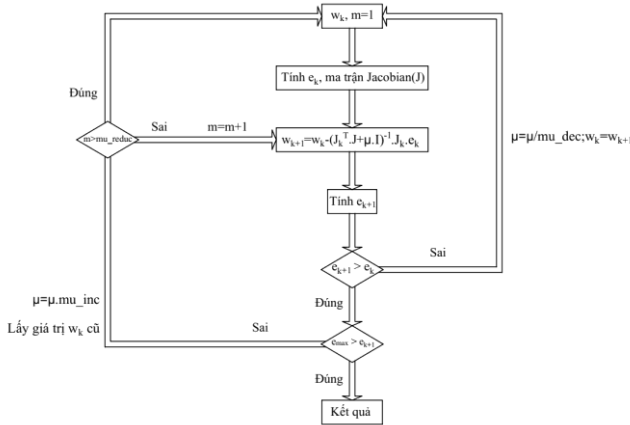
$$w_{k+1} = w_k - J_k^T \cdot J_k + \mu \cdot I^{-1} \cdot J_k \cdot e_k \quad (4)$$

Để cập nhật được trọng số ta phải tính được ma trận Jacobian (J) là đạo hàm của hàm lỗi theo trọng số. Quá trình tính toán ma trận Jacobian (J) sẽ gồm 2 quá trình

+ Quá trình tính toán theo chiều thuận: Từ số liệu đầu vào X ta tính được giá trị đầu ra O của mạng

+ Quá trình lan truyền ngược: So sánh giá trị đầu ra O và giá trị đầu ra của bộ số liệu mẫu D ta tính ngược lại về phía đầu vào. Từ đó ta tìm được giá trị cập nhật cho trọng số.

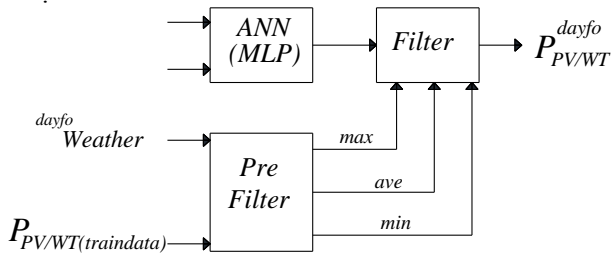
Sơ đồ thuật toán đào tạo mạng như hình dưới:



Hình 5: Đào tạo mạng nơ ron truyền thẳng sử dụng thuật toán Levenberg-Marquardt

2.1.2. Xây dựng bộ lọc tích hợp cho mạng nơ ron để tăng độ chính xác của bài toán dự báo

Công suất phát của giàn pin mặt trời, tua bin gió phụ thuộc rất lớn vào trạng thái thời tiết. Do đó, nghiên cứu đề xuất mô hình kết hợp mạng nơ ron nhân tạo và bộ lọc để tăng độ chính xác của dự báo.



Hình 6: Mô hình mạng nơ ron kết hợp bộ lọc

Trong mô hình này, ngoài việc sử dụng mạng nơ ron truyền thẳng 2 lớp để dự báo công suất phát của giàn pin mặt trời hoặc tua bin gió. Mô hình còn tích hợp thêm bộ lọc (filter) phía sau đầu ra của mạng nơ ron nhằm hiệu chỉnh lại kết quả dự báo. Bộ lọc gồm 2 khối chính sau:

+ Khối chuẩn bị dữ liệu (pre filter): Đầu vào của khối gồm dự báo trạng thái thời tiết của thời điểm dự báo, công suất phát của giàn pin mặt trời, tua bin gió và trạng thái thời tiết của bộ

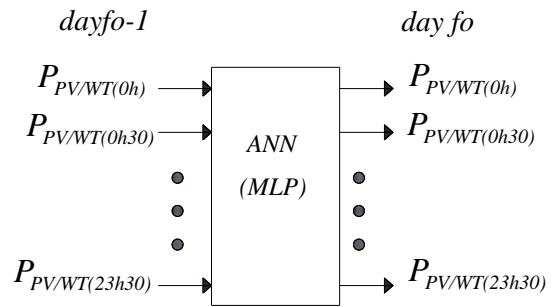
số liệu sử dụng cho đào tạo mạng nơ ron. Đầu ra của khối là công suất phát lớn nhất, công suất phát nhỏ nhất, công suất phát trung bình của cùng thời điểm và cùng trạng thái thời tiết với thời điểm và trạng thái thời tiết của công suất cần dự báo. + Khối lọc dữ liệu (filters): Đầu vào của khối gồm công suất lớn nhất, công suất nhỏ nhất, công suất trung bình từ khối chuẩn bị dữ liệu và công suất dự báo từ mạng nơ ron nhân tạo. Khối sẽ so sánh công suất dự báo với công suất lớn nhất, nhỏ nhất để không lệch quá khỏi giới hạn đó. Đồng thời kết hợp với công suất trung bình để hiệu chỉnh kết quả dự báo.

2.1.3. Áp dụng mạng nơ ron truyền thẳng 2 lớp cho bài toán dự báo

1. Dự báo công suất phát của giàn pin mặt trời và tua bin gió

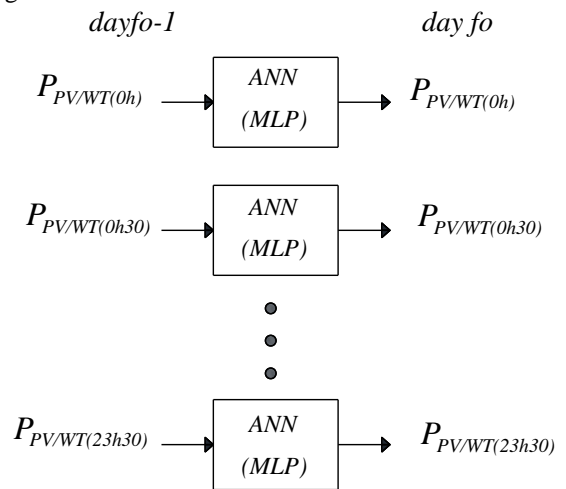
Công suất phát của giàn pin mặt trời và tuabin gió phụ thuộc nhiều vào các yếu tố thời tiết, công suất phát của quá khứ do đó, dựa vào số liệu thu thập được ta đề xuất các mô hình sử dụng cho dự báo công suất phát của giàn pin mặt trời và tuabin gió như sau:

+ Mô hình 1: Sử dụng 1 mạng nơ ron có 48 đầu vào tương ứng với công suất phát của giàn pin/tua bin gió trước ngày dự báo và 48 đầu ra tương ứng với công suất phát vào ngày dự báo



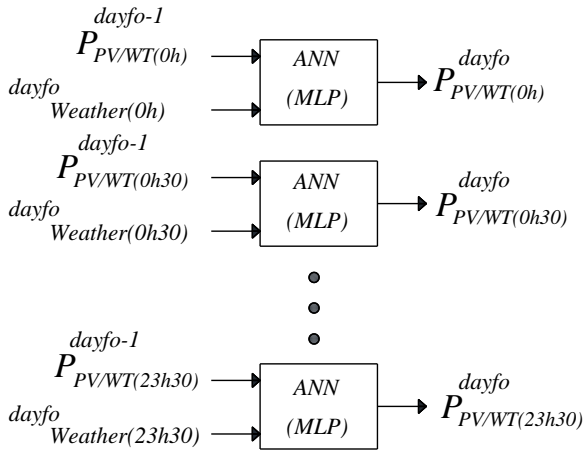
Hình 7: Mô hình 1 sử dụng mạng nơ ron nhân tạo để dự báo công suất phát của giàn pin mặt trời hoặc tua bin gió

+ Mô hình 2: Sử dụng 48 mạng nơ ron có 1 đầu vào tương ứng với công suất phát của giàn pin/tua bin gió trước ngày dự báo và 1 đầu ra tương ứng với công suất phát vào ngày dự báo tại cùng 1 thời điểm



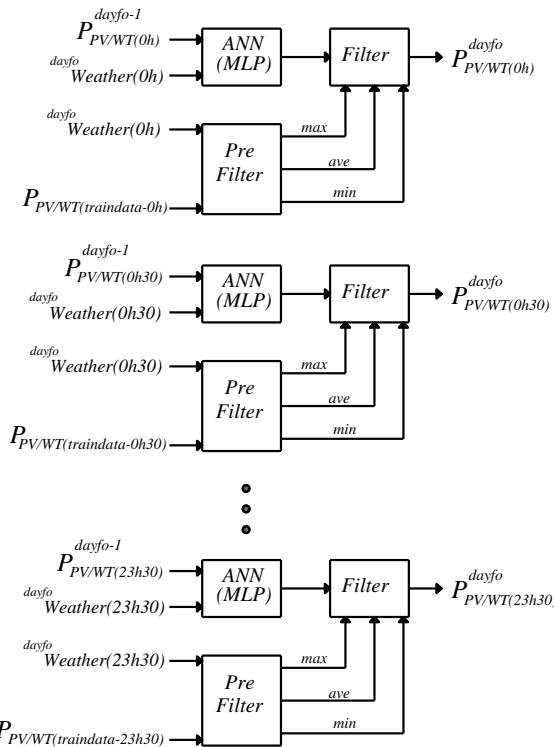
Hình 8: Mô hình 2 sử dụng mạng nơ ron nhân tạo để dự báo công suất phát của giàn pin mặt trời hoặc tua bin gió

+ Mô hình 3: Sử dụng 48 mạng nơ ron có 2 đầu vào tương ứng với công suất phát của giàn pin/tua bin gió trước ngày dự báo và số liệu về đặc điểm dự báo thời tiết của ngày dự báo. 1 đầu ra tương ứng với công suất phát vào ngày dự báo tại cùng 1 thời điểm



Hình 9: Mô hình 3 sử dụng mạng nơ ron nhân tạo để dự báo công suất phát của giàn pin mặt trời hoặc tuabin gió

+ Mô hình 4: Sử dụng 48 mạng nơ ron có tích hợp bộ lọc (trình bày ở mục 2.1.2) với đầu vào của mạng nơ ron tương ứng với công suất phát của giàn pin/tua bin gió trước ngày dự báo và số liệu về đặc điểm dự báo thời tiết của ngày dự báo. 1 đầu ra tương ứng với công suất phát vào ngày dự báo tại cùng 1 thời điểm.

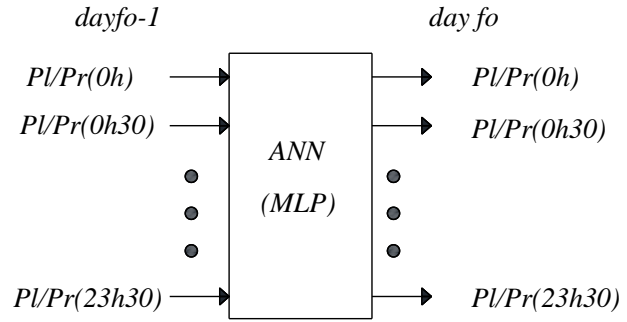


Hình 10: Mô hình 4 sử dụng mạng nơ ron nhân tạo để dự báo công suất phát của giàn pin mặt trời hoặc tuabin gió

2. Dự báo công suất tiêu thụ của phụ tải điện và giá bán điện từ lưới

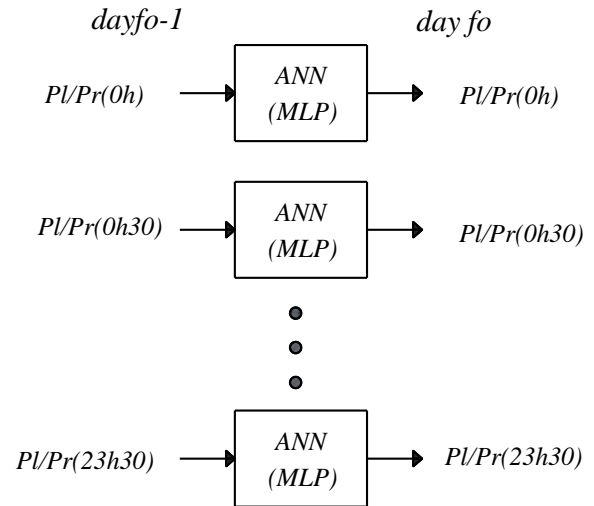
Công suất tiêu thụ và giá điện thường liên quan đến công suất sử dụng, giá điện ngày trước đó và ngày tương ứng với tuần trước đó. Từ đó ta đề xuất một số mô hình sau:

+ Mô hình 1: Sử dụng 1 mạng nơ ron có 48 đầu vào tương ứng với công suất tiêu thụ của phụ tải/giá điện trước ngày dự báo và 48 đầu ra tương ứng với công suất tiêu thụ của phụ tải/giá điện vào ngày dự báo.



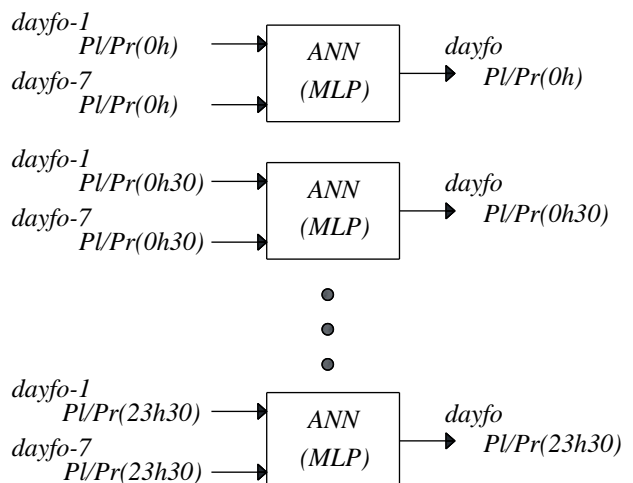
Hình 11: Mô hình 1 sử dụng mạng nơ ron nhân tạo để dự báo công suất tiêu thụ của phụ tải điện hoặc giá mua từ lưới điện

+ Mô hình 2: Sử dụng 48 mạng nơ ron có 1 đầu vào tương ứng với công suất tiêu thụ của phụ tải/giá điện trước ngày dự báo và 1 đầu ra tương ứng với công suất tiêu thụ/ giá điện tương ứng vào ngày dự báo tại cùng 1 thời điểm



Hình 12: Mô hình 2 sử dụng mạng nơ ron nhân tạo để dự báo công suất tiêu thụ của phụ tải điện hoặc giá mua từ lưới điện

+ Mô hình 3: Sử dụng 48 mạng nơ ron có 2 đầu vào tương ứng với công suất tiêu thụ của phụ tải/giá điện trước ngày dự báo và công suất tiêu thụ của phụ tải/giá điện trước ngày dự báo 7 ngày (ngày tương ứng của tuần trước) tại cùng 1 thời điểm.



Hình 13: Mô hình 3 sử dụng mạng nơ ron nhân tạo để dự báo công suất tiêu thụ của phụ tải điện hoặc giá mua từ lưới điện

2.2. Thuật toán điều khiển tối ưu phụ tải điện

2.2.1. Xây dựng thuật toán điều khiển tải

1. Tính toán điện áp nút và dòng điện nhánh trong lưới điện 1 pha

Để giảm khối lượng tính toán khi tính điện áp, dòng điện và công suất truyền tải của lưới điện hạ áp 1 pha ta sử dụng sơ đồ thay thế sau:



Hình 14: Sơ đồ thay thế khi tính lưới điện hạ áp 1 pha

Công suất tại nút có phụ tải điện điều khiển được, phụ tải điện không điều khiển được, giàn pin mặt trời, tua bin gió được tính như sau:

$$S = S_{LUC} + S_{LC} - S_{PV} - S_{WT} \tag{5}$$

Nút 0 là nút cơ sở, điện áp thường được đặt cố định là 220V. Từ công suất phụ tải tại các nút, điện trở và điện kháng đường dây ta tính được điện áp tại các nút còn lại và công suất truyền tải trên đường dây.

2. Xây dựng bài toán điều khiển đóng/cắt tải

Bài toán đặt ra là điều khiển thời điểm đóng/cắt tải điều khiển được để hàm mục tiêu của bài toán là tổng chi bán điện lên lưới từ giàn pin mặt trời và tua bin gió trừ đi tổng chi phí mua điện mua điện từ lưới trong 1 ngày phải lớn nhất.

$$f = \max \left(\sum_{t=1}^{48} \sum_{i=1}^{10} \left(PR_{PV}(t).P_{iPV}(t) + PR_{WT}(t).P_{iWT}(t) \right) \right) \tag{6}$$

Các ràng buộc:

+ Điện áp tại các nút 1-10 ở tất cả các thời điểm trong ngày:

$$U_{\min} \leq U_i \leq U_{\max} \tag{7}$$

+ Cường độ dòng điện chạy trên đường dây 0-10 ở tất cả các thời điểm trong ngày:

$$I_{i-1 \rightarrow i} \leq I_{\max i-1 \rightarrow i} \tag{8}$$

+ Thời điểm đóng phụ tải điều khiển được phải nằm trong giới hạn thời điểm đóng/cắt của phụ tải điện:

$$t_{istart} \leq t_i \leq t_{iend} \tag{9}$$

2.2.2. Áp dụng thuật toán di truyền (GA) để điều khiển tối ưu tải

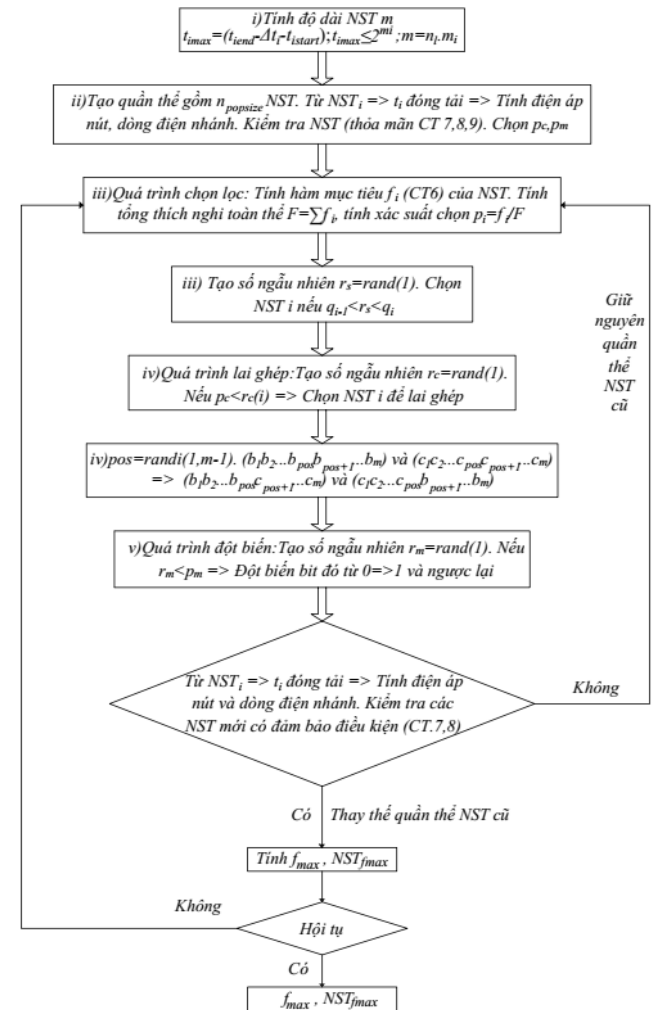
Thuật toán di truyền (Genetic Algorithm, viết tắt là GA) là giải thuật tìm kiếm, chọn lựa các giải pháp tối ưu để giải quyết các bài toán khác nhau dựa trên cơ chế chọn lọc tự nhiên của ngành di truyền học. Thuật toán di truyền thực hiện việc tìm kiếm song song trên một tập được gọi là quần thể các lời giải cụ thể.

Thuật toán di truyền được thực hiện theo các bước sau:

- + Mã hóa lời giải thành cá thể dạng chuỗi và tạo quần thể các lời giải.
- + Xây dựng hàm xác định giá trị độ phù hợp dựa trên hàm mục tiêu.
- + Toán tử chọn lọc các cá thể bố mẹ.

- + Toán tử lai ghép.
- + Toán tử đột biến.
- + Chiến lược thay thế các toán tử con thay cho toán tử bố mẹ.

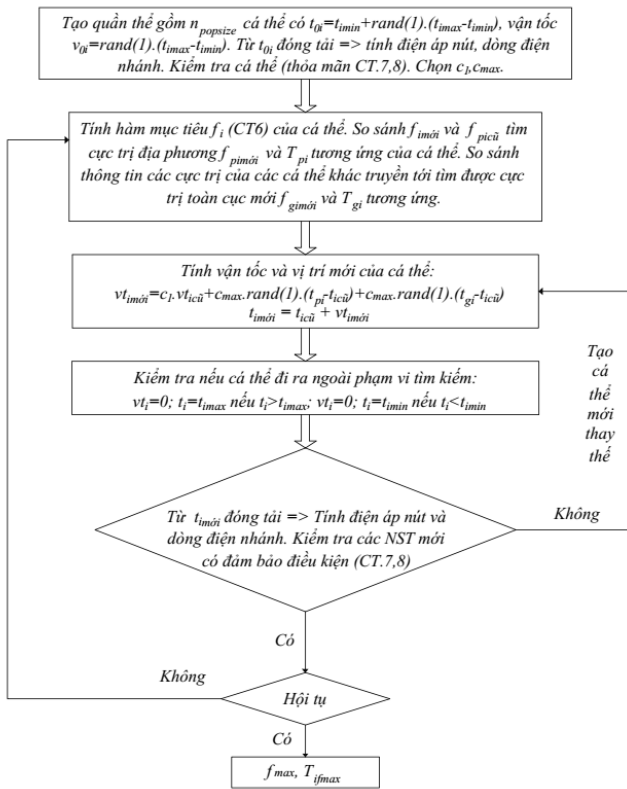
Sơ đồ thuật toán di truyền cho bài toán điều khiển tải tối ưu của như sau:



Hình 15: Thuật toán di truyền cho bài toán tối ưu điều khiển tải

2.2.3. Áp dụng thuật toán bầy đàn (PSO) để điều khiển tối ưu tải

Thuật toán bầy đàn (PSO) là một thuật toán tối ưu hóa phi tuyến ngẫu nhiên được đề xuất bởi Kennedy và Eberhart vào năm 1995. Thuật toán dựa trên mô hình hóa việc đàn chim đi tìm kiếm thức ăn nhằm đạt được giá trị tối ưu nhất trong miền tìm kiếm. Sơ đồ thuật toán bầy đàn cho bài toán điều khiển tải tối ưu như sau:



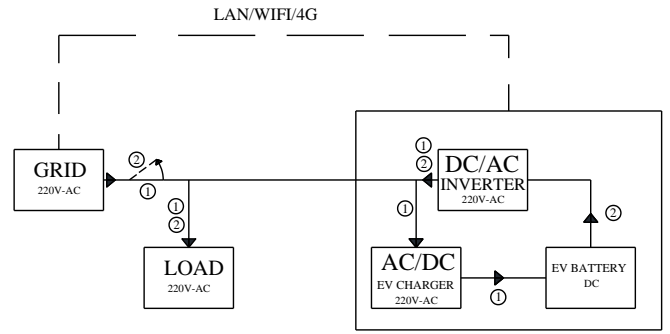
Hình 16: Thuật toán bầy đàn cho bài toán tối ưu điều khiển tải

2.3. Sử dụng sạc xe điện thông minh để cấp điện cho phụ tải khi mất nguồn điện lưới

2.3.1. Đề xuất giải pháp bộ sạc xe điện thông minh hỗ trợ điều khiển hệ thống điện

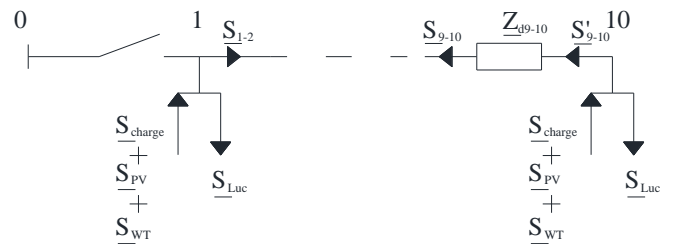
Trong các phụ tải điện hiện nay, việc sạc xe điện là một trong những phụ tải điện được phát triển rất mạnh đặc biệt là sạc cho xe ô tô điện. Tuy nhiên việc điều khiển sạc hỗ trợ việc ổn định lưới điện chưa được tính tới. Do đó, xét về mặt hỗ trợ lưới điện, nghiên cứu chia ra các mức độ hỗ trợ như sau:

- + Mức độ 0: Chỉ có chức năng sạc xe và không có kết nối điều khiển từ lưới điện.
- + Mức độ 1: Ngoài chức năng sạc xe còn có chức năng điều khiển đóng/cắt sạc từ lưới điện qua internet.
- + Mức độ 2: Ngoài chức năng điều khiển đóng/cắt còn có khả năng điều khiển công suất sạc.
- + Mức độ 3: Thêm chức năng sử dụng pin của xe điện biến đổi thành nguồn điện xoay chiều cung cấp cho lưới điện khi nguồn điện lưới bị mất. Trong sơ đồ nguyên lý ở hình 17, thông thường, bộ sạc sẽ lấy điện từ lưới điện cung cấp cho pin xe điện (1). Quá trình này có thể điều khiển đóng/cắt và thay đổi công suất sạc qua internet. Khi lưới mất điện, bộ sạc sẽ lấy nguồn từ pin xe điện và cấp điện cho phụ tải (2).



Hình 17: Sơ đồ bộ sạc xe điện thông minh cấp độ 3.

Nghiên cứu tính toán trường hợp khi mất nguồn điện lưới, sử dụng các sạc xe điện mức độ 3 để cung cấp điện cho lưới trong thời gian sửa chữa. Sơ đồ thay thế của lưới điện khi mất nguồn điện lưới và sạc xe điện sử dụng năng lượng tích trữ trong pin của xe để cấp điện cho phụ tải như sau:



Hình 18: Sơ đồ thay thế lưới điện khi mất nguồn điện lưới và sử dụng bộ sạc xe điện thông minh cung cấp điện cho phụ tải.

Tại các nút có kết nối bộ sạc mức độ 3, các bộ sạc sử dụng pin xe điện và phát công suất lên lưới, công suất tại các nút sẽ được tính như sau:

$$S = S_{LUC} - S_{charge} - S_{PV} - S_{WT} \quad (10)$$

Thuật toán để điều khiển các bộ sạc cung cấp điện cho phụ tải khi mất điện lưới đảm bảo khi lấy xe tại thời điểm đặt trước, dung lượng pin xe sẽ đạt 100% như sau:

+ Giả sử thời gian mất điện lưới là Δt từ thời điểm t_i đến thời điểm $t_i + \Delta t$. Tổng công suất phụ tải điện lúc đó là $P_L(t_i)$; $P_L(t_i + \Delta t)$. Điện năng cần thiết để cung cấp cho phụ tải điện là:

$$A_L = \frac{P_L(t_i) + P_L(t_i + \Delta t)}{2} \cdot \Delta t \quad (\text{kWh}) \quad (11)$$

Công suất cần thiết cung cấp cho phụ tải từ bộ sạc tích hợp là:

$$P_L = \max(P_L(t_i); P_L(t_i + \Delta t)) \quad (\text{kW}) \quad (12)$$

Giả thiết tại thời điểm t_i , tổng điện năng của các pin xe điện là A_{bi} , tổng điện năng lớn nhất của pin khi sạc đầy là A_{bmax} , tổng điện năng nhỏ nhất của pin là A_{bmin} . Tổng công suất sạc của xe điện là P_{chmax} , tổng công suất phát điện cho phụ tải từ pin xe điện là $P_{dischmax}$. Hiệu suất sạc của xe điện là η_{ch} , hiệu suất xả từ pin xe điện là η_{disch} . Thời điểm dự kiến kết thúc sạc là t_{end} và thời điểm chủ xe dự kiến sẽ lấy xe khỏi trạm sạc là t_{endset} . Điện năng cung cấp cho phụ tải từ pin xe điện sẽ được tính như sau:

$$A_{fba} = \min \left((A_{bi} - A_{bmin}); \left(\frac{P_{dischmax} \Delta t}{\eta_{disch}} \right); (P_{chmax} \cdot (t_{endset} - t_{end} - \Delta t)) \right) \quad (\text{kWh}) \quad (13)$$

Công suất cung cấp từ pin xe điện qua bộ sạc trong khoảng thời gian mất điện là:

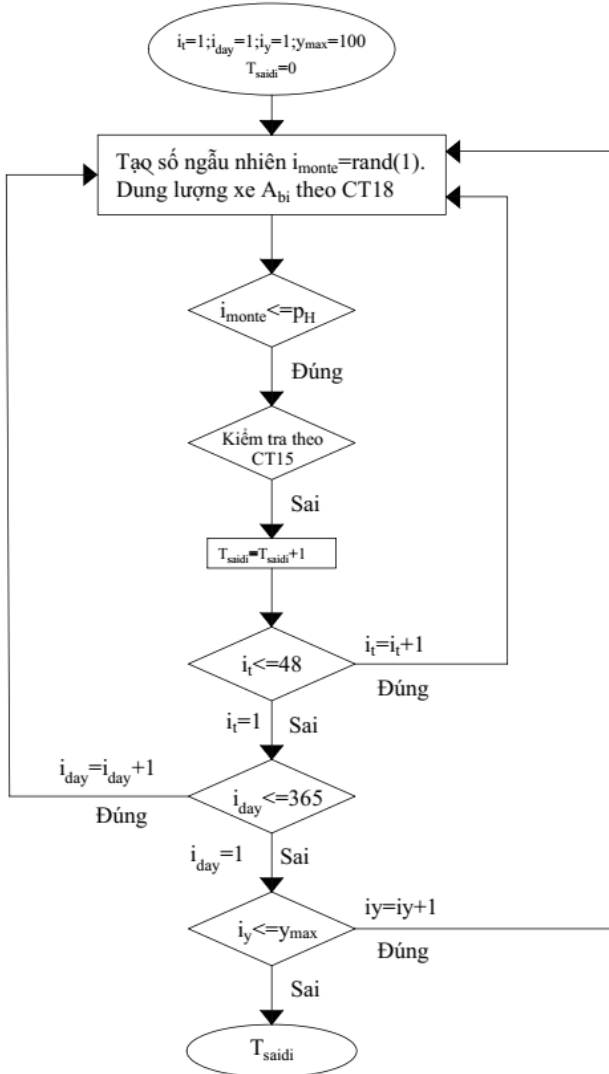
$$P_{frba} = \frac{A_{fba}}{\eta_{disch} \cdot \Delta t} \quad (kW) \quad (14)$$

Giả thiết tổn thất điện áp, tổn thất điện năng là 5%. Hệ thống đảm bảo điều kiện cung cấp điện cho phụ tải khi:

$$\begin{cases} A_{fba} \geq 1,05 \cdot A_L \\ P_{fba} \geq 1,05 \cdot P_L \end{cases} \quad (15)$$

Sau khi đảm bảo điều kiện hệ thống sạc đủ cung cấp cho lưới, ta sẽ điều chỉnh công suất sạc của nút 1 để nút 1 là nút cân bằng công suất, còn các nút còn lại sẽ phát công suất sạc theo phương trình (15).

2.3.2. Sử dụng thuật toán Monte Carlo đánh giá hiệu quả của lắp đặt sạc xe điện thông minh



Hình 19: Thuật toán monte carlo tính thời gian mất điện trung bình hàng năm của phụ tải khi sử dụng sạc xe điện thông minh mức độ 3

Một trong những chỉ số đánh giá độ tin cậy hệ thống điện chính là thời gian mất điện trung bình (SAIDI)

$$SAIDI_y = \frac{\sum_{i=1}^n T_i \cdot K_i}{K_y} \quad (16)$$

Trong đó: T_i : Thời gian mất điện lần thứ i trong năm (chỉ tính những lần mất điện có thời gian kéo dài trên 5 phút); K_i : Tổng số khách hàng bị ảnh hưởng trong lần mất điện thứ i ; K_y : Tổng số khách hàng sử dụng điện.

Thuật toán Monte Carlo là thuật toán lấy mẫu ngẫu nhiên để tính toán nhằm đảm bảo cho xác suất xảy ra theo đúng giá trị cho phép. Việc lấy mẫu của thuật toán Monte Carlo được chia thành lấy mẫu phân bố đều và lấy mẫu theo phân bố không đều. Trong bài toán này, ta giả thiết thời điểm mất điện, điện năng của pin tại thời điểm mất điện là mẫu tuân theo phân bố đều. Giả thiết thời gian mất điện lưới trong năm là τ (h). Thời gian cung cấp điện của lưới điện cho phụ tải là T_{LV} . Xác suất mất điện trong năm sẽ là:

$$p_H = \frac{\tau}{\tau + T_{LV}} = \frac{\tau}{8760} \quad (17)$$

Tại thời điểm mất điện, dung lượng của pin xe điện cũng được coi là một thông số ngẫu nhiên. Khi đó, dung lượng pin xe điện tại thời điểm mất điện được xác định như sau:

$$A_{bi} = A_{bmin} + rand(0; A_{bmax} - A_{bmin}) kWh \quad (18)$$

Sơ đồ thuật toán sử dụng mô phỏng Monte Carlo để tính độ tin cậy cung cấp điện khi tích hợp sạc xe điện thông minh cấp điện cho phụ tải như hình 19.

3. Tính toán cho lưới điện thực tế

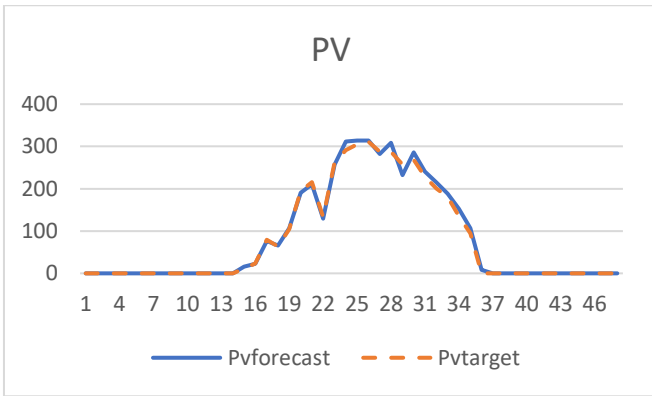
3.1. Tính toán cho bài toán dự báo

+ Dự báo công suất phát của giàn pin mặt trời
Số liệu thu thập được từ giàn pin mặt trời công suất 500 kWp đặt tại thành phố Sóc Trăng, Việt Nam từ ngày 01/07/2021 đến ngày 15/03/2022. Số liệu gồm 258 ngày trong đó mỗi ngày sẽ gồm công suất phát của giàn pin cách nhau khoảng thời gian là 30 phút. Trong bộ số liệu đó, ta chia 243 số liệu phục vụ cho đào tạo, 15 số liệu phục vụ cho việc kiểm tra đánh giá sai số. Sau khi tiến hành đào tạo và dự báo, sai số trung bình của các mô hình trong tập số liệu kiểm tra đánh giá sai số như sau:

Bảng 1: Sai số trung bình kết quả dự báo công suất phát giàn pin mặt trời của các mô hình đề xuất

TT	Mô hình	Sai số %
1	Mô hình 1	43,75
2	Mô hình 2	29,84
3	Mô hình 3 (với 4 số liệu thời tiết)	15,31
4	Mô hình 4 (với 4 số liệu thời tiết)	13,86
5	Mô hình 3 (với 9 số liệu thời tiết)	8,74
6	Mô hình 4 (với 9 số liệu thời tiết)	7,32

Trong đó: 4 trạng thái thời tiết bao gồm: quang mây, ít mây, nhiều mây, mây âm u. 9 trạng thái thời tiết bao gồm: trời nắng nóng và không mây, quang mây, ít mây, mây thay đổi, nhiều mây, đầy mây, nhiều mây và mưa phùn, nhiều mây và mưa rào, giông bão. Các trạng thái thời tiết này được đánh số tương ứng từ 1 đến 4 hoặc từ 1 đến 9 vào làm đầu vào của mạng nơ ron cùng với công suất phát của giàn pin vào ngày trước đó. Ngoài ra, từ số liệu trạng thái thời tiết của 243 ngày của tập đào tạo, tương ứng với trạng thái thời tiết dự báo của ngày dự báo ta tìm được công suất lớn nhất, nhỏ nhất và công suất trung bình tương ứng. Từ đó ta sử dụng số liệu để hiệu chỉnh cho mô hình 4. Hình vẽ là đồ thị công suất phát của giàn pin khi sử dụng mô hình 4 để dự báo và công suất phát thực tế của ngày 01/03/2022 như hình vẽ dưới.



Hình 20: Công suất phát của giàn pin mặt trời trong ngày dự báo (dự báo – nét đứt; thực tế- nét liền)

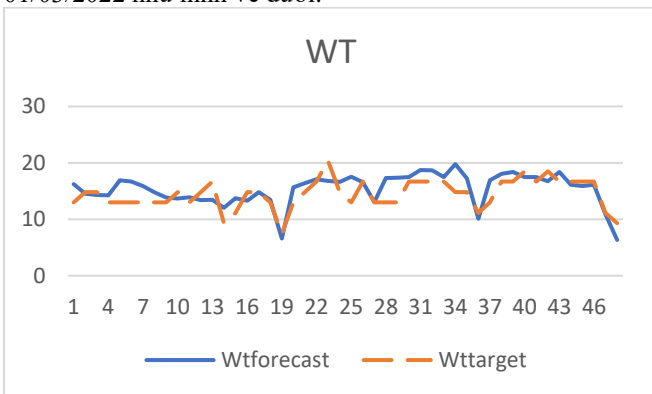
+ Dự báo công suất phát của tuabin gió

Số liệu thu thập được từ tua bin gió công suất 35 kW đặt tại thành phố Ninh Thuận, Việt Nam từ ngày 01/03/2021 đến ngày 10/03/2022. Số liệu gồm 350 ngày trong đó mỗi ngày sẽ gồm công suất phát của tuabin gió cách nhau khoảng thời gian là 30 phút. Trong bộ số liệu đó, ta chia 335 số liệu phục vụ cho đào tạo, 15 số liệu phục vụ cho việc kiểm tra đánh giá sai số. Sau khi tiến hành đào tạo và dự báo, sai số trung bình của các mô hình trong tập số liệu kiểm tra đánh giá sai số như sau:

Bảng 2: Sai số trung bình kết quả dự báo công suất phát tua bin gió của các mô hình đề xuất

TT	Mô hình	Sai số %
1	Mô hình 1	41,92
2	Mô hình 2	36,8
3	Mô hình 3 (với 4 trạng thái thời tiết)	17,09
4	Mô hình 4 (với 4 trạng thái thời tiết)	16,35

Trong đó: 4 trạng thái thời tiết bao gồm: gió mạnh, gió trung bình, gió nhẹ, ít gió. Các trạng thái thời tiết này được đánh số tương ứng từ 1 đến 4 làm đầu vào của mạng nơ ron cùng với công suất phát của tua bin gió ngày trước đó. Ngoài ra, từ số liệu trạng thái thời tiết của 335 ngày của tập đào tạo, tương ứng với trạng thái thời tiết dự báo của ngày dự báo ta tìm được công suất lớn nhất, nhỏ nhất và công suất trung bình tương ứng. Từ đó ta sử dụng số liệu để hiệu chỉnh cho mô hình 4. Hình vẽ là đồ thị công suất phát của tua bin gió khi sử dụng mô hình 4 để dự báo và công suất phát thực tế trong ngày 01/03/2022 như hình vẽ dưới.



Hình 21: Công suất phát của tuabin gió trong ngày dự báo (dự báo – nét đứt; thực tế- nét liền)

Với dự báo công suất phát của giàn pin mặt trời và tua bin gió: Từ kết quả ở bảng 1, bảng 2 ta thấy rằng khi sử dụng 48 mạng nơ ron riêng lẻ (Mô hình 2) để dự báo công suất phát của từng

thời điểm sẽ cho sai số nhỏ hơn sử dụng 1 mạng nơ ron gồm 48 đầu vào và 48 đầu ra (Mô hình 1). Nếu sử dụng thêm số liệu loại thời tiết làm đầu vào (Mô hình 3) thì kết quả dự báo sẽ chính xác hơn. Và mô hình cho sai số tốt nhất là mô hình sử dụng riêng từng mạng nơ ron cho mỗi thời điểm và số liệu đầu vào là số liệu công suất phát của ngày trước đó và số liệu loại thời tiết kết hợp với bộ lọc sử dụng công suất phát trung bình, lớn nhất, nhỏ nhất của cùng một thời điểm và có cùng trạng thái thời tiết (Mô hình 4). Và số liệu trạng thái thời tiết thu thập được và dự báo càng đa dạng thì dự báo và hiệu chỉnh càng chính xác.

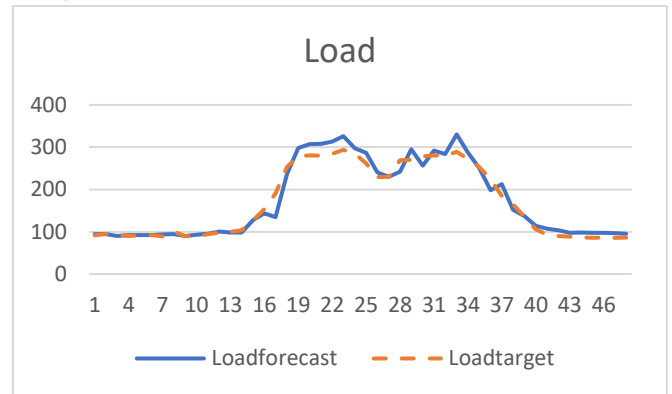
+ Dự báo công suất tiêu thụ của phụ tải điện

Phụ tải điện thu thập được gồm 243 ngày được chia thành 228 ngày phục vụ cho đào tạo và 15 ngày sử dụng cho dự báo. Trong đó mỗi ngày số liệu sẽ được thu thập 30 phút 1 lần từ 0h00 đến 23h30. Áp dụng cho các mô hình ta được bảng kết quả sai số trung bình của tập dự báo như sau:

Bảng 3: Sai số trung bình kết quả dự báo công suất phụ tải tiêu thụ của các mô hình đề xuất

TT	Mô hình	Sai số %
1	Mô hình 1	22,66
2	Mô hình 2	17,93
3	Mô hình 3	9,11

Ta thấy rằng khi sử dụng 48 mạng nơ ron riêng lẻ để dự báo cho 1 thời điểm (mô hình 2) sẽ cho sai số tốt hơn khi sử dụng 1 mạng nơ ron để dự báo cho cả 48 thời điểm trong ngày (mô hình 1). Đồng thời khi sử dụng thêm số liệu công suất tiêu thụ của 7 ngày trước đó (mô hình 3) thì kết quả dự báo cũng cho sai số tốt hơn là chỉ sử dụng phụ tải của ngày trước đó (mô hình 2). Do đó ta sử dụng mô hình 3 là mô hình để dự báo cho công suất tiêu thụ của phụ tải điện. Hình vẽ là đồ thị công suất tiêu thụ của phụ tải điện khi sử dụng mô hình 3 để dự báo và công suất tiêu thụ thực tế của ngày 01/03/2022 như hình vẽ dưới.



Hình 22: Công suất tiêu thụ của phụ tải trong ngày dự báo (dự báo – nét đứt; thực tế- nét liền)

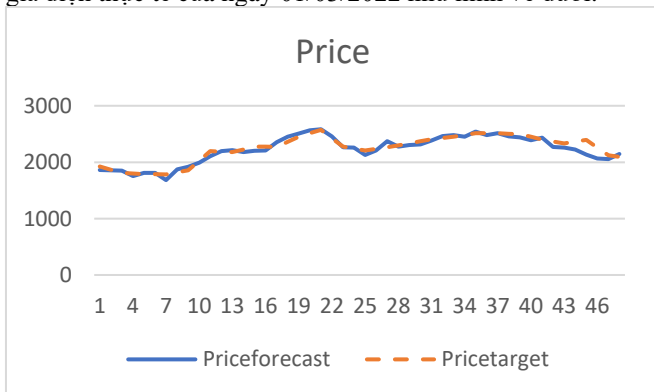
+ Dự báo giá bán điện từ lưới.

Trong thị trường mua bán điện cạnh tranh thì giá bán điện từ lưới luôn thay đổi theo thời điểm. Khi phụ tải lên cao, nhu cầu tiêu thụ điện nhiều thì giá điện sẽ tăng cao còn khi phụ tải xuống thấp thì giá điện sẽ giảm. Số liệu giá điện được thu thập trong 305 ngày, trong đó 290 ngày sẽ được sử dụng để đào tạo mạng và 15 ngày được sử dụng để kiểm tra dự báo. Trong đó mỗi ngày số liệu sẽ được thu thập 30 phút 1 lần từ 0h00 đến 23h30. Áp dụng cho các mô hình ta được bảng kết quả sai số trung bình của tập dự báo như sau:

Bảng 4: Sai số trung bình kết quả dự báo giá bán điện từ lưới của các mô hình đề xuất

TT	Mô hình	Sai số %
1	Mô hình 1	7,89
2	Mô hình 2	6,84
3	Mô hình 3	5,22

Ta thấy rằng khi sử dụng 48 mạng nơ ron riêng lẻ để dự báo cho 1 thời điểm (mô hình 2) sẽ cho sai số tốt hơn khi sử dụng 1 mạng nơ ron để dự báo cho cả 48 thời điểm trong ngày (mô hình 1). Đồng thời khi sử dụng thêm số liệu giá điện của 7 ngày trước đó (mô hình 3) thì kết quả dự báo cũng cho sai số tốt hơn là chỉ sử dụng giá điện của ngày trước đó (mô hình 2). Do đó ta sử dụng mô hình 3 là mô hình để dự báo giá điện. Hình vẽ là đồ thị giá điện khi sử dụng mô hình 3 để dự báo và giá điện thực tế của ngày 01/03/2022 như hình vẽ dưới.

**Hình 23:** Giá mua điện từ lưới trong ngày dự báo (dự báo – nét đứt; thực tế – nét liền)

3.2. Điều khiển tối ưu phụ tải điện

a. Các thông số của lưới điện

Công suất phát và công suất tiêu thụ lớn nhất, hệ số công suất tại các phụ tải. Công suất phát của các giàn pin mặt trời, tua bin gió thông dụng có bán trên thị trường được lắp đặt tại các hộ gia đình:

Bảng 5: Bảng thông số công suất tại các nút

Phụ tải	Tải không điều khiển được		Tải điều khiển được		Giàn pin mặt trời		Tua bin gió	
	P_{max}	$\cos\phi$	P_{max}	$\cos\phi$	P_{max}	$\cos\phi$	P_{max}	$\cos\phi$
1	8	0,95	5	1	12	0,95	0	0,95
2	12	0,95	7	0,9	9	0,95	0	0,95
3	6	0,95	0	1	0	0,95	0	0,95
4	10	0,95	5	0,9	0	0,95	0	0,95
5	10	0,95	0	1	27	0,95	0	0,95
6	6	0,95	0	0,9	0	0,95	10	0,95
7	8	0,95	7	1	18	0,95	0	0,95
8	6	0,95	10	0,9	12	0,95	0	0,95
9	10	0,95	4	1	9	0,95	5	0,95
10	8	0,95	6	0,9	9	0,95	0	0,95

Điện trở, điện kháng và dòng điện cho phép lớn nhất của các nhánh:

Bảng 6: Bảng thông số điện trở, điện kháng, dòng điện cho phép các nhánh

Nút đi	Nút đến	Điện trở R	Điện kháng X	Dòng điện cho phép I_{cp}
0	1	0,008	0,011	440
1	2	0,008	0,011	440
2	3	0,008	0,011	440
3	4	0,008	0,011	440
4	5	0,008	0,011	440
5	6	0,008	0,011	440
6	7	0,008	0,011	440
7	8	0,008	0,011	440
8	9	0,008	0,011	440
9	10	0,008	0,011	440

Thời gian sử dụng cho phép của các phụ tải điện điều khiển được:

Bảng 7: Bảng thông số thời gian đóng/mở cho phép của phụ tải

Phụ tải	Thời điểm bắt đầu t_{start}	Thời điểm kết thúc t_{end}	Khoảng thời gian hoạt động Δt
1	1	24	2
2	18	22	1
4	6	18	2
7	1	24	2
8	18	22	2
9	8	18	6
10	0	7	3

Với các thông số của lưới điện trên, nếu không tiến hành điều khiển đóng cắt các phụ tải, ta thấy tại một số thời điểm, điện áp tại các nút sẽ lớn hơn giá trị cho phép (vượt quá 5% của điện áp định mức – 231V) hoặc nếu đóng phụ tải vào giờ cao điểm sẽ làm điện áp nút nhỏ hơn giá trị cho phép (giảm quá 5% của điện áp định mức – 209V) như trong bảng sau:

Bảng 8: Bảng điện áp tại các nút vào một số thời điểm khi không điều khiển tải và có điều khiển tải.

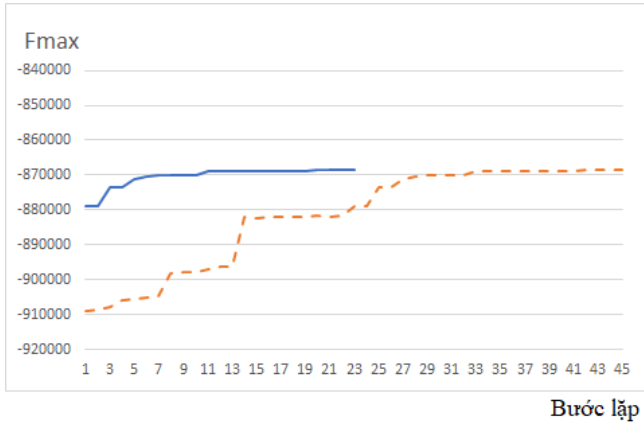
Điện áp nút	13h30	17h30	13h30	17h30
1	222,03	217,97	221,35	217,35
2	223,78	216,17	222,42	214,93
3	225,55	214,72	223,49	212,87
4	227,53	213,45	224,77	210,99
5	229,87	212,48	226,41	209,42
6	231,33	211,78	227,15	208,12
7	232,61	211,01	227,68	206,74
8	233,34	210,44	227,92	205,59
9	233,74	210,05	228,33	205,19
10	233,88	209,82	228,47	204,95

Trong bảng số liệu 8, cột 2 và cột 3 là điện áp tại các nút khi không đóng phụ tải điều khiển được vào các thời điểm lúc 13h30 và 17h30. Ta thấy rằng tại thời điểm 13h30 điện áp các nút 7,8,9,10 sẽ lớn hơn giá trị cho phép. Nếu lúc đó ta điều khiển đóng tải ở nút 7 và 8 thì điện áp sẽ giảm xuống và nằm trong giá trị cho phép như ở cột 4. Tại thời điểm 17h30 điện áp các nút nằm trong giá trị cho phép như ở cột 2, nếu ta đóng phụ tải 8 thì sẽ làm điện áp các nút 6,7,8,9,10 xuống dưới giá trị cho phép như ở cột 5.

b. Sử dụng thuật toán di truyền và thuật toán bầy đàn để điều khiển đóng/cắt phụ tải điện.

Từ các số liệu dự báo, ta tiến hành sử dụng thuật toán di truyền và thuật toán bầy đàn để tính toán điều khiển đóng/cắt phụ tải sao cho điện áp nút và dòng điện nhánh nằm trong khoảng cho phép và tổng chi phí bán điện lên lưới từ giàn pin mặt trời, tua bin gió trừ đi chi phí mua điện từ lưới cấp cho các phụ tải là lớn nhất. Hàm mục tiêu sau các bước lặp khi sử dụng thuật

toán di truyền và thuật toán bầy đàn được biểu diễn trong hình vẽ sau:



Hình 24: Hàm mục tiêu sau các bước lặp khi sử dụng thuật toán di truyền (nét đứt) và thuật toán bầy đàn (nét liền)

Cả 2 phương pháp đều cho điểm đóng tải tối ưu để hàm mục tiêu đạt giá trị lớn nhất như sau:

Bảng 9: Bảng thời điểm đóng tải tối ưu và giá trị hàm mục tiêu tối ưu

fmax	Công suất phụ tải điều khiển được và thời điểm đóng tải							
	Phụ tải	1	2	4	7	8	9	10
-868577	P	5	7	5	7	10	4	6
	t	2	21,5	6,5	2	20,5	11,5	1

Từ bảng số liệu trên ta thấy rằng tại vòng lặp 43 tổng chi phí bán điện từ giàn pin mặt trời, tua bin gió trừ đi tổng chi phí mua điện từ lưới điện cung cấp cho phụ tải là -868.577 đồng/ngày. Như vậy với lưới điện đã cho sau khi điều khiển đóng/cắt các phụ tải để điện áp nút và dòng điện nhánh nằm trong giá trị cho phép thì chi phí thấp nhất mà các phụ tải phải trả cho lưới điện trong ngày đó là 868.577 đồng.

3.3. Sử dụng sạc xe điện thông minh để cấp nguồn cho lưới điện

a. Tính phân bố công suất khi sử dụng sạc xe điện thông minh cấp nguồn cho phụ tải

Giả thiết với lưới điện có công suất phụ tải và công suất của giàn pin mặt trời như bảng 5. Giả thiết tính cho trường hợp khi mất điện lưới, phụ tải đang sử dụng 100% công suất, các nguồn điện mặt trời, điện gió phát 50% công suất. Các phụ tải điều khiển được đều là các bộ sạc thông minh có thể lấy điện từ pin xe điện và phát công suất tương ứng. Giả thiết tại các nút có bộ sạc điều khiển được pin đang sạc ở 50% dung lượng và thời gian dự trữ là 2 tiếng thì với dung lượng pin của các xe điện nói trên ta thấy rằng hệ thống đảm bảo cung cấp điện đầy đủ cho lưới khi mất điện trong vòng 1 tiếng. Ta sẽ sử dụng nút 1 là nút cân bằng công suất bằng cách điều chỉnh công suất phát lên từ pin xe điện còn lại các nút khác phát 100% công suất. Ta được bảng công suất phát lên lưới của các bộ sạc tại các nút và điện áp các nút như sau:

Bảng 10: Công suất phát lên lưới của các bộ sạc xe điện

Nút	Công suất phát lên lưới của các bộ sạc						
	1	2	4	7	8	9	10
P (kW)	1,99	7	5	7	10	4	6

b. Tính độ tin cậy của lưới điện khi sử dụng bộ sạc thông minh cấp điện cho phụ tải.

Giả thiết thời gian mất điện trung bình trong năm của lưới điện là 336 giờ. Dung lượng của pin và công suất bộ sạc là số nguyên của xe ô tô điện phổ biến ở Việt Nam tương ứng là 42kWh và 11 kW. Thay đổi công suất bộ xả lấy điện từ pin đưa lên lưới từ 25% đến 200% tổng công suất phụ tải. Tính thời gian mất điện và so sánh với thời gian mất điện khi không sử dụng bộ sạc. Kết quả tổng hợp cho ở bảng sau:

Bảng 11: Thời gian mất điện trung bình trong năm

Pdismax (%P _L)	SAIDI (giờ/năm)	
	Abmax = 42 kWh; Pchmax = 11 kW	Abmax = 420 kWh; Pchmax = 110 kW
25	338,145	336,03
50	259,085	158,745
75	259,87	146,375
100	260,955	56,06
125	262,465	34,905
150	259,15	34,225
175	258,775	34,155
200	258,755	34,205

Từ bảng kết quả ta thấy rằng khi sử dụng bộ sạc cung cấp điện cho phụ tải thì thời gian mất điện giảm đi và trong trường hợp khi số lượng bộ xe nối vào lưới có dung lượng là 420 kWh, công suất bộ xả khoảng 125% công suất tải thì số giờ mất điện có thể giảm đi gần 10 lần.

4. Kết luận

Từ những nghiên cứu và tính toán trên ta đưa ra một số kết luận sau:

+ Sử dụng mạng nơ ron truyền thẳng 2 lớp kết hợp với thuật toán Levenberg-Marquadt ta có thể tiến hành đào tạo và dự báo công suất phát của giàn pin mặt trời, tua bin gió, công suất tiêu thụ của phụ tải điện và giá bán điện. Trong đó việc dự báo công suất phát của tuabin gió, giàn pin mặt trời khi sử dụng mô hình mạng nơ ron cùng với bộ lọc hiệu chỉnh đầu ra bằng số liệu công suất phát lớn nhất, nhỏ nhất và trung bình của cùng 1 thời điểm và cùng 1 điều kiện thời tiết sẽ cho sai số tốt nhất. Còn trong dự báo công suất phụ tải và giá điện thì sử dụng mô hình 3 (mô hình 1 mạng nơ ron cho 1 thời điểm và số liệu đầu vào của 1 ngày trước đó và ngày tương tự của tuần trước đó) sẽ cho sai số nhỏ nhất.

+ Sử dụng thuật toán di truyền hoặc thuật toán bầy đàn có thể tìm được thời điểm đóng/cắt phụ tải tối ưu để đảm bảo điện áp nút, dòng điện trong các nhánh nằm trong khoảng cho phép. Đồng thời tìm được thời điểm đóng phụ tải điều khiển được phù hợp nhất để tổng chi phí bán điện từ giàn pin mặt trời, tua bin gió trừ đi chi phí mua điện của lưới là lớn nhất (hoặc chi phí mua điện của lưới trừ đi chi phí bán điện là nhỏ nhất). Trong đó thuật toán bầy đàn cho khả năng hội tụ nhanh hơn so với thuật toán di truyền đối với bài toán điều khiển phụ tải.

+ Bằng cách tận dụng pin của xe điện và điều khiển sạc thông minh phát điện lên lưới, hệ thống có thể tự cấp nguồn cung cấp đầy đủ điện cho phụ tải trong trường hợp mất điện lưới. Sử dụng thuật toán Monte Carlo tính thời gian mất điện trung bình hàng năm thấy rằng khi công suất xả phù hợp và dung lượng pin sạc lớn thì thời gian mất điện có thể giảm đi 10 lần.

Lời cảm ơn

Xin cảm ơn công ty điện lực Sóc Trăng, trung tâm khí tượng thủy văn đã cung cấp số liệu để thực hiện nghiên cứu này.

Tài liệu tham khảo

- [1] Sudipta Chakraborty, Godoy Simoes (2007) *Distributed Intelligent Energy Management System for a Single-Phase High-Frequency AC Microgrid*. IEEE transactions on industrial electronics vol 54. No 1 February.
- [2] Rodrigo Palma Behnke, Carlos Benavides, Fernando Lanas, Bernardo Severino, Lorenzo Reyes, Jacqueline Llanos (2013) *A Microgrid Energy Management System Based on The Rolling Horizon Strategy*. IEEE transactions on smart grid, Vol 4 No 2 June.
- [3] Maurice Clerc (2006) *Particle Swarm Optimization*. ISTE Ltd.
- [4] Mitchell Melanie (1999) *An Introduction to Genetic Algorithms*. MIT Press.
- [5] Martin T. Hagan (2002) *Neural Network Design*. Campus Pub. Service.
- [6] Hadi Saadat (2011) *Power System Analysis*. Psa Publishing LLC.
- [7] Zahari Zarkov, Ludmil Stoyanov, Iva Draganovska (2019) *Application of ANN for solar radiation forecasting - case study of Oryahovo*. 2019 11th Electrical Engineering Faculty Conference (BulEF).
- [8] Wang xiao-wen, Fu xuan, Sun xiao-yu, Wu zhi-hong (2013) *The Short-term Load Forecasting by Applying the Fuzzy Neural Net*. 2013 6th International Conference on Intelligent Networks and Intelligent Systems.
- [9] Zhe Ren, Chengshuai Huang, Meng Li (2019) *Research on Wind Power Prediction*. IEEE conference on Energy Internet and Energy System Integration November 8-10, 201.
- [10] Prakasit Prabpal, Yuttana Kongjeen, Krischonme Bhumkittipich (2021) *Optimal Battery Energy Storage System Based on VAR Control Strategies Using Particle Swarm Optimization for Power Distribution System*. Symmetry 2021, 13, 1692.
- [11] Muhammad Usman, Zahoor Ali Khan, Inam Ullah Khan, Sakeena Javaid, Nadeem Javaid *Research on Short-term Module Temperature Prediction Model Based on BP Neural Network for Photovoltaic Power Forecasting*. 2019 Sixth HCT Information Technology Trends (ITT).
- [12] Yujing Sun, Fei Wang *Data Analytics for Short Term Price and Load Forecasting in Smart Grids using Enhanced Recurrent Neural Network*. 2015 IEEE Power & Energy Society General Meeting.
- [13] Mashud Rana, Irena Koprinska, Vassilios G Agelidis *Forecasting Solar Power Generated by Grid Connected PV Systems Using Ensembles of Neural Networks*. 2015 International Joint Conference on Neural Networks (IJCNN)
- [14] Rubita Sudirman, Dr. Kaveh Ashenayi, Mostafa Golbaba *Comparison of Methods Used for Forecasting Solar Radiation*. 2012 IEEE Green Technologies Conference
- [15] Paras Mandal, Anurag K. Srivastava, Jung-Wook Park *An Effort to Optimize Similar Days Parameters for ANN-Based Electricity Price Forecasting*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 45, No. 5, September/October 2009
- [16] Hao Quan, Dipti Srinivasan, Abbas Khosravi, Saeid Nahavandi, Doug Creighton *Construction of Neural Network-Based Prediction Intervals for Short-Term Electrical Load Forecasting*. IEEE Computational Intelligence Applications in Smart Grid (CIASG) 2013
- [17] Jinxuan LI, Jiandong MAO *Ultra-Short-Term Wind Power Prediction Using BP Neural Network*. 9th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications 2014
- [18] M. Lydia, S. Suresh Kumar *A Comprehensive Overview on Wind Power Forecasting*. 2010 Conference Proceedings IPEC
- [19] Luis J. Ricalde, Eduardo Ordoñez, Manuel Gamez, Edgar N. Sanchez *Design of a Smart Grid Management System with Renewable Energy Generation*. IEEE Symposium on Computational Intelligence Applications In Smart Grid (CIASG) 2011
- [20] Tran Ky Phuc, Vu Toan Thang, Pham Hai Binh *A computing tool for composite power system reliability evaluation based on Monte Carlo simulation and parallel processing*. International Conference on Mechatronics and Automatic Control Systems (ICMS 2014)

Thiết kế điều khiển cho bộ biến đổi cộng hưởng LLC 3 pha

Adaptive Control Design of Interleaved Three-Phase LLC Resonant Converter with Phase-Shedding Technique

Nguyễn Kiên Trung, Hoàng Trung Thông, Phạm Việt Phương*

Hanoi University of Science and Technology

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

Abstract

High efficiency and high power density are becoming increasingly popular in the design requirements of power supplies. In modern power electronics, resonant converters, especially LLC resonance structures are receiving much attention because of their ability to increase the working frequency to reduce the size of passive components while ensuring high efficiency. Currently, the multi-phase resonant LLC converter is being researched and developed to increase the power capacity and power density of DC/DC converters. In addition, the multi-phase configuration can also perform phase-shedding to improve efficiency under low-load operations. This paper presents a control method using model-based adaptive control (MRAC) to adjust the parameters of the PI controller to improve the dynamic response and quality of the output voltage of the converter in case of converter's parameter change and phase shedding. The adaptive controller responded well and obtained consistently standard results of a 48V voltage source with output voltage ripple is smaller than 200mV and overshoot is smaller than $\pm 1\%$ over the full operating range. An experimental model of a 3-phase LLC converter with the output power of 3600W is built to verify the design.

Keywords: LLC resonant converter, Model reference adaptive control, Multi-phase LLC converter

Tóm tắt

Hiệu suất cao và mật độ công suất lớn ngày càng trở nên phổ biến trong yêu cầu thiết kế các bộ nguồn. Trong điện tử công suất hiện đại, các bộ biến đổi cộng hưởng, đặc biệt là cấu trúc cộng hưởng LLC đang nhận được nhiều sự quan tâm bởi có khả năng tăng tần số làm việc để giảm kích thước mà vẫn đảm bảo được hiệu suất cao. Hiện nay, cấu trúc LLC cộng hưởng nhiều pha đang được nghiên cứu phát triển để tăng công suất cũng như mật độ công suất của các bộ biến đổi DC/DC. Hơn nữa cấu hình nhiều pha còn có thể thực hiện tắt pha nhằm cải thiện hiệu suất khi làm việc non tải. Bài báo này trình bày phương pháp điều khiển sử dụng điều khiển thích nghi dựa trên mô hình mẫu (MRAC) để điều chỉnh thông số bộ điều khiển PI nhằm cải thiện đáp ứng và nâng cao chất lượng điện áp đầu ra của bộ biến đổi khi có sự thay đổi trong thông số bộ biến đổi và khi tắt pha (cấu trúc bộ biến đổi thay đổi) mà vẫn đạt được tiêu chuẩn nguồn điện áp đầu ra. Bộ điều khiển thích nghi đã đáp ứng tốt và thu được kết quả luôn đạt tiêu chuẩn của nguồn 48V với độ đập mạch điện áp đầu ra $< 200\text{mV}$ và độ quá điều chỉnh $< \pm 1\%$ trong toàn dải. Một mô hình thực nghiệm bộ biến đổi LLC 3 pha, điện áp ra 48V, công suất đầu ra 3600W được xây dựng để kiểm chứng thiết kế.

1. Giới thiệu chung

Các bộ biến đổi cộng hưởng LLC đã và đang trở nên phổ biến với những ứng dụng quan trọng như trong các thiết bị nguồn

cho các trạm viễn thông, nguồn cho các hệ thống điều khiển công nghiệp, các hệ thống nguồn cho máy tính, các đèn led công suất lớn,... là những ứng dụng yêu cầu hiệu suất cao và mật độ công suất lớn. Bộ biến đổi cộng hưởng LLC có những đặc điểm là có thể đạt chuyển mạch mềm ZVS (chuyển mạch với điện áp bằng không) đối với các MOSFETS bên phía sơ cấp và ZCS (chuyển mạch với dòng điện bằng không) đối với các DIODE bên phía thứ cấp máy biến áp [1]. Chuyển mạch mềm cho phép bộ biến đổi làm việc ở tần số cao hơn, giảm đáng kể kích thước của các phần tử thụ động như máy biến áp, cuộn cảm, tụ lọc đầu ra, giúp tăng mật độ công suất.

Hiện nay, cấu trúc bộ biến đổi cộng hưởng LLC 3 pha đang được tập trung nghiên cứu và phát triển để mở rộng ứng dụng của các bộ biến đổi cộng hưởng. Bộ biến đổi cộng hưởng một pha truyền thống có hạn chế về công suất đầu ra và dòng đập mạch trên tụ đầu ra lớn [2]. Để giải quyết vấn đề này, cấu trúc ba pha có đặc điểm của hiệu ứng xen kênh giữa các pha giúp giảm sự đập mạch của dòng điện trên tụ đầu ra, từ đó giúp giảm dung lượng cần thiết của tụ lọc đầu ra. Hơn nữa, việc nâng số pha còn giúp mở rộng dải công suất và cải thiện hiệu suất của các bộ biến đổi cộng hưởng LLC [2]. Tuy nhiên việc thiết kế điều khiển cho bộ biến đổi cộng hưởng 3 pha còn gặp khó khăn do vấn đề mô hình hóa phức tạp khi có sự mất cân bằng giữa các pha [2].

Hiện nay, việc thiết kế điều khiển cho các bộ biến đổi cộng hưởng LLC 3 pha đang được thực hiện dựa trên mô hình toán học của bộ biến đổi 1 pha [2-3]. Nếu giả thiết 3 pha của bộ biến đổi LLC 3 pha hoàn toàn cân bằng, khi đó bộ biến đổi 3 pha sẽ tương đương với 3 bộ biến đổi 1 pha mắc song song.

Vì vậy mô hình toán học của bộ biến đổi LLC 3 pha hoàn toàn tương đương như mô hình 1 pha. Theo một cách làm khác, nghiên cứu [2] cũng đã chỉ ra sự tương đồng giữa đồ thị bode của đối tượng một pha và ba pha bằng phương pháp nhận dạng. Tuy nhiên, khi thông số của 3 pha có sự mất cân bằng, mô hình toán học của bộ biến đổi 3 pha sẽ có sai khác với mô hình của bộ biến đổi 1 pha, khi đó với phương pháp thiết kế điều khiển như hiện tại sẽ gặp nhiều khó khăn trong việc đáp ứng các chỉ tiêu kỹ thuật của các thiết bị nguồn ứng dụng cho các trạm viễn thông [3].

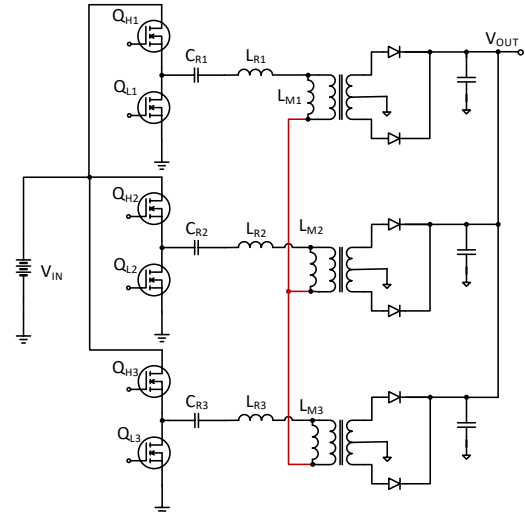
Để khắc phục vấn đề thay đổi tham số của đối tượng, các bộ điều khiển thích nghi đã được sử dụng trong nhiều ứng dụng và đều cho thấy đạt được kết quả tốt [4-10]. Trong các bộ biến đổi điện tử công suất, các bộ điều khiển thích nghi được sử dụng để đối phó với sự thay đổi tham số hoặc sự ảnh hưởng của một số thành phần được coi là nhiễu trong quá trình mô hình hóa như điện áp đầu vào hay sự thay đổi của tải [4-5]. Trong nghiên cứu này, bộ điều khiển thích nghi được ứng dụng để đối phó với sự sai lệch của mô hình đối tượng thực so với mô hình sử dụng để thiết kế bộ điều khiển, cũng như sự thay đổi của tham số hay sự ảnh hưởng của nhiễu (điện áp đầu vào thay đổi hoặc tải thay đổi) trong quá trình làm việc. Từ đó giúp nâng cao chất lượng đáp ứng của điện áp đầu ra bộ biến đổi.

Trong nghiên cứu này, bộ điều khiển PI được thiết kế để điều khiển điện áp đầu ra của bộ biến đổi LLC 3 pha dựa trên mô hình toán học của bộ biến đổi LLC một pha với tham số thiết kế bộ LLC 3 pha hoàn toàn cân bằng. Sau đó bộ điều khiển thích nghi theo mô hình mẫu (MRAC) được thiết kế theo luật thích nghi MIT để điều chỉnh thông số của bộ điều khiển PI nhằm nâng cao chất lượng đáp ứng của điện áp đầu ra khi có sự mất cân bằng giữa các pha và khi có sự thay đổi số pha trong quá trình làm việc. Các thiết kế được kiểm chứng trên phần mềm mô phỏng Matlab và thực nghiệm trên mô hình bộ biến đổi LLC 3 pha với công suất 3.6 KW. Kết quả mô phỏng cho thấy bộ điều khiển PI thích nghi cho đáp ứng điện áp đầu ra tốt hơn so với bộ điều khiển PI khi có sự biến động của tải, sự thay đổi số pha làm việc của bộ biến đổi. Điện áp đầu ra luôn đạt 48V với sai lệch tĩnh chỉ 0.4%, độ đập mạch của điện áp ra luôn <200mV, và độ quá điều chỉnh luôn <1% trong toàn dải điều chỉnh. Về cấu trúc bài báo, phần II sẽ trình bày về bộ biến đổi LLC 3 pha và việc mô hình hóa dựa trên sơ đồ tương đương là bộ biến đổi cộng hưởng LLC 1 pha. Phần III trình bày chi tiết cách thiết kế cấu trúc và thuật điều khiển thích nghi theo mô hình mẫu (MRAC) sử dụng luật MIT. Phần IV trình bày về việc kiểm chứng thiết kế thông qua mô phỏng và thực nghiệm. Phần V là kết luận.

2. Bộ biến đổi LLC 3 pha

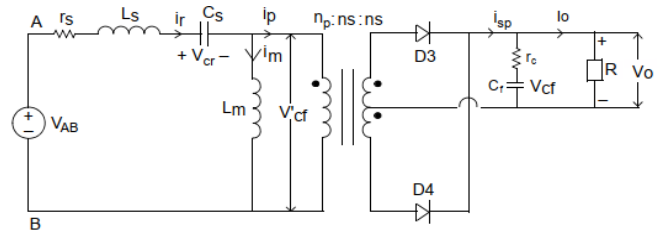
Sơ đồ bộ biến đổi cộng hưởng LLC 3 pha dạng nửa cầu được mô tả trong hình 1. Cấu trúc bộ biến đổi bao gồm 3 bộ biến đổi LLC 1 pha mắc song song và nối sao sơ cấp máy biến áp nhằm giảm sự mất cân bằng dòng giữa các pha khi có sự sai khác tham số của các mạch cộng hưởng [2-3]. Với mỗi mạch một pha, gồm ba thành phần chính, một là phần mạch đóng cắt dạng nửa cầu tạo ra điện áp dạng xung vuông ở đầu ra để cấp cho mạch cộng hưởng. Phần hai là mạch cộng hưởng gồm một tụ điện cộng hưởng (C_r) mắc nối tiếp với hai cuộn cảm, trong đó cuộn cảm cộng hưởng (L_r) và điện cảm từ hóa (L_m) có thể được tích hợp trong MBA. Cuộn dây bên phía thứ cấp

được cấu hình dạng center-tap (có điểm giữa), nối với các diode chỉnh lưu để tạo ra điện áp một chiều đầu ra.



Hình 1. Cấu trúc bộ biến đổi LLC 3 pha nối sao sơ cấp máy biến áp

Nếu coi 3 pha hoàn toàn cân bằng, khi đó bộ biến đổi LLC 3 pha hoàn toàn tương đương với 3 bộ biến đổi LLC 1 pha mắc song song. Khi cả 3 bộ biến đổi được điều khiển với cùng một tần số để đảm bảo hiệu ứng xen kênh ở đầu ra thì mối quan hệ giữa tần số chuyển mạch và điện áp đầu ra của bộ biến đổi LLC 3 pha chính là mối quan hệ giữa tần số và điện áp đầu ra của bộ biến đổi cộng hưởng LLC 1 pha. Sơ đồ mạch điện tương đương của bộ biến đổi LLC 1 pha được mô tả trên hình 2.



Hình 2. Sơ đồ mạch tương đương của bộ biến đổi cộng hưởng LLC 1 pha

Với sơ đồ tương đương trên hình 2, điện áp vào khối cộng hưởng được tính như (1):

$$v_{AB} = L_s \left(\frac{di_r}{dt} \right) + i_r r_s + v_{cr} + \text{sgn}(i_p) v'_{cf} \quad (1)$$

với:

$$\text{sgn}(i_p) = \{-1, \text{nếu } v'_{cf} < 0; +1, \text{nếu } v'_{cf} \geq 0\}$$

Dòng cộng hưởng:

$$i_r = C_s \frac{dv_{cr}}{dt} \quad (2)$$

Điện áp phía sơ cấp biến áp:

$$v'_{cf} = L_m \frac{di_m}{dt} \quad (3)$$

Dòng điện phía thứ cấp biến áp:

$$|i_{sp}| = \left(1 + \frac{r'_c}{R} \right) C_f \frac{dv_{cf}}{dt} + \frac{1}{R} v_{cf} \quad (4)$$

Điện áp đầu ra:

$$v_o = r'_c \cdot |i_{sp}| + \left(\frac{r'_c}{r_c} \right) \cdot v_{cf} \quad (5)$$

với: $r'_c = r_c |R$

Có thể thấy các biến có đạo hàm như $i_r(t)$, $v_{cr}(t)$, $i_m(t)$ là các biến chứa cả các thành phần sóng hài. Các biến này sẽ được viết dưới dạng chuỗi Fourier gồm tổng của thành phần một chiều và các thành phần sóng hài:

$$\begin{aligned} f(x) &= a_0 \pm \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \sin nx + b_n \cos nx) \\ &= (a_0 \pm a_1 \sin x \pm a_2 \sin 2x \pm a_3 \sin 3x \\ &\quad \pm b_1 \cos x \pm b_2 \cos 2x \\ &\quad \pm b_3 \cos 3x) \end{aligned}$$

Giả thiết mạch làm việc ở vùng tần số lân cận tần số cộng hưởng f_0 , thì các đại lượng xoay chiều được xấp xỉ bằng thành phần sóng hài cơ bản:

$$i_r(t) = i_s(t) \sin \omega_s t - i_c(t) \cos \omega_s t \quad (6)$$

$$v_{cr}(t) = v_s(t) \sin \omega_s t - v_c(t) \cos \omega_s t \quad (7)$$

$$i_m(t) = i_{ms}(t) \sin \omega_s t - i_{mc}(t) \cos \omega_s t \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \frac{di_r}{dt} &= \left(\frac{di_s}{dt} + \omega_s i_c \right) \sin \omega_s t \\ &\quad - \left(\frac{di_c}{dt} - \omega_s i_s \right) \cos \omega_s t \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \frac{dv_{cr}}{dt} &= \left(\frac{dv_s}{dt} + \omega_s v_c \right) \sin \omega_s t \\ &\quad - \left(\frac{dv_c}{dt} - \omega_s v_s \right) \cos \omega_s t \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \frac{di_m}{dt} &= \left(\frac{di_{ms}}{dt} + \omega_s i_{mc} \right) \sin \omega_s t \\ &\quad - \left(\frac{di_{mc}}{dt} - \omega_s i_{ms} \right) \cos \omega_s t \end{aligned} \quad (11)$$

với: ω_s là tần số đóng cắt, chọn bằng tần số cộng hưởng ω_0 . Còn lại các thành phần phi tuyến $\text{sgn}(ip)$, v'_{cf} , $|isp|$ sẽ được viết dưới dạng chuỗi Fourier nhưng với các hệ số f_i :

$$v_{AB}(t) = f_1(d, v_{in}) \sin \omega_s t \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \text{sgn}(i_{sp})v'_{cf} &= f_2(i_{ss}, i_{sp}, v'_{cf}) \sin \omega_s t \\ &\quad - f_3(i_{sc}, i_{sp}, v'_{cf}) \cos \omega_s t \end{aligned} \quad (13)$$

với:

$$\begin{aligned} f_1(d, v_{in}) &= \frac{2v_{in}}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{2}d\right) = v_{es} \\ f_2(i_{ss}, i_{sp}, v'_{cf}) &= \frac{4}{\pi} \frac{i_{ss}}{i_{sp}} v'_{cf} = \frac{4}{\pi} \frac{i_{ps}}{i_{pp}} v'_{cf} \\ &= \frac{4n}{\pi} \frac{i_{ps}}{i_{pp}} v_{cf} = v_{ps} \\ f_3(i_{sc}, i_{sp}, v'_{cf}) &= \frac{4}{\pi} \frac{i_{sc}}{i_{sp}} v'_{cf} = \frac{4}{\pi} \frac{i_{pc}}{i_{pp}} v'_{cf} \\ &= \frac{4n}{\pi} \frac{i_{pc}}{i_{pp}} v_{cf} = v_{pc} \\ i_{pp} &= \sqrt{i_{ps}^2 + i_{pc}^2} \end{aligned}$$

Trong đó:

v_{ps}, v_{pc} là thành phần sin, cos của điện áp sơ cấp máy biến áp

i_{ps}, i_{pc} là thành phần sin, cos của dòng điện sơ cấp máy biến áp

i_{pp} là dòng điện sơ cấp máy biến áp

i_{ss}, i_{sc} thành phần sin, cos của dòng điện thứ cấp máy biến áp

i_{sp} dòng điện bên phía thứ cấp máy biến áp

$n = np/ns$ hệ số biến áp

d là độ dịch pha (0 – 0.5).

Thay thế các phương trình (6-13) vào các phương trình (1-5) ta thu được các phương trình mô tả thành phần sin, cos của điện áp vào mạch cộng hưởng:

$$v_{es} = L_s \left(\frac{di_s}{dt} + \omega_s i_c \right) + r_s i_s + v_s + v_{ps} \quad (14)$$

$$= L_s \left(\frac{di_s}{dt} + \omega_s i_c \right) + r_s i_s + v_s + \frac{4n}{\pi} \frac{i_{ps}}{i_{pp}} v_{cf}$$

$$v_{ec} = L_s \left(\frac{di_c}{dt} - \omega_s i_s \right) + r_s i_c + v_c + v_{pc} \quad (15)$$

$$= L_s \left(\frac{di_c}{dt} - \omega_s i_s \right) + r_s i_c + v_c + \frac{4n}{\pi} \frac{i_{pc}}{i_{pp}} v_{cf}$$

Phương trình mô tả thành phần sin, cos của dòng điện cộng hưởng:

$$i_s = C_s \left(\frac{dv_s}{dt} + \omega_s v_c \right) \quad (16)$$

$$i_c = C_s \left(\frac{dv_c}{dt} - \omega_s v_s \right) \quad (17)$$

Phương trình mô tả thành phần sin, cos của điện áp sơ cấp máy biến áp:

$$L_m \left(\frac{di_{ms}}{dt} + \omega_s i_{mc} \right) = \frac{4n}{\pi} \frac{i_{ps}}{i_{pp}} v_{cf} = v_{ps} \quad (18)$$

$$L_m \left(\frac{di_{mc}}{dt} - \omega_s i_{ms} \right) = \frac{4n}{\pi} \frac{i_{pc}}{i_{pp}} v_{cf} = v_{pc} \quad (19)$$

Phương trình mô tả điện áp trên tụ lọc đầu ra:

$$\left(1 + \frac{r_c}{R} \right) C_f \frac{dv_{cf}}{dt} + \frac{1}{R} v_{cf} = \frac{2}{\pi} i_{sp} \quad (20)$$

Phương trình mô tả điện áp ra:

$$v_o = \frac{2}{\pi} r'_c i_{sp} + \left(\frac{r'_c}{r_c} \right) v_{cf} \quad (21)$$

Sau khi tiến hành tuyến tính hóa xung quanh điểm làm việc, ta thu được mô hình tín hiệu nhỏ:

$$\begin{aligned} \frac{d\tilde{x}}{dt} &= A\tilde{x} + B\tilde{u} \\ \tilde{y} &= C\tilde{x} + D\tilde{u} \end{aligned} \quad (22)$$

Trong đó:

$\tilde{x} = (\tilde{i}_s \tilde{i}_c \tilde{v}_s \tilde{v}_c \tilde{i}_{ms} \tilde{i}_{mc} \tilde{v}_{cf})^T$ là biến trạng thái

$\tilde{u} = (\tilde{\omega}_{sn})$ là biến điều khiển

$\tilde{y} = (\tilde{v}_o)$ là biến cần điều khiển

Các biến trung gian:

$$H_{ip} = \frac{4nV_{cf} I_{pc}^2}{\pi I_{pp}^3}; \quad H_{ic} = -\frac{4nV_{cf} I_{ps} I_{pc}}{\pi I_{pp}^3}$$

$$H_{vcf} = \frac{4n I_{ps}}{\pi I_{pp}}; \quad G_{ip} = -\frac{4nV_{cf} I_{ps} I_{pc}}{\pi I_{pp}^3}$$

$$G_{ic} = \frac{4nV_{cf} I_{ps}^2}{\pi I_{pp}^3}; \quad G_{vcf} = \frac{4n I_{pc}}{\pi I_{pp}}$$

$$K_{is} = \frac{2n}{\pi} \frac{I_{ps}}{\sqrt{I_{ps}^2 + I_{pc}^2}}; \quad K_{ic} = \frac{2n}{\pi} \frac{I_{pc}}{\sqrt{I_{ps}^2 + I_{pc}^2}}$$

$$G_{PI}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (27)$$

Sau khi đưa bộ điều khiển PI vào đối tượng, cấu trúc vòng kín lúc này sẽ trở thành:

$$G_h(s) = \frac{y(s)}{u_c(s)} = \frac{(k_p s + k_i)G_p(s)}{(k_p s + k_i)G_p(s) + s}$$

$$y(s) = \frac{(k_p s + k_i)G_p(s)}{(k_p s + k_i)G_p(s) + s} u_c(s) \quad (28)$$

Với $G_p(s)$ được tính từ (26).

Luật MIT được áp dụng để xác định các thông số cho bộ điều khiển PI. Véc-tơ tham số bộ điều khiển là $u = [k_p, k_i]$; áp dụng luật MIT như tài liệu [10], ta thu được luật thích nghi như sau:

$$\frac{dk_p}{dt} = -\gamma_p \cdot e \cdot \frac{\partial e}{\partial k_p} = -\gamma_p \cdot e \cdot \frac{\partial e}{\partial y} \frac{\partial y}{\partial k_p} = -\gamma_p \cdot e \cdot \frac{\partial y}{\partial k_p} \quad (29)$$

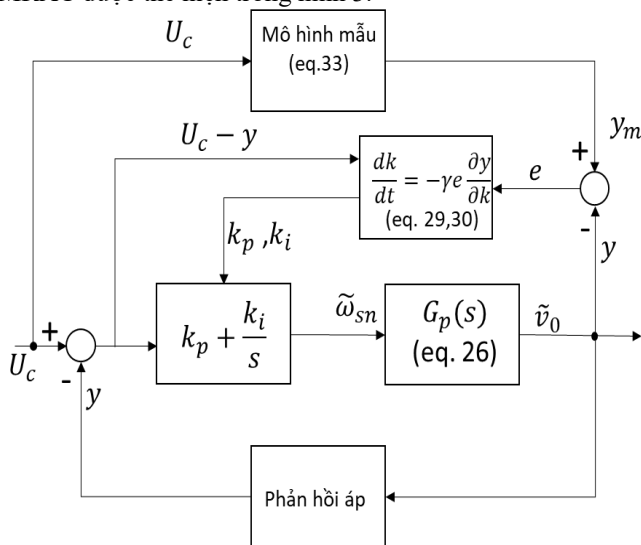
$$\frac{dk_i}{dt} = -\gamma_i \cdot e \cdot \frac{\partial e}{\partial k_i} = -\gamma_i \cdot e \cdot \frac{\partial e}{\partial y} \frac{\partial y}{\partial k_i} = -\gamma_i \cdot e \cdot \frac{\partial y}{\partial k_i} \quad (30)$$

Hàm truyền của hệ sau khi đã tuyến tính hóa là:

$$\frac{\tilde{v}_0}{\omega_{sn}} = C(SI - A)^{-1}B + D = G_p(s) \quad (26)$$

3. Cấu trúc & thuật toán điều khiển thích nghi (MRAC) trong bộ biến đổi LLC

Mô hình điều khiển thích nghi theo mô hình mẫu MRAC (Model reference adaptive control) thực hiện so sánh đầu ra của đối tượng và mô hình quy chiếu chuẩn từ đó thay đổi tham số của bộ điều khiển để sao cho mô hình vòng kín của hệ thống điều khiển có mô hình tương tự như mô hình mẫu khi thông số của đối tượng có sự thay đổi [8]. Sơ đồ khối của hệ thống MRAC được thể hiện trong hình 3.



Hình 3. Sơ đồ khối của bộ điều khiển PI thích nghi
Hàm truyền của bộ điều khiển PI được mô tả như (27):

với $e = y - y_m$ nên $\frac{\partial e}{\partial y} = 1$; $\frac{\partial y}{\partial k_p}$ và $\frac{\partial y}{\partial k_i}$ được tính từ (28)

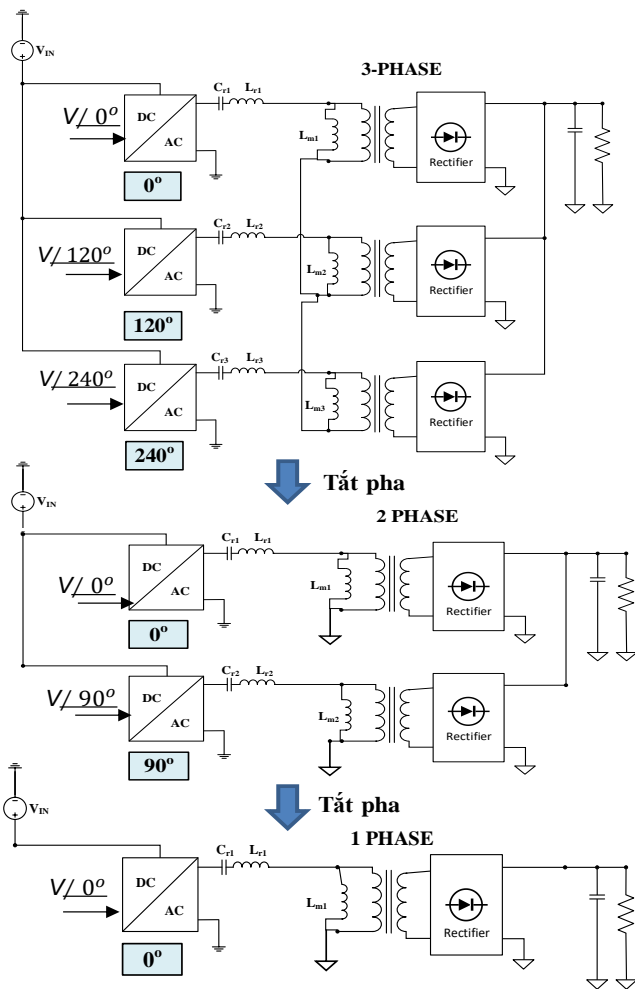
$$\frac{\partial y}{\partial k_p} = \frac{sG_p(s)}{(k_p s + k_i)G_p(s) + s} (u_c - y) \quad (31)$$

$$\frac{\partial y}{\partial k_i} = \frac{G_p(s)}{(k_p s + k_i)G_p(s) + s} (u_c - y) \quad (32)$$

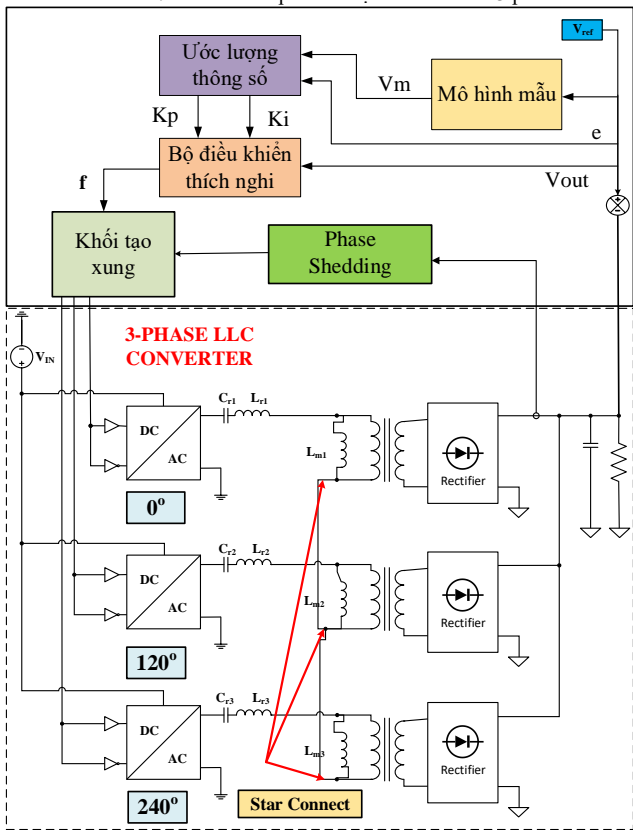
Do đầu ra hệ thống đang được quan tâm là điện áp một chiều và dễ thấy trong luật điều khiển thích nghi $y_m = u_m * G_m$, chính vì vậy có thể chọn G_m là hàm dao động bậc 2 với $\omega = 10000$.

$$G_m = \frac{s + 10e8}{s^2 + 20000s + 10e8} \quad (31)$$

Việc chọn giá trị hệ số thích nghi sẽ phụ thuộc vào quy tắc sau: Nếu giá trị hệ số thích nghi lớn, hệ thống thích nghi nhanh tuy nhiên nếu quá lớn hệ thống sẽ mất ổn định và ngược lại



Hình 4. Cấu hình tắt pha của bộ biến đổi LLC 3 pha



Hình 5. Cấu trúc điều khiển thích nghi và tắt pha bộ biến đổi LLC 3 pha nối sao sơ cấp MBA

Để nâng cao hiệu suất của bộ biến đổi ở vùng tải thấp, một số pha được ngắt hoạt động để giảm tổn hao dẫn trên một số phần tử. Khi đó các cấu hình tương ứng khi tắt pha được mô tả trên hình 4.

Kết hợp bộ điều khiển thích nghi và bộ điều khiển thích nghi, cấu trúc điều khiển cho bộ biến đổi LLC 3 pha được đề xuất như trên hình 5. Bộ điều khiển thích nghi sẽ điều chỉnh tần số làm việc của bộ biến đổi để điều chỉnh điện áp đầu ra, bộ điều khiển tắt pha (Phase shedding) sẽ tác động trực tiếp vào khối tạo xung để quyết định số pha làm việc của bộ biến đổi tùy thuộc vào công suất tải cải thiện hiệu suất và đập mạch dòng điện trên tụ đầu ra của bộ biến đổi.

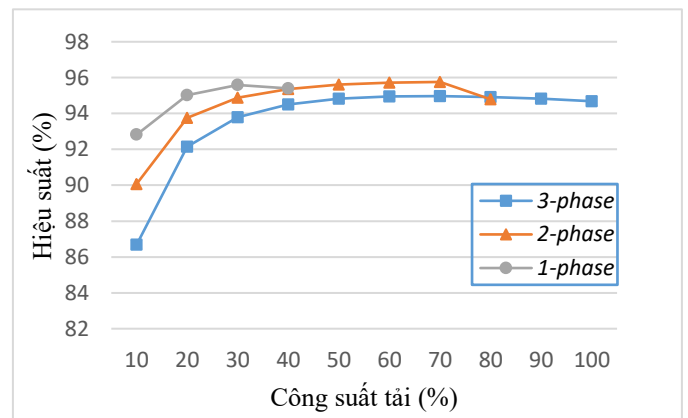
4. Kết quả mô phỏng và thực nghiệm

Để kiểm chứng các thiết kế bộ biến đổi và hệ thống điều khiển. Mô hình mô phỏng được thực hiện trên matlab và Ltpspice. Thông số mô phỏng được liệt kê trong bảng 1.

Bảng 1: Bảng thông số bộ biến đổi

Điện áp đầu vào	$V_{IN} = 400\text{ V}$
Điện áp ra	$V_{OUT} = 48\text{ V}$
Công suất tải đầu ra/pha	$P_{OUT} = 1200\text{ W}$
Tần số cộng hưởng	$f_s = 185\text{ kHz}$
Tỷ số máy biến áp	$n = 4$
Tụ điện Cr	$C_r = 150\text{ nF}$
Điện cảm Lr	$L_r = 5\text{ }\mu\text{H}$
Điện cảm từ hóa Lm	$L_m = 30\text{ }\mu\text{H}$
Tụ lọc đầu ra	$C_{OUT} = 9400\text{ }\mu\text{F}$
Số pha	3

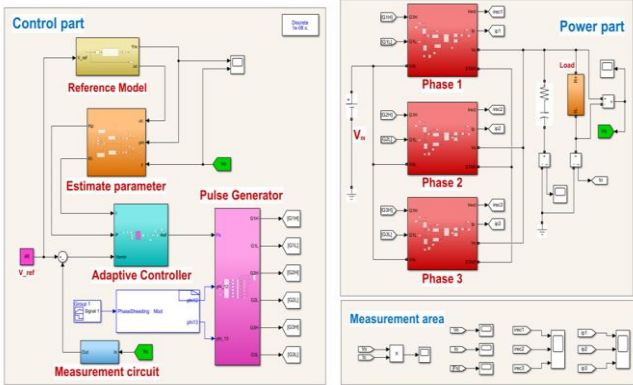
Trước tiên, bộ biến đổi LLC 3 pha được mô phỏng trên phần mềm LTspice để đánh giá hiệu suất của bộ biến đổi khi làm việc với số pha khác nhau tương ứng với các điều kiện tải khác nhau. Kết quả mô phỏng được thể hiện trên hình 6.



Hình 6. Hiệu suất của bộ biến đổi 1, 2 và 3pha trên toàn dải làm việc của tải.

Kết quả mô phỏng cho thấy, khi công suất tải nhỏ hơn tương ứng 70% và 30% tải định mức, các cấu hình 2 pha và 1 pha sẽ cho hiệu suất cao hơn so với cấu hình 3 pha. Điều này hoàn toàn phù hợp với lý thuyết vì khi ở điều kiện non tải, việc tắt bớt số pha sẽ giúp giảm tổn hao dẫn so với công suất đầu ra của bộ biến đổi nên hiệu suất sẽ được cải thiện. Trên cơ sở đó, bộ điều khiển tắt pha sẽ được điều khiển theo công suất đầu ra tương ứng với các mức công suất 70% và 30% tải định mức.

Để kiểm chứng hiệu quả của bộ điều khiển thích nghi, mô hình bộ biến đổi 3 pha và hệ thống điều khiển được xây dựng trên Matlab như thể hiện trên hình 7 và thực hiện mô phỏng trong 2 trường hợp: Bộ điều khiển PI được thiết kế dựa trên mô hình đối tượng được xây dựng trên mô hình 1 pha như thể hiện ở (26). Sau đó bộ điều khiển thích nghi được thiết kế để chỉnh định tham số bộ điều khiển PI đã thiết kế. Kết quả mô phỏng được so sánh với nhau để đánh giá hiệu quả của bộ điều khiển thích nghi.

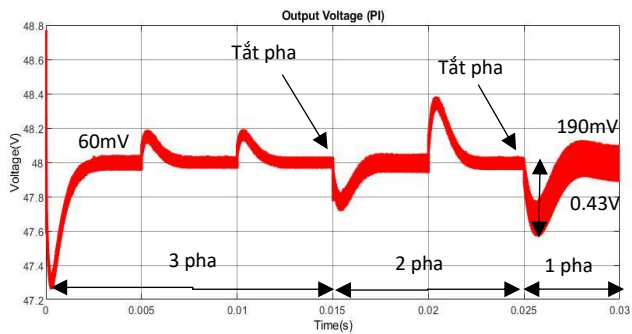


Hình 7. Sơ đồ mô phỏng trên Matlab

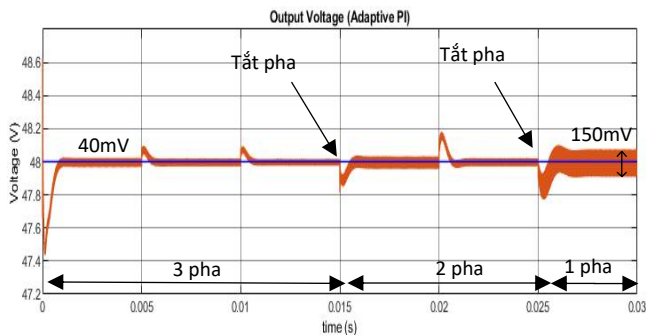
Kịch bản mô phỏng:

- Tại 0.005s tải giảm từ 100% về 80% định mức
- Tại 0.01s tiếp tục giảm tải về 60% định mức
- Tại 0.015s tắt từ 3 pha về 2 pha
- Tại 0.02s giảm tải về 30% định mức
- Tại 0.025s tắt từ 2 pha về 1 pha

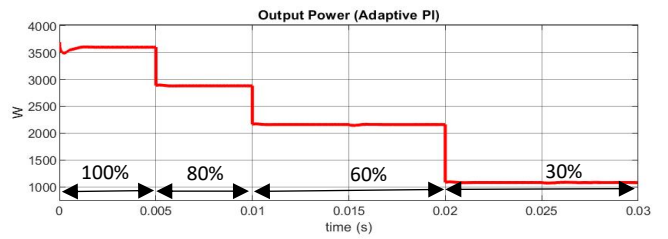
A. Kết quả mô phỏng tắt pha, 3 pha có thông số giống nhau



Hình 8.a. Hình ảnh điện áp đầu ra khi sử dụng bộ PI thông thường



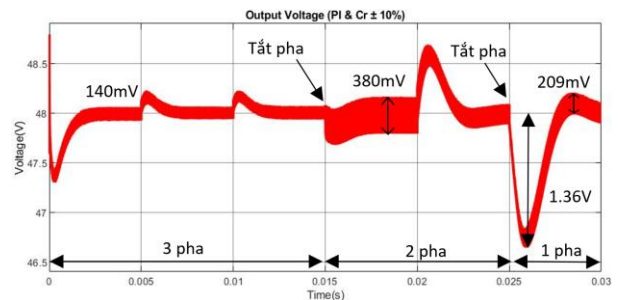
Hình 8.b. Hình ảnh điện áp đầu ra khi sử dụng BDK thích nghi



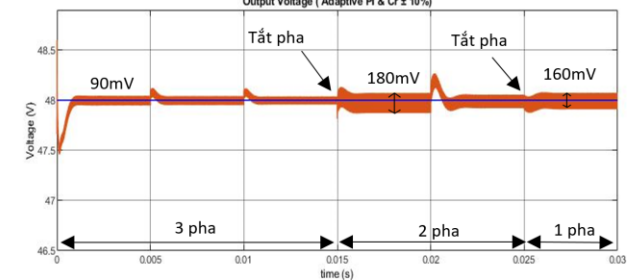
Hình 8.c. Công suất đầu ra

Hình 8.a & hình 8.b lần lượt là hình ảnh đáp ứng của điện áp đầu ra khi sử dụng bộ PI thường và bộ điều khiển thích nghi. Hình 8.c là công suất đầu ra tương ứng. Trong trường hợp thông số 3 pha hoàn toàn cân bằng, ta thấy khi có sự thay đổi của tải và tắt pha, đáp ứng của bộ điều khiển PI thường đều đáp ứng tốt các tiêu chuẩn đặt ra. Tuy nhiên, bộ điều khiển thích nghi làm việc trên cơ sở điều chỉnh tham số bộ điều khiển PI để tối thiểu hóa sai lệch của điện áp đầu ra bộ biến đổi với đầu ra của mô hình mẫu nên bộ điều khiển thích nghi vẫn có đáp ứng nhanh hơn và độ đập mạch điện áp đầu ra nhỏ hơn. Trong trường hợp tắt pha từ 2 pha về 1 pha tại thời điểm 0.025s, độ quá điều chỉnh của bộ PI thường là 0.88%, thời gian xác lập là 5ms và độ đập mạch điện áp đầu ra là 190mV. Trong khi đó bộ điều khiển thích nghi cho độ quá điều chỉnh là 0.43%, thời gian xác lập là 0.8ms và độ đập mạch điện áp đầu ra là 150mV. Điều này có thể giải thích do mô hình dùng để thiết kế bộ điều khiển PI được xây dựng trên cơ sở nhiều phép gần đúng và bỏ qua ảnh hưởng của nhiễu tải, vì vậy đáp ứng trong trường hợp tải thay đổi sẽ không được tốt.

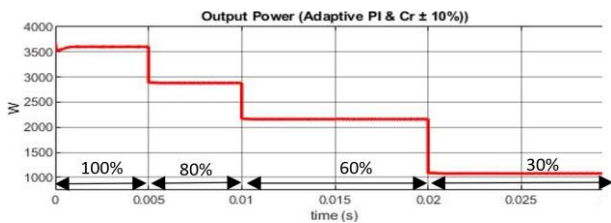
Khi thông số của các phần tử trên 3 pha có sai số trong quá trình sản xuất, mô hình bộ biến đổi 3 pha sẽ có sự khác biệt với mô hình của bộ biến đổi 1 pha, khi đó chất lượng của bộ điều khiển PI thiết kế trên cơ sở mô hình toán học của bộ biến đổi 1 pha sẽ bị giảm. Các đập mạch điện áp đầu ra sẽ tăng do đập mạch dòng trên tụ đầu ra tăng lên. Để kiểm chứng hiệu quả của bộ điều khiển thích nghi trong trường hợp này, kết quả mô phỏng được mô tả trên hình 9 với sai số của các tụ cộng hưởng được giả thiết là 10% so với thiết kế.



Hình 9.a. Điện áp đầu ra khi sử dụng bộ PI thông thường ($C_r \pm 10\%$)



Hình 9.b. Điện áp đầu ra khi sử dụng BDK thích nghi ($C_r \pm 10\%$)



9.c. Công suất đầu ra ($C_r \pm 10\%$)

Hình

Hình 9.a & 9.b lần lượt là hình ảnh đáp ứng của điện áp đầu ra khi sử dụng bộ PI và bộ điều khiển thích nghi, hình 9.c là công suất đầu ra tương ứng.

Tại thời điểm 0.15s tải 60% định mức và tắt pha về 2 pha. Bộ PI thông thường có độ quá điều chỉnh là 0.67%, thời gian xác lập là 2.5ms và độ đập mạch điện áp đầu ra lên tới 380mV (>200mV). Bộ điều khiển thích nghi đạt được độ quá điều chỉnh 0.25%, thời gian xác lập là 0.7ms và độ đập mạch điện áp đầu ra chỉ 180mV (<200mV).

Tại 0.02s, 2 pha giảm tải từ 60% xuống 30% , bộ PI thông thường có độ quá điều chỉnh rất lớn là 2.83% (>1%), thời gian xác lập là 4ms và độ đập mạch điện áp đầu ra là 205mV (>200mV). Bộ điều khiển thích nghi đạt được độ quá điều chỉnh 0.52%, thời gian xác lập là 1.5ms và độ đập mạch điện áp đầu ra chỉ 130mV (<200mV).

Tại 0.025s, 30% tải tắt pha từ 2 pha về 1 pha. Bộ PI thông thường có độ quá điều chỉnh rất lớn là 2.83% (>1%), thời gian xác lập là 5ms và độ đập mạch điện áp đầu ra là 209mV (>200mV). Bộ điều khiển thích nghi đạt được độ quá điều chỉnh 0.52%, thời gian xác lập là 0.8ms và độ đập mạch điện áp đầu ra chỉ 160mV (<200mV). Các kết quả được liệt kê và so sánh trong bảng 2 và bảng 3.

Bảng 2: So sánh chất lượng điều khiển khi tắt từ 3 pha về 2 pha

Thông số	Adaptive PI	PI
Thời gian xác lập (us)	700	2500
Độ quá điều chỉnh (%)	0.25	0.67
Đập mạch điện áp đầu ra (mV)	180	380

Bảng 3: So sánh chất lượng điều khiển khi tắt từ 2 pha về 1 pha

Thông số	Adaptive PI	PI
Thời gian xác lập (us)	800	5000
Độ quá điều chỉnh (%)	0.52	2.83
Đập mạch điện áp đầu ra (mV)	160	209

Các kết quả mô phỏng cho thấy, việc sử dụng bộ điều khiển thích nghi là một giải pháp phù hợp giúp cho bộ biến đổi LLC 3 pha dễ dàng đáp ứng được yêu cầu kỹ thuật của các bộ nguồn viễn thông trong các chế độ làm việc khác nhau (Độ đập mạch điện áp đầu ra < 200mV và độ quá điều chỉnh < ± 1%).

B. Kết quả thực nghiệm

Để kiểm chứng bằng thực nghiệm, nhóm xây dựng mô hình bộ biến đổi 3 pha với công suất 3.6kW như được mô tả trên hình 10. Hệ thống điều khiển được triển khai trên nền tảng điều khiển số sử dụng DSP TMS320F28379.

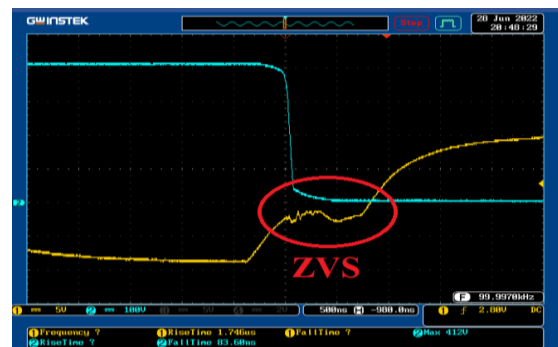
Hình 10 thể hiện dạng dòng điện cộng hưởng trên 3 pha của bộ biến đổi. Dòng điện có sự mất cân bằng đáng kể do các tham số của mạch cộng hưởng trên 3 pha có sự sai lệch. Kết quả thực nghiệm ở hình 12 cho thấy các van MOSFET bên phía sơ cấp đã đạt được chuyển mạch ZVS đúng như thiết kế. Quá trình khởi động và điện áp ra của bộ biến đổi được thể hiện ở hình 13. Bộ điều khiển đã có khả năng ổn định điện áp ra ở 48V với sai lệch tĩnh < 0.2V (0.4%).



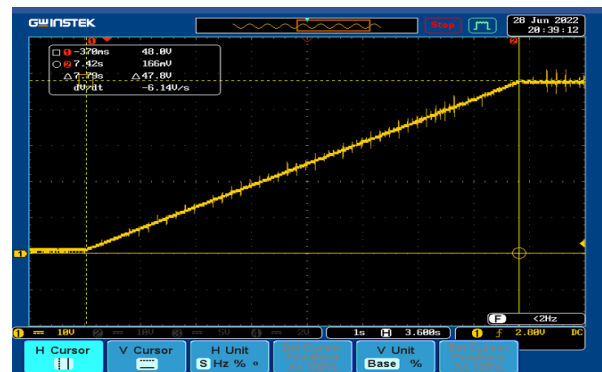
Hình10. Mô hình thực nghiệm mạch LLC 3pha – 3.6kW



Hình 11. Dòng cộng hưởng trên 3 pha



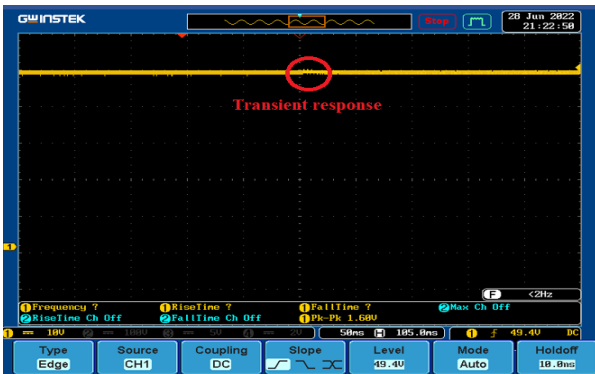
Hình 12. Van chuyển mạch mềm ZVS



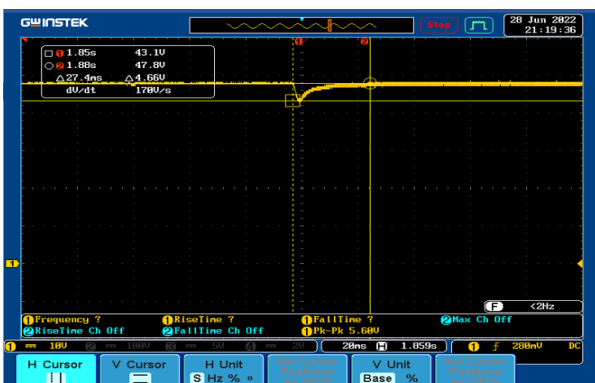
Hình 13. Quá trình khởi động và Điện áp đầu ra 48V, công suất 3.6 kW



Hình 14. Độ đập mạch điện áp đầu ra



Hình 15. Dạng điện áp đầu ra khi chuyển từ 3 pha xuống 2 pha



Hình 16. Dạng điện áp đầu ra khi chuyển từ 2 pha xuống 1 pha

Kết quả thực nghiệm ở hình 14 cho thấy đập mạch điện áp đầu ra là 816 mV cao hơn so với mô phỏng là 160 mV. Điều này có thể lý giải do hai nguyên nhân: Thứ nhất, các thông số của mạch cộng hưởng được chế tạo thủ công nên có sự mất cân bằng giữa 3 pha, dẫn đến dòng điện cộng hưởng giữa 3 pha lệch nhau như thể hiện trên hình 11, và đập mạch điện áp đầu ra sẽ tăng. Thứ 2, Các tụ điện đầu ra có nội trở lớn hơn so với mô phỏng vì vậy đập mạch điện áp đầu ra cũng lớn hơn. Các kết quả thực nghiệm ở hình 15 và 16 là điện áp đầu ra khi có tắt pha từ 3 pha xuống 2 pha ở hình 15 và từ 2 pha xuống 1 pha ở hình 16. Kết quả thực nghiệm có xu hướng tương tự như kết quả mô phỏng khi quá trình chuyển từ 2 pha xuống 1 pha điện áp biến động nhiều hơn khi chuyển từ 3 pha xuống 2 pha. Tuy nhiên khi chuyển từ 2 pha xuống 1 pha, độ quá điều chỉnh lớn hơn nhiều so với mô phỏng. Điều này lý giải được do sự mất cân bằng và nội trở của các tụ đầu ra lớn hơn so với

thiết kế. Hơn nữa kỹ thuật đo trong thực nghiệm cũng gây ra sai số giữa kết quả mô phỏng và kết quả thực nghiệm.

5. Kết luận

Trong bài báo, cấu trúc và thuật toán bộ điều khiển thích nghi MRAC sử dụng luật MIT đã được phân tích và áp dụng trong cấu trúc bộ biến đổi cộng hưởng LLC (3 pha, tắt pha và dung sai của linh kiện giữa các pha không cân bằng). Các kết quả mô phỏng cho thấy, việc sử dụng bộ điều khiển mới cho chất lượng điều khiển tốt hơn bộ điều khiển PI thông thường giúp việc thiết kế bộ biến đổi 3 pha dễ dàng đáp ứng được các tiêu chuẩn của bộ nguồn viễn thông hơn trong các trường hợp tắt pha hoặc có sự thay đổi tham số so với thiết kế. Kết quả thực nghiệm mặc dù chưa thực sự tốt những cũng cho kết quả có xu hướng tương tự như mô phỏng, giúp chứng minh tính hiệu quả của phương pháp điều khiển đề xuất.

Lời cảm ơn

Nghiên cứu này được tài trợ bởi Trường Đại học Bách khoa Hà Nội (HUST) trong đề tài mã số T2020-SAHEP-006.

Tài liệu tham khảo

- [1] Hong Huang, "Designing an LLC Resonant Half-Bridge Power Converter", 2010 Texas Instruments Power Supply Design Seminar SEM1900, Topic 3 TI Literature Number: SLUP263
- [2] E. Orietti, P. Mattavelli, G. Spiazzi, C. Adragna, G. Gattavari – Dept. of Technology and Management of Industrial Systems, "Analysis of multi-phase LLC resonant converter". 2009 Brazilian Power Electronics Conference,
- [3] S. A. Arshadi, M. Ordonez, W. Eberle, M. A. Saket, M. Craciun, and C. Botting, "Unbalanced Three-Phase LLC Resonant Converters: Analysis and Trigonometric Current Balancing," IEEE Trans. Power Electron., vol. 34, no. 3, pp. 2025–2038, 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2846526.
- [4] S. Geng, Y. Zhao, S. Sun, X. Wu, Y. Zheng and J. Liu (2016), "Sliding mode control of LLC resonant DC-DC converters", 2016 IEEE 25th Int. Sympo. on Ind. Electro.
- [5] Negasa Cherena, Abu Feyeo1, Amruth Ramesh Thelkar, "Variable Structure Adaptive Control of LLC Resonant Converter". Journal of Alternative and Renewable Energy Sources. Volume-7, Issue-1 (January-April, 2021)
- [6] Meeravali Shaik and Ramesh Kankanala - Microchip Technology Inc. "Digital Compensator Design for LLC Resonant Converter", 2012 Microchip Technology Inc – AN1477
- [7] Amritash Shekhar, Abhijeet Sharma - Dept. of EEE, SRMIST, Chennai, India, "Review of Model Reference Adaptive Control". 2018 International Conference on Information, Communication, Engineering and Technology (ICICET)
- [8] Astrom, K.J., and B. Wittenmark, "Adaptive control", 2nd Edition: Prentice-Hall, 1994
- [9] Narendra, K.S. and A.M. Annaswamy, "Stable Adaptive System", Dover Publication, 2005.
- [10] Suparoek Kangwanrat, Vittaya Tipsuwannaporn1 and Arjin Numsonran, "Design of PI Controller Using MRAC Techniques for Coupled-Tanks Process", International Conference on Control, Automation and Systems 2010 Oct. 27-30, 2010 in KINTEX, Gyeonggi-do, Korea

Tối ưu hóa bộ điều khiển PID bằng giải thuật di truyền kiểm nghiệm trên mô hình robot delta

Optimization of PID controller by genetic algorithm experiment on delta robot

Lê Minh Thành¹, Lương Hoài Thương¹, Phạm Thanh Tùng¹, Phạm Công Thành², Nguyễn Chí Ngôn^{3*}

¹Trường Đại học Sư Phạm Kỹ Thuật Vĩnh Long

²Học viện Hàng không Việt Nam

³Trường Đại học Cần Thơ

(*) Email: ncngon@ctu.edu.vn

Abstract

This study aims (i) to design optimal controllers for a Delta robot, and (ii) to experiment with controlling the robot's end-effector tracking reference trajectories. Delta robot is a parallel robot that has a fairly wide range of uses in industries. There exist many methods for tracking control of the Delta robot, and PID controller is a popular choice because of its low cost of design and experiment. However, arm parameters such as weight, joint, and friction can be changed and affect the operation of the whole system, where PID controllers no longer maintaining control quality. Therefore, this paper presents the analysis, comparison, and evaluation of using the Genetic Algorithm (GA) for self-tuning the PID controller based on criteria of the absolute value of error (IAE). On the other hand, this paper also presents experimental steps to control the Delta robot. Results with GA-PID controller indicate that robot responses archive settling time of about 0.5 (s), and the overshoot is only 3.14 %. Experimental results also show that the proposed algorithm is stable and has a fast response in controlling the motion of the Delta robot.

Keywords: Delta robot, Parallel robot, PID, GA, Trajectory tracking.

Ký hiệu

Ký hiệu	Đơn vị	Ý nghĩa
$\theta_1, \theta_2, \theta_3$	rad	Góc quay các chân trên của robot
m_1	kg	Khối lượng chân trên
m_b	kg	Khối lượng chân dưới
m_p	kg	Khối lượng tâm chuyển động
f	m	Chiều dài cạnh tam giác đều đĩa nền trên
e	m	Chiều dài cạnh tam giác đều đĩa chuyển động dưới
R	m	Bán kính tâm nền cố định
r	m	Bán kính tâm chuyển động
L_1	m	Chiều dài chân trên
L_2	m	Chiều dài chân dưới
α_i	rad	Góc tách chân trên so với mặt phẳng Ox_0y_0 bằng góc tách chân dưới so với mặt phẳng $PxpyP$

Từ viết tắt

DOF	Degrees of freedom
PID	Proportional Integral Derivative
DC	Direct current
IAE	Integral Absolute Error

Z-N	Ziegler-Nichols
AC	Alternating current
GA	Genetic Algorithm
UART	Universal Asynchronous Receiver / Transmitter
RFNNC	Recurrent Fuzzy Neural Network Control
DSP	Digital Signal Processing

Tóm tắt

Nghiên cứu này nhằm (i) đề xuất thiết kế bộ điều khiển tối ưu cho robot Delta và (ii) thực nghiệm điều khiển đầu mút robot bám theo quỹ đạo tham chiếu. Robot Delta là loại robot song song có phạm vi sử dụng khá rộng trong các ngành công nghiệp. Việc điều khiển bám quỹ đạo của robot Delta hiện có nhiều phương pháp, trong đó bộ điều khiển PID là một chọn lựa phổ biến do chi phí thiết kế và thực nghiệm thấp. Tuy nhiên, các tham số của cánh tay như trọng lượng, khớp nối và ma sát có thể thay đổi và ảnh hưởng đến hoạt động của cả hệ, mà ở đó bộ điều khiển PID không còn duy trì tốt chất lượng điều khiển. Vì vậy, bài báo này đưa ra phân tích, so sánh và đánh giá việc ứng dụng giải thuật di truyền GA (Genetic Algorithm) để tự chỉnh bộ điều khiển PID dựa theo tiêu chuẩn tích phân trị tuyệt đối sai số (IAE). Ngoài ra, nhóm tác giả còn triển khai thực nghiệm điều khiển robot. Kết quả sử dụng bộ điều khiển GA-PID với thời gian xác lập 0.5 (s) và độ vọt lố

nhỏ 3.14 %. Kết quả thực nghiệm cho thấy giải thuật đề xuất, có tính ổn định và đáp ứng nhanh trong quá trình điều khiển chuyển động của robot.

1. Phần mở đầu

Trong lĩnh vực công nghiệp, việc tối ưu hóa sản xuất là rất cần thiết, tuy nhiên cũng mang lại một thách thức lớn cho các công ty sản xuất robot từ những năm 80 [1]. Vì vậy, các công ty luôn phải nghiên cứu chế tạo ra những loại robot khác nhau, để tối ưu hóa sản xuất công nghiệp. Trong đó, Delta robot hay còn gọi là robot song song ba bậc tự do (Delta robot 3-DOF), là một loại cơ cấu hoạt động khá linh hoạt. Các chuỗi động lực học khép kín của robot này có đặc điểm như tốc độ, lực, độ chính xác làm cho chúng trở nên phổ biến và được sử dụng rộng rãi trong các hoạt động công nghiệp [2]. Bên cạnh đó, do cấu trúc phức tạp của robot này, làm cho chúng trở thành một trọng tâm nghiên cứu thú vị. Robot song song bắt đầu được nghiên cứu vào năm 1939, khi Pollard xây dựng một robot điều khiển vị trí của một khâu súng phun [3]. Trong bối cảnh này, các robot khác có cùng một kiến trúc đã được thực hiện. Ví dụ, một robot được đề xuất bởi Stewart với hai nền tảng đảm bảo sự ổn định cố định trong một cơ sở tĩnh [4]. Năm 1985, một loại robot song song đã được phát triển và xây dựng trong Ecole Polytechnique Federale de Lausanne (EPFL) gọi là robot tập trung vào phục vụ công nghiệp [5]. Dựa trên robot này, kiến trúc mới được thực hiện theo các đặc tính cần thiết trong công nghiệp và trường học. Ví dụ đó là một robot với độ chính xác cao nhưng chuyển động chậm, được sử dụng rộng rãi trong các máy in 3D [6].

Bài báo hướng đến hai mục tiêu chính, một là đề xuất thiết kế các bộ điều khiển tối ưu cho robot và hai là điều khiển góc quay của robot. Có một số phương pháp thiết kế bộ điều khiển khác nhau phụ thuộc vào các yêu cầu thiết kế sao cho phù hợp với những ứng dụng cụ thể, trong đó bộ điều khiển PID có thể là một chọn lựa cho bộ điều khiển bám quỹ đạo robot vì chi phí thiết kế, tính toán và thí nghiệm thấp. Tuy nhiên, các tham số không liên quan đến bộ điều khiển các cánh tay như trọng lượng, khớp, ma sát và lực quán tính làm thay đổi các hoạt động của cả hệ thống khép kín mà ở đó bộ điều khiển PID không còn duy trì điều khiển bám quỹ đạo. Vì vậy, bài báo này đưa ra phân tích, so sánh và đánh giá các giải thuật điều khiển trên động chỉnh định GA-PID với bộ điều khiển PID kinh điển trên tiêu chuẩn đánh giá tích phân trị tuyệt đối sai số để có được hiệu suất tốt hơn của hệ thống vòng kín. Giải thuật GA [27-28] có khả năng tìm nghiệm toàn cục với bài toán tối ưu, vì vậy việc sử dụng GA trong nghiên cứu này nhằm tìm giá trị tối ưu toàn cục cho bộ điều khiển PID. Các phương pháp nghiên cứu được mô phỏng bằng phần mềm MATLAB/Simulink và thực nghiệm điều khiển góc quay của ba động cơ AC servo trên mô hình Delta robot 3-DOF mà nhóm đã chế tạo.

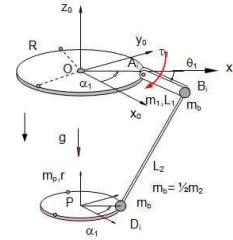
2. Xây dựng mô hình động lực học của Delta robot 3-DOF

2.1. Mô hình của robot

Với mô hình này khâu B_iD_i được mô hình hóa thành hai chất điểm đặt tại B_i và D_i , mỗi chất điểm có khối lượng m_b và được nối với nhau bằng thanh cứng, không trọng lượng. Như vậy,

mô hình động lực học của robot này bao gồm 4 vật rắn, trong đó các khâu A_iB_i ($i=1, 2, 3$) chuyển động quay quanh các trục vuông góc với mặt phẳng OA_iB_i tại A_iB_i có khối lượng m_l và 3 chất điểm đặt tại các điểm B_i có khối lượng $m_b = m_2 / 2$, và vật rắn còn lại là bàn máy chuyển động (bao gồm ba chất điểm gắn tại D_i) chuyển động tịnh tiến có khối lượng $(m_p + 3m_b)$. Trong đó m_p là khối lượng của khâu thao tác chuyển động có tâm P . Trên các khâu A_iB_i đặt các lực phát động τ_i ($i=1, 2, 3$) như hình 1. Khi thành lập mô hình động lực học của robot, tác giả sử dụng phương trình Lagrange dạng nhân tử để thiết lập phương trình chuyển động. Tọa độ suy rộng dự được chọn để thiết lập phương trình chuyển động của robot là:

$$q = [\theta_1, \theta_2, \theta_3, x_p, y_p, z_p] \quad (1)$$



Hình 1: Mô hình động lực học của robot [7]

2.2. Xây dựng mô hình động lực học của robot

Để xây dựng mô hình động lực học của Delta robot 3-DOF, tác giả đã tham khảo trong các tài liệu [7-11] bao gồm các phương trình chuyển động của robot là hệ phương trình vi phân – đại số được trình bày như sau:

$$(I_y + m_b L_1^2) \ddot{\theta}_1 = g L_1 \left(\frac{1}{2} m_1 + m_b \right) \cos \theta_1 + \tau_1 - \quad (2)$$

$$2\lambda_1 L_1 (\sin \theta_1 (R-r) - \cos \alpha_1 \sin \theta_1 x_p - \sin \alpha_1 \sin \theta_1 y_p - \cos \theta_1 z_p)$$

$$(I_y + m_b L_1^2) \ddot{\theta}_2 = g L_1 \left(\frac{1}{2} m_1 + m_b \right) \cos \theta_2 + \tau_2 - \quad (3)$$

$$2\lambda_1 L_1 (\sin \theta_2 (R-r) - \cos \alpha_2 \sin \theta_2 x_p - \sin \alpha_2 \sin \theta_2 y_p - \cos \theta_2 z_p)$$

$$(I_y + m_b L_1^2) \ddot{\theta}_3 = g L_1 \left(\frac{1}{2} m_1 + m_b \right) \cos \theta_3 + \tau_3 - \quad (4)$$

$$2\lambda_3 L_1 (\sin \theta_3 (R-r) - \cos \alpha_3 \sin \theta_3 x_p - \sin \alpha_3 \sin \theta_3 y_p - \cos \theta_3 z_p)$$

$$(m_p + 3m_b) \ddot{x}_p = -2\lambda_1 (\cos \alpha_1 (R-r) + L_1 \cos \alpha_1 \cos \theta_1 - x_p) - 2\lambda_2 (\cos \alpha_2 (R-r) + L_1 \cos \alpha_2 \cos \theta_2 - x_p) - 2\lambda_3 (\cos \alpha_3 (R-r) + L_1 \cos \alpha_3 \cos \theta_3 - x_p) \quad (5)$$

$$(m_p + 3m_b) \ddot{y}_p = -2\lambda_1 (\sin \alpha_1 (R-r) + L_1 \sin \alpha_1 \cos \theta_1 - y_p) - 2\lambda_2 (\sin \alpha_2 (R-r) + L_1 \sin \alpha_2 \cos \theta_2 - y_p) - 2\lambda_3 (\sin \alpha_3 (R-r) + L_1 \sin \alpha_3 \cos \theta_3 - y_p) \quad (6)$$

$$(m_p + 3m_b) \ddot{z}_p = -(3m_b + m_p)g + 2\lambda_1 (z_p + L_1 \sin \theta_1) + 2\lambda_2 (z_p + L_1 \sin \theta_2) + 2\lambda_3 (z_p + L_1 \sin \theta_3) \quad (7)$$

$$L_1^2 - (\cos \alpha_1 (R-r) + L_1 \cos \alpha_1 \cos \theta_1 - x_p)^2 - (\sin \alpha_1 (R-r) + L_1 \sin \alpha_1 \cos \theta_1 - y_p)^2 - (L_1 \sin \theta_1 + z_p)^2 = 0 \quad (8)$$

$$L_2^2 - (\cos\alpha_2(R-r) + L_1\cos\alpha_2\cos\theta_2 - x_p)^2 - (\sin\alpha_2(R-r) + L_1\sin\alpha_2\cos\theta_2 - y_p)^2 - (L_1\sin\theta_2 + z_p)^2 = 0 \tag{9}$$

$$L_2^2 - (\cos\alpha_3(R-r) + L_1\cos\alpha_3\cos\theta_3 - x_p)^2 - (\sin\alpha_3(R-r) + L_1\sin\alpha_3\cos\theta_3 - y_p)^2 - (L_1\sin\theta_3 + z_p)^2 = 0 \tag{10}$$

Các phương trình từ (2) đến (10) được viết lại dưới dạng ma trận như sau

$$M(s)\ddot{s} + g(s) + \Phi_s^T(s)\lambda = \tau \tag{11}$$

$$f(s) = 0$$

Trong đó:

$I_{iy} = I_{1y} = I_{2y} = I_{3y}$ là ten-xơ quán tính.

m_p là khối lượng gắn với các khâu $B_i, D_i, (i=1,2,3)$

m_p là khối lượng bàn máy động.

m_i là khối lượng đặt tại điểm $A_i (i=1,2,3)$.

Các biến trạng thái được định nghĩa trong mô hình:

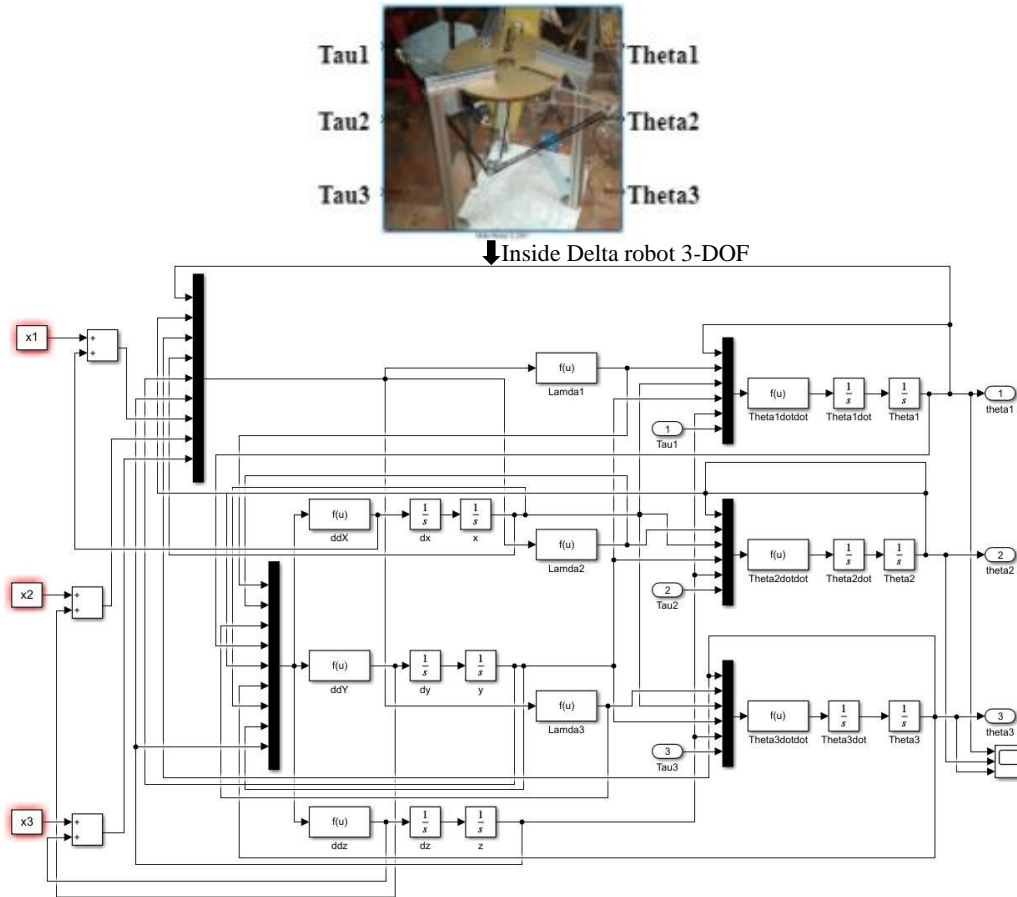
$$s = [\theta_1 \ \theta_2 \ \theta_3 \ x_p \ y_p \ z_p]^T \tag{12}$$

Các biến ngõ vào và ngõ ra được định nghĩa:

$$u = [\tau_1 \ \tau_2 \ \tau_3]^T \tag{13}$$

$$y = [\theta_1 \ \theta_2 \ \theta_3]$$

Từ hệ phương trình chuyển động của Delta robot 3-DOF (2) đến (10), tác giả đã xây dựng được mô hình động lực học chuyển động của robot trong MATLAB/Simulink, chế tạo khung cơ khí mô hình robot, nhóm đã chế tạo và thực nghiệm trong hình 2.

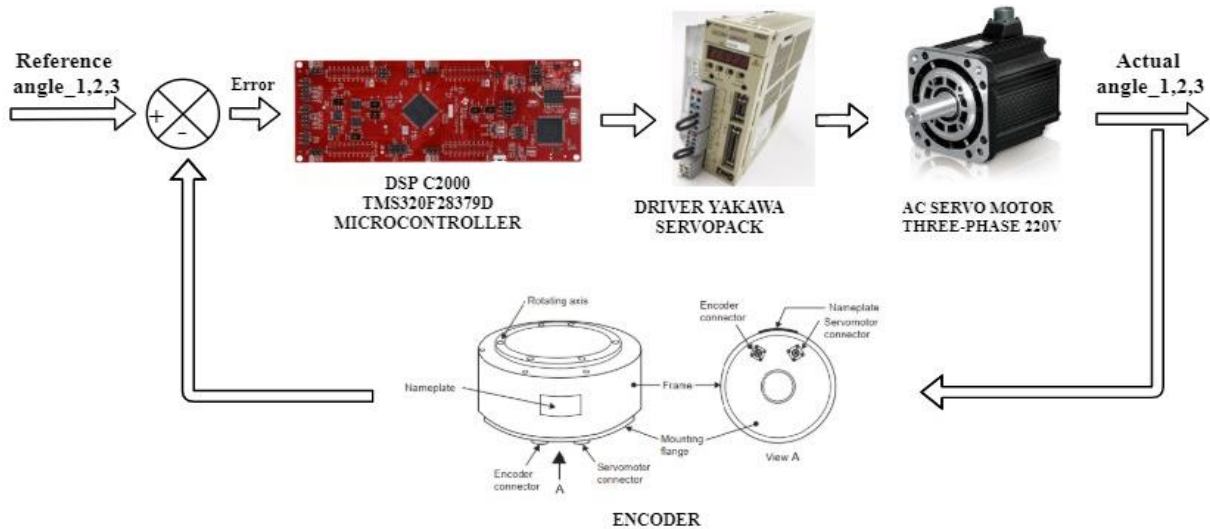


Hình 2: Mô hình động lực học chuyển động của Delta robot 3 - DOF xây dựng trong MATLAB/Simulink và kết cấu cơ khí mô hình robot thực mà tác giả chế tạo phiên bản 2 [11]

3. Mô hình điều khiển Delta robot

Chuyển động mỗi khớp của robot là chuyển động quay, được điều khiển bởi một động cơ riêng, do có 3 khớp

quay nên sẽ có 3 động cơ điều khiển đồng thời [12-13]. Nhóm tác giả đang thực nghiệm điều khiển chuyển động khớp quay của robot, sử dụng ba động cơ AC Servo Motor Three-Phase 200V [14] được trình bày trong hình 3.



Hình 3: Sơ đồ khối mô hình điều khiển động cơ AC Servo Motor Three-Phase 200V của robot

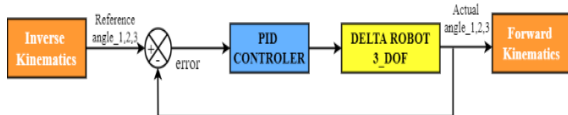
Quy đạo tham chiếu được xây dựng từ khối động học ngược [15], để tạo ra các góc tham chiếu 1, 2, 3 đưa vào bộ DSPC2000 MicroController. Trong DSPC2000, sẽ nạp bộ điều khiển đã thiết kế tối ưu và truyền thông online với máy tính, thông qua giao thức UART Communication. Ngõ ra của DSPC2000 là dạng xung PWM, đưa vào Driver YAKAWA Servopack, ngõ ra của Diver Servopack là điện áp U_{AC} điều khiển động cơ chuyển động khớp quay của cánh tay robot, thông qua động cơ AC Servo Motor Three-Phase 200V. Tốc độ và chiều quay của động cơ thay đổi nhanh hay chậm, phụ thuộc vào độ rộng xung ngõ ra của DSPC2000. Ngõ ra của động cơ đưa hồi ngược về bộ tổng, để cho ra sai số lỗi error giữa góc tham chiếu và góc thực tế trả về bộ điều khiển DSPC2000 thông qua hai Encoder A và Encoder B, để xác định vị trí và chiều quay thuận nghịch của động cơ.

4. Bộ điều khiển PID

Thuật toán điều khiển đầu tiên được áp dụng cho các bộ điều khiển chân dẫn động robot là thuật toán điều khiển vi tích phân tỷ lệ PID kinh điển, được xác định bởi [16] được trình bày công thức (14)

$$u_{PID}(t) = K_p e(t) + K_D \frac{de(t)}{dt} + K_I \int e(t) dt \quad (14)$$

Nhiệm vụ của người thiết kế bộ điều khiển PID được xác định bởi (14), là chọn lựa bộ ba giá trị $\{K_p, K_d, K_i\}$ thỏa mãn các yêu cầu về chất lượng điều khiển được trình bày trong sơ đồ điều khiển hình 4



Hình 4: Sơ đồ điều khiển dùng thuật toán PID

Trong sơ đồ điều khiển có khối động học ngược [15] để chuyển đổi từ vị trí tham chiếu $[x_{1ref}, y_{1ref}, z_{1ref}]$ sang các góc tham chiếu $[\theta_{1ref}, \theta_{2ref}, \theta_{3ref}]$, ngõ ra của robot có khối động học thuận [15] để chuyển đổi các

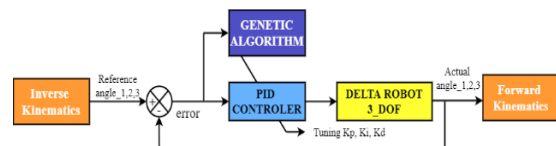
góc thực $[\theta_{1act}, \theta_{2act}, \theta_{3act}]$, sang vị trí thực tại tâm P của tâm chuyển động $[x_{P_act}, y_{P_act}, z_{P_act}]$.

Theo phương pháp Z-N và phương pháp auto-tuning [17-18], trong quá trình mô phỏng, bộ thông số thuật toán điều khiển PID được tác giả chọn những thông số của bộ điều khiển PID, trong công trình Luận án Tiến sĩ của tác giả Nguyễn Đình Dũng đã công bố trên cùng mô hình robot [19], để điều khiển bám quỹ đạo robot và so sánh các kết quả đạt được của thuật toán điều khiển PID so với bộ điều khiển GA-PID.

5. Xây dựng bộ điều khiển GA-PID

5.1. Thiết kế bộ điều khiển GA-PID

Giải thuật Z-N được áp dụng để xác định ba thông số của bộ điều khiển PID. Ba thông số này là cơ sở để giới hạn không gian tìm kiếm của giải thuật GA. Giải thuật GA có khả năng tìm được điểm cực tiểu toàn cục, vì vậy việc sử dụng GA trong nghiên cứu này nhằm tìm giá trị tối ưu toàn cục cho bộ điều khiển PID. Nhiệm vụ của giải thuật GA là chọn lọc bộ ba $\{K_p, K_d, K_i\}$ tối ưu cho bộ điều khiển PID, thỏa mãn hàm mục tiêu IAE được trình bày trong sơ đồ hình 5.

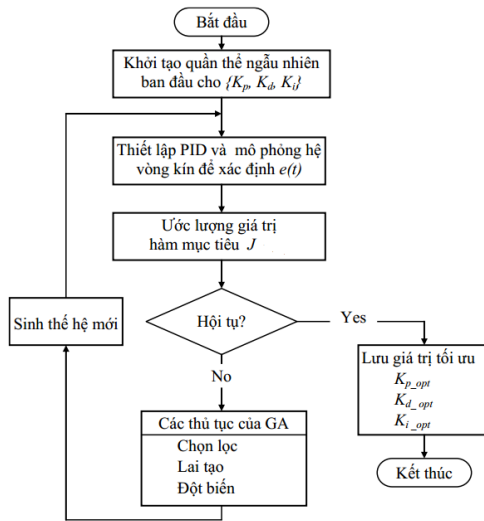


Hình 5: Mô hình bộ điều khiển GA-PID

5.2. Lưu đồ giải thuật của GA

Giải thuật GA được hỗ trợ bởi phần mềm MATLAB/Simulink và được trình bày chi tiết trong ba tài liệu tham khảo [20-22]. Giải thuật GA có khả năng tìm được điểm cực tiểu toàn cục, vì vậy việc sử dụng GA trong nghiên cứu này nhằm tìm giá trị tối ưu toàn cục cho bộ điều khiển PID, để đạt được các giá trị $\{K_{p_opt}, K_{d_opt}, K_{i_opt}\}$ thỏa mãn hàm mục tiêu của giải thuật GA trong (16) với không gian tìm kiếm được

giới hạn bởi (17) được trình bày với lưu đồ giải thuật hình 6.



Hình 6: Lưu đồ tiến trình giải thuật di truyền để xác định thông số bộ điều khiển PID

Trong giải thuật GA thì mỗi phần tử sẽ chứa ba tham số K_p , K_i và K_D từ đó ta xây dựng các bước của lưu đồ giải thuật di truyền, để xác định các thông số tối ưu toàn cục cho bộ điều khiển PID.

Tiến hành tối ưu hóa dựa theo tiêu chuẩn IAE (15) và hàm mục tiêu (16) tham khảo trong [23-28]:

$$IAE : J = \int_0^{\infty} |e(t)| dt \quad (15)$$

trong đó $e(t) = \theta_{i(1,2,3)}^{ref} - \theta_{i(1,2,3)}^{act}$

Giải thuật GA được áp dụng là tìm kiếm các giá trị $\{K_{p_opt}, K_{d_opt}, K_{i_opt}\}$ tối ưu của bộ điều khiển PID, mà ở đó các hàm J đạt giá trị cực tiểu. Vì vậy hàm mục tiêu của giải thuật GA là:

$$Fitness = \min \{J\} \quad (16)$$

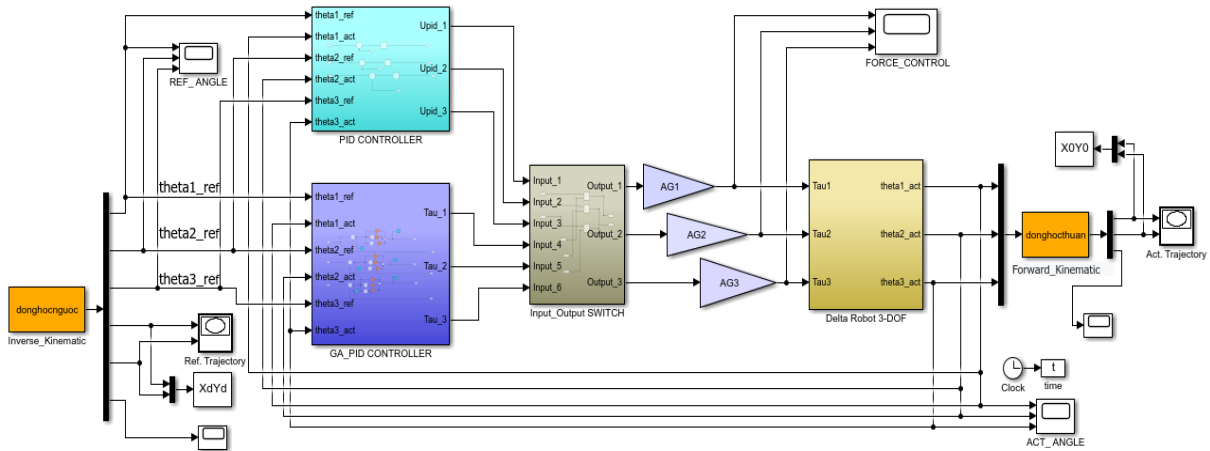
Nhằm giới hạn không gian tìm kiếm của giải thuật GA, ta giả thiết các giá trị tối ưu $\{K_{p_opt}, K_{d_opt}, K_{i_opt}\}$ nằm xung quanh giá trị $\{K_{p_Z-N}, K_{d_Z-N}, K_{i_Z-N}\}$ đạt được từ giải thuật Z-N. Các giới hạn tìm kiếm tương ứng cho ba thông số của bộ điều khiển PID như sau:

$$\begin{aligned} \alpha K_{p_Z-N} &\leq K_{p_opt} \leq \beta K_{p_Z-N} \\ \alpha K_{d_Z-N} &\leq K_{d_opt} \leq \beta K_{d_Z-N} \\ \alpha K_{i_Z-N} &\leq K_{i_opt} \leq \beta K_{i_Z-N} \end{aligned} \quad (17)$$

Trong đó, các hệ số α và β được chọn sao cho không gian tìm kiếm đủ rộng để chứa được giá trị tối ưu.

6. Kết quả mô phỏng và thực nghiệm

Trong bài báo này, tác giả đã tiến hành thực nghiệm trên quỹ đạo đường tròn, để đánh giá tính ổn định của hai bộ điều khiển được trình bày trong sơ đồ hình 7.



Hình 7: Bộ điều khiển GA-PID xây dựng trong MATLAB/Simulink

Trong sơ đồ hình 7 gồm hai bộ điều khiển, là bộ điều khiển PID với các thông số tham khảo từ [19] và bộ điều khiển GA-PID mà tác giả đã xây dựng để so sánh đánh giá chất lượng của hai bộ điều khiển trên cùng một mô hình robot.

6.1. Đối tượng điều khiển:

Đối tượng điều khiển là robot với các thông số được trình bày trong bảng 1.

Bảng 1. Các thông số của robot

Ký hiệu	Đơn vị	Ý nghĩa
A_1	$0(rad)$	Góc lệch tay 1 so với trục Ox của tâm cố định

A_2	$\frac{2\pi}{3}(rad)$	Góc lệch tay 2 so với trục Ox của tâm cố định
A_3	$\frac{4\pi}{3}(rad)$	Góc lệch tay 3 so với trục Ox của tâm cố định
$m_{1,1} = m_{1,2} = m_{1,3}$	$0.42(kg)$	Khối lượng của 3 chân trên bằng nhau
$m_{2,1} = m_{2,2} = m_{2,3} = 2m_b$	$0.1(kg)$	Khối lượng của 3 chân dưới bằng nhau
m_p	$0.75(kg)$	Khối lượng tâm chuyển động
f	$0.32(m)$	Chiều dài cạnh tam giác đều đĩa nền trên
e	$0.052(m)$	Chiều dài cạnh tam giác đều đĩa chuyển động dưới
R	$0.266(m)$	Bán kính tâm nền cố định

r	0.04 (m)	Bán kính tâm chuyển động
L_1	0.3 (m)	Chiều dài chân trên
L_2	0.8 (m)	Chiều dài chân dưới
$I_{1y} = I_{2y} = I_{3y}$	0.084 (kg.m ²)	Ten xoắn quán tính 3 tay trên
$[x_{0P}, y_{0P}, z_{0P}]$	[0.32; 0.38; -0.7] (m)	Vị trí ban đầu của tâm P tâm chuyển động
g	9.81 (m ² /s)	Gia tốc trọng trường

Các tham số của 3 bộ điều khiển PID để điều khiển 3 cánh tay robot được chọn theo [19] với:

$$K_P = \text{diag} (800, 800, 800)$$

$$K_D = \text{diag} (100, 100, 100)$$

$$K_I = \text{diag} (150, 150, 150)$$

Các tham số của giải thuật GA trong bài báo này được chọn lựa như bảng 2.

Bảng 2. Các tham số giải thuật di truyền

Số cá thể trong quần thể	40
Số nhiễm sắc thể trong cá thể	9
Số gen trong nhiễm sắc thể	10
Xác suất đột biến	0.001 - 0.01
Xác suất lai ghép	0.1
Số thế hệ tối đa	100
α	0.02
β	50

6.2. Kết quả mô phỏng:

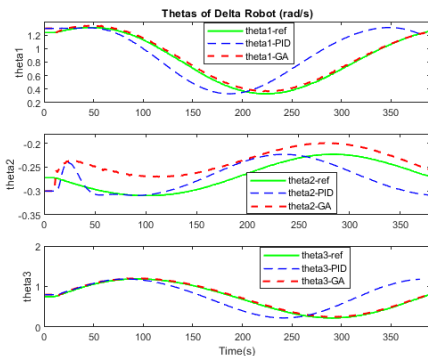
Quỹ đạo tham chiếu số là đường tròn như (18):

$$x(t) = 0.17 * \sin(2 * \pi * t / 10) + 0.3$$

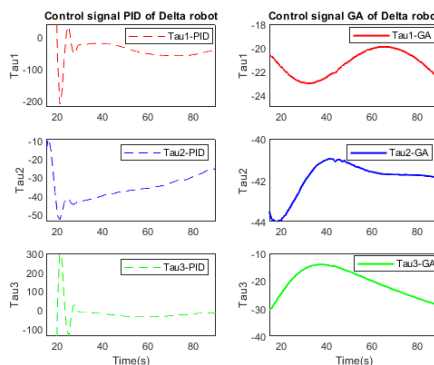
$$y(t) = 0.17 * \sin(2 * \pi * t / 10) * \cos(2 * \pi * t / 10) + 0.2 \quad (18)$$

$$z = -0.7$$

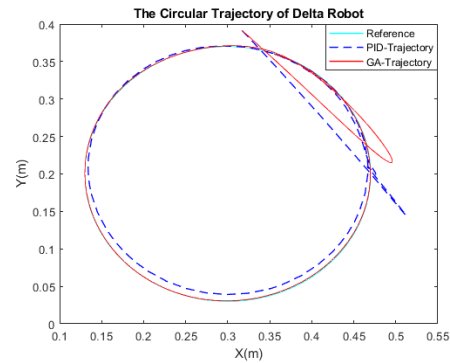
Kết quả chạy mô phỏng bộ điều khiển GA được trình bày trong phụ lục [1-2] và đạt các kết quả sau:



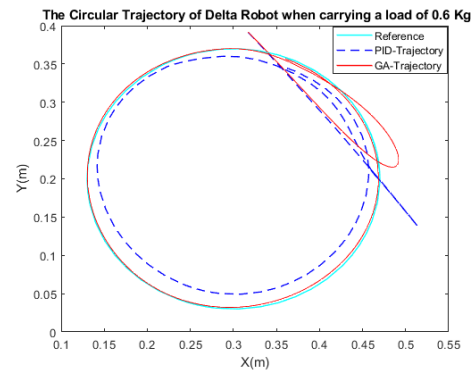
Hình 8: Đáp ứng các góc với quỹ đạo đường tròn



Hình 9: Tín hiệu điều khiển với quỹ đạo đường tròn



Hình 10: Đáp ứng quỹ đạo đường tròn



Hình 11: Đáp ứng quỹ đạo đường tròn khi robot mang tải thêm 0.6 Kg

Sau khi tiến hành cải tiến bộ điều khiển PID sử dụng giải thuật di truyền, sau 40 thế hệ bộ điều khiển này được áp dụng cho mô hình điều khiển hồi tiếp âm đơn vị như hình 7. Kết quả mô phỏng cho thấy rằng đáp ứng của thuật toán GA tốt hơn so với bộ điều khiển PID kinh điển, với thời gian xác lập khoảng 0.5 (s) và vọt lố nhỏ khoảng 3.14 %. Chỉ tiêu chất lượng được trình bày ở bảng 3.

Bảng 3. So sánh các chỉ tiêu chất lượng hệ thống

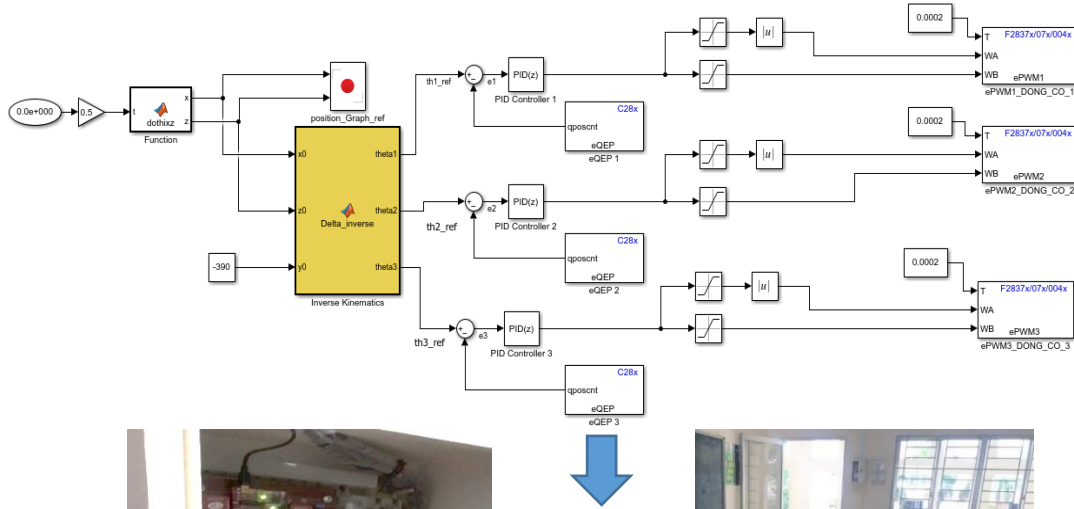
Tiêu chuẩn chất lượng	PID			GA		
Các góc	θ_{1act}	θ_{2act}	θ_{3act}	θ_{1act}	θ_{2act}	θ_{3act}
Vọt lố (%)	4.61	2.2	32.33	3.14	3.57	3.233
Thời gian xác lập (s)	0.046	4.0	0.014	1.1777	0.0491	0.2846
Sai số xác lập (rad)	0.003	0.006	0.002	0.0005	0.0002	0.0055

6.3. Kết quả thực nghiệm:

Delta robot 3-DOF phiên bản 3, được tác giả cùng nhóm nghiên cứu chế tạo và thực nghiệm vào năm 2022, sử dụng 3 động cơ AC servo 3 pha 220Vac. Các bộ điều khiển thông minh được xây dựng trên MATLAB/Simulink để điều khiển vòng kín robot Delta 3-DOF, bám theo quỹ đạo đặt trước là quỹ đạo vòng tròn và quỹ đạo hình số 8. Ưu điểm của phiên bản 3 là khung cơ khí được tối ưu về khối lượng, cũng như không gian làm việc và mạch điều khiển được sử dụng vi điều khiển DSPC2000 của Texas Instruments, ưu điểm của phiên bản 3 là robot hoạt động nhanh và chính xác, lực quán tính nhỏ và robot có thể mang tải lên đến

vài Kg. Đồng thời tích hợp các bộ điều khiển thông minh, để điều khiển online vòng kín, hồi tiếp Encoder. Thời gian thực giao tiếp với các thuật toán điều khiển

thông minh, được tác giả xây dựng trên phần mềm MATLAB/Simulink, để điều khiển bám quỹ đạo Delta robot 3-DOF được trình bày trong hình 12.



Hình 12: Ứng dụng giải thuật điều khiển thông minh trên hệ thực nghiệm Delta robot 3-DOF phiên bản 3

Các thông số của robot phiên bản 3 trên hệ thực nghiệm, được tác giả cùng nhóm nghiên cứu xây dựng [11], [29], [30] và được trình bày trong bảng 1 ở trên và các thông số của 3 bộ điều khiển PID rời rạc tham khảo trong [29], [31] và được trình bày trong bảng 4.

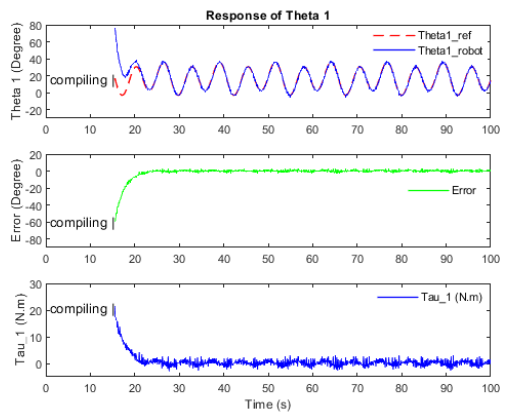
Bảng 4. Các thông số của 3 bộ PID rời rạc

Các thông số của bộ PID rời rạc 1	$K_p = 1.02; K_i = 0.00008; K_d = 0.009$
Các thông số của bộ PID rời rạc 2	$K_p = 1; K_i = 0.00008; K_d = 0.0009$
Các thông số của bộ PID rời rạc 3	$K_p = 0.98; K_i = 0.00001; K_d = 0.009$

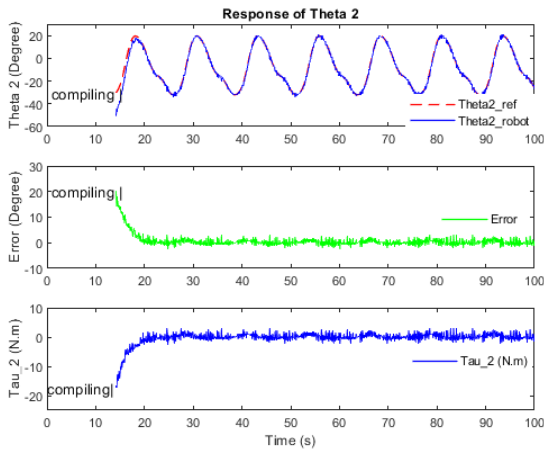
Quỹ đạo đường số 8 được tạo ra bằng cách lập trình trong khối MATLAB Function, được trình bày trong công thức (19), thời gian lấy mẫu chọn là 0.01(s) và thời gian chạy thực nghiệm được chọn là vô cực (t=inf).

$$\begin{aligned}
 x_{ref} &= 10+6*\cos(t) \text{ (cm)} \\
 y_{ref} &= 10+6*\cos(t)*\sin(t) \text{ (cm)} \\
 z_{ref} &= -590 \text{ (cm)}
 \end{aligned}
 \tag{19}$$

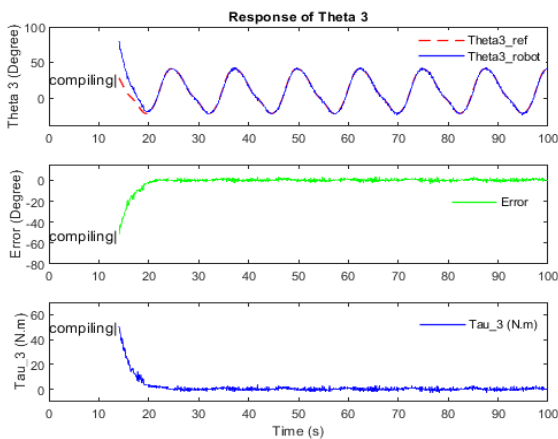
Các kết quả đạt được khi chạy thực nghiệm với quỹ đạo đường số 8, trên phiên bản 3 được trình bày trong phụ lục [3] và các kết quả đạt đáp ứng các góc, đáp ứng các sai số và đáp ứng lực tác động làm quay 3 cánh tay vẽ quỹ đạo đường số 8 được trình bày từ hình 13 cho đến hình 15.



Hình 13: Đáp ứng góc Theta_1 của quỹ đạo đường số 8

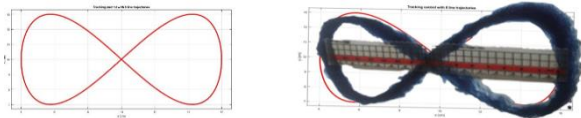


Hình 14: Đáp ứng góc Theta_2 của quỹ đạo đường số 8



Hình 15: Đáp ứng góc Theta_3 của quỹ đạo đường số 8

Quỹ đạo thực tế của đường số 8 được trình bày trong hình 16 và được thực nghiệm phụ lục [3].



Hình 16: Đáp ứng thực tế của quỹ đạo đường số 8

Sau khi thực nghiệm trên quỹ đạo đường số 8, ta thấy quỹ đạo thực của Delta robot 3-DOF bám theo đường số 8 nhưng chất lượng chưa đạt được như mong muốn, với sai số nằm trong khoảng $[-1.5\pi/180; 1.5\pi/180](rad)$ và vị trí cây bút còn rung lắc. Do hạn chế về vật liệu và khả năng cơ khí chính xác, nên phần chân đế và các tay máy của Delta robot 3-DOF chưa đủ cứng vững, dẫn đến bị rung lắc trong quá trình hoạt động.

7. Kết luận

Bài báo trình bày một phương pháp tìm kiếm giá trị tối ưu của bộ điều khiển PID bằng giải thuật GA, thỏa mãn hàm mục tiêu IAE dựa trên các giá trị khởi điểm xác định bởi giải thuật Z-N. Ưu điểm lớn của phương pháp này là thiết kế được bộ điều khiển tối ưu, để điều khiển trên các mô hình toán của đối tượng điều khiển khác nhau và giải thuật GA có khả năng tìm được điểm cực tiểu toàn cục. Vì vậy, việc sử dụng GA trong nghiên cứu này là nhằm tìm ra giá trị tối ưu toàn cục cho bộ điều khiển PID. Tuy nhiên, nhược điểm của phương pháp này

là phải chạy rất nhiều vòng hồi tiếp âm đơn vị để xác định giá trị hàm mục tiêu, trong quá trình áp dụng giải thuật GA. Việc thiết kế bộ điều khiển thời gian thực, trở nên khả thi cho nhiều đối tượng bằng cách kết nối máy tính vào các thiết bị đo đạc và hồi tiếp vòng kín để điều khiển. Đồng thời, nhóm tác giả đã thiết kế, chế tạo và thực nghiệm thành công phiên bản 3 của Delta robot 3-DOF tại trường Đại học Sư Phạm Kỹ Thuật Vĩnh Long được trình bày trong phụ lục [4]. Đánh giá hạn chế kết quả thực nghiệm trên mô hình robot: do hạn chế về vật liệu và khả năng cơ khí chính xác, nên phần chân đế và các tay máy của Delta robot 3-DOF chưa đủ cứng vững, dẫn đến bị rung lắc trong quá trình hoạt động, làm cho kết quả điều khiển quỹ đạo đầu cuối chưa được như mong muốn, mặc dù các tín hiệu điều khiển và đáp ứng góc vẫn đáp ứng được tiêu chuẩn kỹ thuật. Thời gian tới, việc cải tiến khung cơ khí cho khối lượng tổng thể của Delta robot 3-DOF nhẹ hơn, có không gian làm việc lớn hơn và nhóm sẽ triển khai áp dụng bộ điều khiển giám sát sử dụng mạng nơ-ron mờ hồi quy kết hợp với PID và bộ nhận dạng mạng nơ-ron mờ hồi quy (RFNNC-PID-RFNNI) ứng dụng điều khiển bám quỹ đạo Delta robot 3-DOF trên hệ thực nghiệm.

Tài liệu tham khảo

- [1] M-1 series, compact high-speed picking and assembly. [Online]. Available: <http://www.fanuc.eu/ru/en/robots/robot-filter-page/m1-series>
- [2] J. Merlet (2000), *Parallel Robots*. P.O. Box 17, Dordrecht, The Netherlands: Kluwer Academic Publishers
- [3] P. W. L.V (1942), *Position-controlling apparatus*, - Patent US2 286 571.
- [4] D.Stewart (1965), *A platform with six degrees of freedom*. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers.
- [5] R. Clavel (1991), *Conception d'un robot parallele rapide a 4 degres de liberte*, Ph.D. dissertation, Ecole Polytechnique Federale de Lausanne, Lausanne.
- [6] M. Bouri and R. Clavel (2010), *The linear delta: Developments and applications*, in Robotics (ISR), 2010 41st International Symposium on and 2010 6th, German Conference on Robotics (ROBOTIC), pp1. 8.
- [7] J.P. Merlet (2006), *Parallel robots*. Springer-Verlag.
- [8] F. A. Azad, S. Rahimi, M. R. Haiiri Yazdi and M. T. Masouleh (2020), *Design and Evaluation of Adaptive and Sliding Mode Control for a 3-DOF Delta Parallel Robot*, Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE) pp 1-7.
- [9] Nguyen Van Khang and Luong Anh Tuan (2013), *On the sliding mode control of redundant parallel robots using neural networks*. Proceedings of the 3th IFToMM International Symposium on Robotics and Mechatronics, Singapore, pp. 168-177.
- [10] Nguyễn Văn Khang và Lương Anh Tuấn (2013) *Về một phương pháp số giải bài toán động học ngược, động lực học ngược robot song song dư dẫn động*, Kỷ yếu Hội nghị Khoa học và Công nghệ toàn quốc về Cơ khí, NXB Khoa học và Kỹ thuật, Hà Nội, tr. 1291-1299.
- [11] Lê Minh Thanh, Lương Hoài Thương, Phan Thanh Lộc, Chi-Ngon Nguyen (2020), *Delta robot Control Using Single Neuron PID Algorithms Based on Recurrent Fuzzy Neural Network Identifiers*, Inter. J. of Mechanical Eng. and Robotics Research Vol. 9, No. 10.
- [12] Takashi Harada: Design and Control of a Parallel Robot for Mold Polishing (2015), *The 3rd International Conference on Control, Mechatronics and Automation (ICCM)*.
- [13] Mohamed Bouri, Clavel Reymond, Zerrouki Mohamed-Yassine, Maeder Willy (2004), *Towards a new Delta robot: an inverted Delta*, Conference, International Symposium on Robotics, at Paris, France.
- [14] https://www.yaskawaindia.in/wpcontent/uploads/2012/10/Rotational_Motor_Analog_Voltage_and_Pulse_Train_Reference_1.pdf.
- [15] Lê Minh Thành, Lương Hoài Thương, Phạm Thanh Tùng, Phạm Công Thành, Nguyễn Chí Ngôn (2019), *Điều khiển bám quỹ đạo robot Delta ba bậc tự do sử dụng thuật toán Fuzzy-PID*, Chuyên san Đo lường, Điều khiển và Tự động hóa.

- [16] Johnson M.A. and M.H. Moradi (2005), *Chapter 8, in: PID Control - New Identification and Design Methods* Springer-Verlag London Limited, pp. 297-337.
- [17] A. Leva, C. Cox, A. Ruano (2002), *Hands-on PID autotuning: a guide to better utilisation*, IFAC. Professional Brief.
- [18] Åström, K.J. and T. Hägglund (1998), *Automatic Tuning of PID Controllers*. Instrument Society of America, Research Triangle Park, NC.
- [19] Nguyễn Đình Dũng (2018), *Động lực học ngược và điều khiển robot song song delta không gian, Luận án tiến sĩ kỹ thuật*, Học viện khoa học và công nghệ.
- [20] Nguyễn Chí Ngón (2008), *Tối ưu hóa bộ điều khiển PID bằng giải thuật di truyền*, Tạp chí Khoa học 2008:9 241-248, Trường Đại học Cần Thơ.
- [21] <https://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/6232-optimization-with-matlab-and-the-genetic-algorithm-and-direct-search-toolbox>. (truy cập 7/2021)
- [22] https://www.mathworks.com/matlabcentral/answers/53760-how-can-i-tune-pid-controller-using-genetic-algorithm?s_tid=srchtitle. (truy cập 7/2021)
- [23] L. A. Yusuf and N. Magaji, (2014) *GA-PID controller for position control of inverted pendulum*, International Conference on Adaptive Science & Technology (ICAST).
- [24] R. Sharma, K. P. S. Rana and V. Kumar, (2014) *Statistical analysis of GA based PID controller optimization for robotic manipulator*, International Conference on Issues and Challenges in Intelligent Computing Techniques (ICICT).
- [25] D. C. Meena and A. Devanshu (2017), *Genetic algorithm tuned PID controller for process control*, International Conference on Inventive Systems and Control (ICISC).
- [26] E. Flores-Morán, W. Yáñez-Pazmiño and J. Barzola-Monteses (2018), *Genetic algorithm and fuzzy self-tuning PID for DC motor position controllers*, International Carpathian Control Conference (ICCC).
- [27] A. Alouache and Q. W (2018), *Genetic Algorithms for Trajectory Tracking of Mobile Robot Based on PID Controller*, IEEE 14th International Conference on Intelligent Computer Communication and Processing (ICCP).
- [28] Tanvir Ahmmed, Irin Akhter, S. M. Rezaul Karim, F. A. Sabbir Ahamed (2020) *"Genetic Algorithm Based PID Parameter Optimization,"* American Journal of Intelligent Systems.
- [29] Lê Minh Thành, Nguyễn Chiến Thắng, Nguyễn Chí Ngón, 2021, *Chỉnh Định Bộ Điều Khiển PID Bằng Hệ Mờ Áp Dụng Cho Robot Delta Ba Bậc Tự Do*, Tạp Chí Khoa Học và Kỹ Thuật Đại Học Thái Nguyên, Tập 227, Số 02, Trang 44-53.
- [30] Lê Minh Thành, Lương Hoài Thương, Phạm Thanh Tùng, Công-Thanh Phạm, Chi-Ngon Nguyen, 2021, *Evaluating the Quality of Intelligent Controllers for 3-DOF Delta Robot Control*, International Journal of Mechanical Engineering and Robotics Research Vol. 10, No. 10, pp. 542-552, October 2021, DOI: 10.18178/ijmerr.10.10.542-552.
- [31] J. Fabian, C. Monterrey and R. Canahuire, 2016, *Trajectory tracking control of a 3 DOF delta robot: a PD and LQR comparison*, 2016 IEEE XXIII International Congress on Electronics, Electrical Engineering and Computing (INTERCON), 2016, pp. 1-5.

Phụ lục – Các clip minh họa

- [1]. <https://www.youtube.com/watch?v=NoQzbHk4S2U>



- [2]. <https://www.youtube.com/watch?v=CYZwYRm9QQE>



- [3]. <https://www.youtube.com/watch?v=P1uS8J9-zRs>



- [4]. https://www.youtube.com/watch?v=vu_VAc7B6uI&t=24s



Lê Minh Thành nhận bằng Kỹ sư chuyên ngành Kỹ thuật Điện - Điện tử tại trường Đại học Cửu Long năm 2006, tốt nghiệp Thạc sĩ chuyên ngành Kỹ thuật điều khiển và tự động hóa năm 2011 tại trường Đại học Giao thông Vận tải Thành phố Hồ Chí Minh. Hiện là giảng viên Khoa Điện - Điện tử tại trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật Vĩnh Long từ năm 2006 đến nay. Lĩnh vực nghiên cứu của anh robot hướng ứng dụng, điều khiển thông minh...



Lương Hoài Thương nhận bằng Kỹ sư Kỹ thuật điều khiển tại Trường Đại học Cần Thơ năm 2009, bằng Thạc sĩ Kỹ thuật điện tử tại Trường Đại Học SPKT Tp Hồ Chí Minh năm 2015. Hiện là giảng viên khoa Điện - Điện Tử Trường Đại Học SPKT Vĩnh Long.



Phạm Thanh Tùng nhận bằng Kỹ sư Công nghệ Kỹ thuật Điện - Điện Tử tại Trường Đại Học Cửu Long năm 2004, bằng Thạc sĩ Tự động hóa năm 2010, bằng Tiến sĩ Kỹ thuật Điều khiển và Tự động hóa năm 2019 tại Trường Đại Học Giao Thông Vận Tải Tp Hồ Chí Minh. Hiện là giảng viên khoa Điện - Điện Tử Trường Đại Học SPKT Vĩnh Long.



Phạm Công Thành đã nhận bằng Kỹ sư và bằng Thạc sĩ chuyên ngành Điều khiển học kỹ thuật tại trường Đại học Bách khoa TP.HCM năm 2002 & 2006, nhận bằng Tiến sĩ Khoa học Điều khiển tại Đại học Khoa học và Kỹ thuật Hoa Trung, Vũ Hán, Trung Quốc năm 2014. Anh hiện đang giảng dạy tại Khoa Điện-Điện tử, trường Học viện Hàng không Việt Nam. Lĩnh vực nghiên cứu của anh: Điều khiển Điện tử công suất; điều khiển tối ưu, thích nghi hệ phi tuyến; điều khiển động cơ...



Nguyễn Chí Ngón nhận bằng Kỹ sư Điện tử tại Đại học Cần Thơ năm 1996, bằng Thạc sĩ Kỹ thuật Điện tử tại ĐH Bách Khoa, Đại học Quốc gia TP.HCM năm 2001, bằng Tiến sĩ Kỹ thuật Điều khiển tại Đại Học Rostock, CHLB Đức năm 2007, được phong hàm Phó giáo sư Tự động hóa năm 2015.

PGS.TS. Nguyễn Chí Ngón giảng dạy tại Bộ môn Tự động hóa, Khoa Công nghệ, ĐH Cần Thơ từ năm 1996 đến nay. Lĩnh vực nghiên cứu của anh bao gồm: Điều khiển thông minh, nhận dạng hệ thống, ứng dụng IoT, AI...

A new neural iterative learning control approach for position tracking control of robotic manipulators: Theory, simulation, and experiment

Dang Xuan Ba^{1*} and Trong-Tai Nguyen²

¹Department of Automatic Control, Ho Chi Minh City University of Technology and Education (HCMUTE)

²Department of Automatic Control, Ho Chi Minh City University of Technology (HCMUT)

*Corresponding author E-mail: badx@hcmute.edu.vn

Abstract

This paper presents a new effective iterative learning control method for repetitive motion-tracking control problems of robotic manipulators. The controller is comprised of two control loops. In the inner loop, a simple proportional-derivative signal is adopted to stabilize the closed-loop system that facilitates design of the outer loop. Tracking control mission is mainly achieved by a novel iterative control signal designed in the outer loop. The effectiveness of the proposed control method is resulted in from a new iterative design where the iterative signal is flexibly structured from both the current and previous information on the iterative axis. To this end, a neural network is developed to estimate the iterative disturbances using information synthesized from the past and present iterations. A proper inherent function is then employed to connect the iterative-based and time-based control signals. Stability of the overall system is analyzed using absolute regression series criteria. The effectiveness and feasibility of the proposed controller are intensively discussed based on the comparative simulation results and real-time experiments obtained from a 6 degree-of-freedom robot.

Keywords: Motion Control, Iterative Learning Control, Neural Network, Robotic Manipulator, Simulation

Symbols

Symbols	Units	Description
$c(\theta)$		Function of variable
q	rad	Vector of joint position
$M(\theta)$	kg	Inertia-mass matrix
$C(q, \dot{q})\dot{q}$	N.m	Coriolis/Centripetal effect in robotic models
$g(q)$	N.m	Gravitational torque in robotic models
$f(\dot{q})$	N.m	Frictional torque in robotic models
τ_d	N.m	External disturbances in robotic models
τ	N.m	Joint torque or control signal in robotic models

Abbreviations

DOF	Degree of Freedom
PID	Proportional Integral Derivative
ILC	Iterative Learning Control
TNN	Time-based Neural Network
TNNIC	Time-based Neural Network Iterative Control

Tóm tắt

Bài báo này trình bày một phương pháp điều khiển học lặp mới để giải quyết các vấn đề điều khiển bám đuổi tuần hoàn cho các tay máy công nghiệp. Bộ điều khiển này bao gồm hai vòng điều khiển. Ở vòng điều khiển bên trong, một tín hiệu điều khiển vi-phân-tỉ-lệ đơn giản được sử dụng để ổn định hệ thống vòng kín, tạo điều kiện thuận lợi cho việc thiết kế các tín hiệu điều khiển ở vòng ngoài. Nhiệm vụ điều khiển chủ yếu được thực thi nhờ một tín hiệu điều khiển học lặp mới được thiết kế ở vòng ngoài. Tính hiệu quả của phương pháp điều khiển này đến từ một quan điểm mới về phương pháp xây dựng cấu trúc bộ điều khiển lặp, ở đó tín hiệu điều khiển trên trục lặp được tổng hợp một cách linh hoạt từ thông tin hiện tại và thông tin quá khứ của hệ thống. Cụ thể, một mạng thần kinh nhân tạo có cấu trúc phù hợp được phát triển để ước lượng các nhiễu động trên trục lặp dựa vào các thông tin tổng hợp vừa phân tích. Một hàm kế thừa mềm được sử dụng để kết nối tín hiệu điều khiển trên trục lặp và trục thời gian. Tính ổn định của quá trình học và cả hệ thống vòng kín được đảm bảo bằng tiêu chuẩn hội quy nổi tiếng. Tính hiệu quả và tính khả thi của bộ điều khiển đề xuất được thảo luận cẩn thận dựa trên các kết quả mô phỏng và thực nghiệm có tính so sánh từ một mô hình tay máy công nghiệp 6 bậc tự do.

1. Introduction

Nowadays, humans are passing through the fourth Industrial Revolution, in which robots play a key role both in industrial manufacturing and day-life activities. Proportional-Integral-Derivative (PID) controllers have been favored in most industrial robots owing to their simplicity in implementation and acceptable control performances [1], [2]. High-accuracy controllers with great adaptation ability are required for

modern robotic systems [3], [4]. However, unknown dynamical behaviors and complicated working environments are main obstacles on approaching excellent control outcomes [5]–[8]. To cope with unexpected effects of systematic dynamical models, many model-based controllers have been studied based on typical physical analyses such as force/torque-based or energy-based methods, or decomposition principles [9], [10]. In reality, applicability of such approaches would be limited with general robots and be more difficult for higher degree-of-freedom robots. Owing to universal approximation properties, neural-network-based control approaches have been recently increasingly employed in robotic systems [11]–[13]. Direct and indirect learning methods are the leading solutions for building neural networks [7], [14]. The system dynamics could be estimated by neural-networks and their results could be then adopted to eliminate unknown effects in control processes. This kind of the design has been successfully utilized by the many types of the networks such as Radial-basis function (RBF) networks [11], [15], [16] or Fuzzy-hybrid networks [17], [18]. Excellent control performances have been exhibited by such the intelligent controllers. For repetitive control missions that commonly occurs in industrial activities, the neural-network-based control approaches need to be modified for outstanding control outcomes.

Iterative learning control (ILC) technique is a famous control framework for systems with repetitive tasks. Its key idea is to iteratively compute a control input based on errors from previous trails so that the performance of the system can be optimized. Previous work [19], [20] shows that with simple designs, the ILC methods could provide superior performances by effectively tackling repetitive disturbances such as gravity and model uncertainties. In fact, the disturbances and nonlinear uncertainties are rarely repetitive terms. In most robotic systems, both iteration-varying and iteration-invariant disturbances exist on the iterative direction. Iteration-varying disturbances can be divided into two types: Type I – state independent disturbances, for example external disturbances, and Type II - internal state-dependent disturbances, for example friction forces. To extensively tackle Type-I iterative disturbances, many advanced ILC approaches have been studied. ILC methods with robust learning filters, such as frequency or time-frequency filters, were used to isolate iteration-varying disturbances from out of the iterative loop. Indeed, in [21], low-pass filters were employed to separate model uncertainties at high frequencies, or in [22], a notch Q filter and a disturbance observer were injected to the ILC to handle external vibration disturbances concentrated at certain frequencies. In [23], a time-frequency numerical Q filter was proposed based on robust principal component analysis (RPCA) to eliminate the non-repetitive disturbances. In [24], another robust Q-filter-based ILC method was studied incorporated with a tuned feedback control signal to deal with both repetitive and non-repetitive perturbances. As comparing to Type-I ones, Type-II disturbances always varies on the iterative axis due to the dependence on system states. To treat the non-repetitive disturbances, a former adaptive ILC (AILC) method was proposed by Kuc and Lee [25] based on Lyapunov theories. The key idea of AILC for robotic systems, as discussed in [26], [27], is to adopt an adaptive signal which iteratively recognizes and compen-

sates for unknown disturbances and uncertainties in the system dynamics. Generally, the algorithm requires an assumption that parameters of the robotic model are constants within one iteration [28], [29]. Recently, the ILC scheme was also integrated into a time-based adaptive control signal to yield promising control outcomes [30]. From the above analyses, since the iterative disturbances are state-, time- and iterative-dependent factors, using iterative control signals that are completely constructed from previous iteration information is difficult to yield outstanding control performances.

To fill in this gap with a simple-yet-universal control method, in this paper, we propose a PD neural-network-based iterative learning controller for position-tracking control of robotic manipulators. The control scheme has two loops: time-based loop and iterative-based loop. On the time direction, a PD control signal is used to bring the system states to the desired state as closely as possible. The control performance is then significantly improved along the iterative axis. Contributions of the paper are listed as follows:

- 1) A neural network with a nonlinear learning procedure is built up on the iterative axis to effectively tackle both the time- and iterative-based disturbances.
- 2) A new iterative control law is designed based on a flexible inherent function and the neural network designed to realize the control mission.
- 3) Stability of the closed-loop system is rigorously proven by regression series criteria.
- 4) Effectiveness and feasibility of the proposed ILC controller are carefully verified by intensive simulation and real-time experiments on a 6DOF robot model.

The remaining of the paper is structured as follows. Dynamics of general robotic manipulators are briefly reviewed, and control objectives are then stated in Section 2. Design of the proposed controller including a proportional-derivative control term, adaptive iterative learning control signal and stability analyses of the overall system are clearly presented in Section 3. Effectiveness and feasibility of the proposed control system are discussed in Section IV. Conclusions are finally drawn in the last section.

2. System Modeling and Problem Statements

Motion equations of a serial n -DOF robot is generally formulated using the following dynamics [6], [10], [31]:

$$\mathbf{M}[\mathbf{q}] \ddot{\mathbf{q}} = -\mathbf{C}[\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}] \dot{\mathbf{q}} - \mathbf{g}[\mathbf{q}] + \mathbf{f}[\dot{\mathbf{q}}] + \boldsymbol{\tau}_d + \boldsymbol{\tau} \quad (1)$$

where $\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}, \boldsymbol{\tau} \in \mathcal{R}^n$ denote the joint position, angular velocities, and the control torques, respectively, $\mathbf{M} \in \mathcal{R}^{n \times n}$ is the inertia-mass matrix, $\mathbf{C}\dot{\mathbf{q}}, \mathbf{g}, \mathbf{f}, \boldsymbol{\tau}_d \in \mathcal{R}^n$ denote the Coriolis/Centripetal effect, the gravitational torque, frictional torque, and external disturbances, respectively.

Assumption 1: The unknown disturbance ($\boldsymbol{\tau}_d$) is bounded [8], [11], [30].

Remark 1: We assume that the system states ($\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}$) are measurable. We define a tracking control error synthesized from a desired profile (\mathbf{q}_d) that is assumed to be a known, bounded and twice continuously differentiable signal, and the system

output (\mathbf{q}). The main objective here is to develop a model-free intelligent ILC for high control accuracy of the robotic system (1). Unknown internal dynamics and complicated external disturbances from various working conditions are major barriers challenging the expected control performance. However, one important advantage of the control system is that it can run in many iterations. Other required features of the ongoing controller are model-free, adaptive and robust.

3. Flexible Neural Iterative Learning Controller

This section presents a detailed procedure of designing the proposed controller which consists of a simple PD-type control signal and an advanced iterative learning control term. Proper theoretical proofs are associated to the respective sections to explain effectiveness of the developed features. The main control objective is defined as the following error

$$\mathbf{e} = \mathbf{q} - \mathbf{q}_d \quad (2)$$

To complete the tracking control mission, the final control signal is simply designed as follows:

$$\boldsymbol{\tau} = \boldsymbol{\tau}_t + \boldsymbol{\tau}_i \quad (3)$$

where τ_t and τ_i are time-based and iterative-base control terms.

3.1. Time-based PD Control signal

For high-precision control of the manipulators, one could use various types of the linear or nonlinear control methods [1], [32], [33]. Purpose of the time-domain control signal τ_t is however to stabilize the closed-loop system and bring the system output to the desired profile as closely as possible. In this approach, we only structure the control signal by a simplest control form with the following PD design:

$$\boldsymbol{\tau}_t = -\mathbf{K}_{P_t}\mathbf{e} - \mathbf{K}_{D_t}\dot{\mathbf{e}} \quad (4)$$

where \mathbf{K}_{P_t} and \mathbf{K}_{D_t} are diagonal positive-definite gain matrices.

By using the time-based PD control law (6), the closed-loop system is bounded stable with any positive control gains \mathbf{K}_{D_t} and \mathbf{K}_{P_t} . However, the control accuracy needs to be further investigated. Here, we define the following indirect control objective [11], [34]:

$$\boldsymbol{\varepsilon} = \dot{\mathbf{e}} + \mathbf{K}_i\mathbf{e} \quad (5)$$

where $\mathbf{K}_i = \mathbf{K}_{D_t}^{-1}\mathbf{K}_{P_t}$ is the positive control gain matrix. In previous work, the new control objective is normally called as sliding-mode manifold [15], [44], [45].

The dynamics (1) could be re-expressed in terms of the new composited variable (17) in a scope of iterative axis:

$$\mathbf{M}_i\dot{\boldsymbol{\varepsilon}}_i = -\mathbf{C}_i\boldsymbol{\varepsilon}_i + \boldsymbol{\tau} - \mathbf{d}_i \quad (6)$$

where \mathbf{d}_i is the lumped disturbance of the system in the iteration i , that includes the model deviation and external disturbance:

$$\mathbf{d}_i = \mathbf{M}_i(\ddot{\mathbf{q}}_d - \mathbf{K}_i\dot{\mathbf{e}}_i) + \mathbf{C}_i(\dot{\mathbf{q}}_d - \mathbf{K}_i\mathbf{e}_i) + \mathbf{g}_i - \mathbf{f}_i - \boldsymbol{\tau}_{d_i} \quad (7)$$

Note that under the virtue of the control rule (4)-(5), such the disturbance \mathbf{d}_i is bounded. The steady-state control error of the system will approach to the following range [25][30]:

$$\mathbf{e}_{ss} = \lim_{t \rightarrow \infty} \left(\mathbf{K}_{P_t}^{-1}(\mathbf{d}_i - \boldsymbol{\tau}_i) \right) \quad (8)$$

Remark 2: The control error could be reduced by selecting large control gains \mathbf{K}_{D_t} and \mathbf{K}_{P_t} . However, to achieve excellent control performance, the nonlinear uncertainties and disturbances in the system dynamics must be compensated. To this end, possible directions are adoption of robust adaptive nonlinear controllers [8], [36] or high-gain observers [14], [37]. In fact, the dynamical behaviors of the system would be stored in the previous iteration data. Properly exploiting such the data could lead to interesting control outcomes.

3.2. Neural Iterative-based Control Signal

By utilizing from the advantages of the iterative control technique and repetitive control behaviors, in this subsection, an advanced iterative-based control signal is designed to provide good tracking control error of the closed-loop system.

Inspired but different from previous work [32], [48], [49], the iterative control law is selected as

$$\boldsymbol{\tau}_i = \mathbf{B}_i\boldsymbol{\tau}_{i-1} + \boldsymbol{\xi}_i \quad (9)$$

where $\mathbf{B}_i = \text{diag}[\mathbf{b}_i]$ is a diagonal matrix of inheritance function and $\boldsymbol{\xi}_i$ is the excitation function.

Also from the work, the iterative disturbance \mathbf{d}_i was assumed to be no change on the iterative direction, and such the excitation function was simply selected as

$$\boldsymbol{\xi}_i = \boldsymbol{\varepsilon}_{i-1} \quad (10)$$

As carefully observing in the form of (7), the assumption on invariant properties of the disturbance \mathbf{d}_i is weak. With such the design, the iterative control signal has tended to completely believe the past results. Much research in human society show that this action is not an appropriate choice [38], [39]. Hence, in this paper, another point of view in this design is required to deal with the aforeanalyzed problem. The constraint (8) implies that once the iterative control signal $\boldsymbol{\tau}_i$

approaches to the disturbance \mathbf{d}_i , the control error would converge to zero or as small as possible. It is worth defining a new error:

$$\boldsymbol{\varsigma}_i = \boldsymbol{\tau}_i - \mathbf{d}_i \quad (11)$$

By noting the general control rule (9), variation of the new error on the iteration axis is

$$\boldsymbol{\varsigma}_i = \mathbf{B}_i\boldsymbol{\varsigma}_{i-1} + \boldsymbol{\xi}_i - \boldsymbol{\varphi}_{i,i-1} \quad (12)$$

where $\boldsymbol{\varphi}_{i,i-1}$ is called as the iterative disturbance:

$$\boldsymbol{\varphi}_{i,i-1} = \mathbf{d}_i - \mathbf{B}_i\mathbf{d}_{i-1} \quad (13)$$

The new disturbance $\boldsymbol{\varphi}_{i,i-1}$ depends both on the current and past states on both time and iterative axes. It can be seen that once \mathbf{e}_i approaches to \mathbf{e}_{i-1} , the disturbance \mathbf{d}_i will approach to \mathbf{d}_{i-1} . Based on this observation, the inheritance function could be selected as

$$b_{i,k|k=1..n} = \tanh(\sigma_{1,k}t) \left(1 - \tanh(\sigma_{2,k}\varepsilon_{i,k}^2) \right) \quad (14)$$

where $\sigma_{1,k}$ and $\sigma_{2,k}$ are positive constants.

To design the excitation function, we start with approximating the new disturbance $\varphi_{i,i-1}$ using universal approximation properties of neural networks [4], [40], as follows:

$$\varphi_{i,i-1,k|k=1..n} = \mathbf{w}_{i,k}^T \mathbf{r}_i [\mathbf{q}_i, \dot{\mathbf{q}}_i, \mathbf{q}_{i-1}, \dot{\mathbf{q}}_{i-1}, \mathbf{q}_d, \dot{\mathbf{q}}_d] + \varpi_{i,k} \quad (15)$$

where $\mathbf{w}_{i,k}$ is the optimal weight matrix, \mathbf{r}_i is a regression vector, and $\varpi_{i,k}$ is the approximation error. Here the regression vector \mathbf{r}_i is structured by 1-norm elements or $0 \leq r_{i,j|j=1..m} \leq 1$, in which m is the length of the vector.

Role of the excitation function ξ_i is to eliminate the new disturbance $\varphi_{i,i-1}$, it is hence designed as

$$\xi_{i,k|k=1..n} = \hat{\mathbf{w}}_{i,k}^T \mathbf{r}_i [\mathbf{q}_i, \dot{\mathbf{q}}_i, \mathbf{q}_{i-1}, \dot{\mathbf{q}}_{i-1}, \mathbf{q}_d, \dot{\mathbf{q}}_d] \quad (16)$$

where $\hat{\mathbf{w}}_{i,k}$ is estimate of the $\mathbf{w}_{i,k}$.

By substituting the selection (16) to the variation (12), we have

$$\zeta_{i,k|k=1..n} = b_i \zeta_{i-1,k} + \hat{\mathbf{w}}_{i,k}^T \mathbf{r}_i - \varpi_{i,k} \quad (17)$$

where $\tilde{\mathbf{w}}_{i,k} = \hat{\mathbf{w}}_{i,k} - \mathbf{w}_{i,k}$ is estimation error.

It can be observed that the iterative control performance completely depends on the learning of the excitation function. Hence, we select the following learning law:

$$\hat{\mathbf{w}}_{i,k|k=1..n} = (\mathbf{I} - \gamma_{i,w,k} \text{diag}[\mathbf{r}_i]) \hat{\mathbf{w}}_{i-1,k} - \beta_{i,k} \frac{\mathbf{r}_i \tanh[\varepsilon_{i,k}]}{1 + \mathbf{r}_i^T \mathbf{r}_i} \quad (18)$$

where $0 < |\gamma_{i,w,k}| < 1$, $0 < \beta_{i,k}$ are constants, and \mathbf{I} is the relative identity matrix.

Effectiveness of the flexible iterative control mechanism is investigated from the following statement.

Theorem 1: For any bounded iterative disturbance that is expressed in a linear combination as presented in (15), if employing the iterative control signal (9), (14) and the non-linear learning rule (18), the following properties hold:

- 1) The estimation error $\tilde{\mathbf{w}}_{i,k}$ will be stabilized inside an arbitrary small vicinity around zero.
- 2) The iterative control signal τ_i is bounded.

Proof:

From the learning law (18), variation of the estimation error on the iterative direction is

$$\tilde{\mathbf{w}}_{i,k|k=1..n} = (\mathbf{I} - \gamma_{i,w,k} \text{diag}[\mathbf{r}_i]) \tilde{\mathbf{w}}_{i-1,k} - \mathbf{w}_{i,k} + (\mathbf{I} - \gamma_{i,w,k} \text{diag}[\mathbf{r}_i]) \mathbf{w}_{i-1,k} - \beta_{i,k} \frac{\mathbf{r}_i \tanh[\varepsilon_{i,k}]}{1 + \mathbf{r}_i^T \mathbf{r}_i} \quad (19)$$

By applying triangle inequality to (19), we get the following regression constraint:

$$\begin{aligned} \|\tilde{\mathbf{w}}_{i,k|k=1..n}\| &\leq \bar{\lambda}_{(\mathbf{I} - \gamma_{i,w,k} \text{diag}[\mathbf{r}_i])} \|\tilde{\mathbf{w}}_{i-1,k}\| \\ &+ \left(1 + \bar{\lambda}_{(\mathbf{I} - \gamma_{i,w,k} \text{diag}[\mathbf{r}_i])}\right) \|\tilde{\mathbf{w}}_{i,k}\| + \beta_{i,k} \leq \dots \leq \bar{\lambda}_{(\mathbf{I} - \gamma_{i,w,k} \text{diag}[\mathbf{r}_i])}^i \|\tilde{\mathbf{w}}_{0,k}\| \\ &+ \frac{1 - \bar{\lambda}_{(\mathbf{I} - \gamma_{i,w,k} \text{diag}[\mathbf{r}_i])}^{i-1}}{1 - \bar{\lambda}_{(\mathbf{I} - \gamma_{i,w,k} \text{diag}[\mathbf{r}_i])}} \left(\left(1 + \bar{\lambda}_{(\mathbf{I} - \gamma_{i,w,k} \text{diag}[\mathbf{r}_i])}\right) \|\tilde{\mathbf{w}}_{i,k}\| + \beta_{i,k} \right) \end{aligned} \quad (20)$$

where $\bar{\lambda}_{(\mathbf{I} - \gamma_{i,w,k} \text{diag}[\mathbf{r}_i])} = \max \left[\text{eig} \left[\mathbf{I} - \gamma_{i,w,k} \text{diag}[\mathbf{r}_i] \right] \right]$ is the maximum eigen value of the matrix $(\mathbf{I} - \gamma_{i,w,k} \text{diag}[\mathbf{r}_i])$, and $\bar{\mathbf{w}}_{i,k} = \max \left[\|\mathbf{w}_{i,k}\| \right]$ is the upper bound of the weight vector $(\mathbf{w}_{i,k})$.

For deactivation cases where the regression-vector elements are equal zero or $(r_{i,j|j=1..m} = 0)$, according to (18), the estimation weight vector $(\hat{\mathbf{w}}_{i,k})$ is boundedly preserved through iterative to iterative.

For activation cases where the regression-vector elements have the values of $(0 < r_{i,j|j=1..m} \leq 1)$, the regression ratio is inside the unit circle or $0 < \bar{\lambda}_{(\mathbf{I} - \gamma_{i,w,k} \text{diag}[\mathbf{r}_i])} < 1$. Furthermore, the ideal weight vector $(\mathbf{w}_{i,k})$ is bounded. If the initial value $(\hat{\mathbf{w}}_{0,k})$ is boundedly selected, from (20), the estimation error vector $(\tilde{\mathbf{w}}_{i,k})$ is bounded. The first statement of Theorem 1 is thus proven. \square

By noting (16) and (18), the variation (9) could be rewritten as

$$\tau_{i,k|k=1..n} = b_i \tau_{i-1,k|k=1..n} + \mathbf{r}_i^T (\mathbf{I} - \gamma_{i,w,k} \text{diag}[\mathbf{r}_i]) \hat{\mathbf{w}}_{i-1,k} - \beta_{i,k} \frac{\mathbf{r}_i^T \mathbf{r}_i \tanh[\varepsilon_{i,k}]}{1 + \mathbf{r}_i^T \mathbf{r}_i} \quad (21)$$

Taking absolute values at both sides of (21) in the regression manner results in the following inequality:

$$\begin{aligned} |\tau_{i,k|k=1..n}| &\leq \bar{b} |\tau_{i-1,k|k=1..n}| \\ &+ \bar{\lambda}_{(\mathbf{I} - \gamma_{i,w,k} \text{diag}[\mathbf{r}_i])} \|\tilde{\mathbf{w}}_{i-1,k}\| \|\mathbf{r}_i\| + \alpha \beta_k \leq \dots \leq \bar{b}^i |\tau_{0,k|k=1..n}| \quad (22) \\ &+ \frac{1 - \bar{\lambda}_{(\mathbf{I} - \gamma_{i,w,k} \text{diag}[\mathbf{r}_i])}^i}{1 - \bar{\lambda}_{(\mathbf{I} - \gamma_{i,w,k} \text{diag}[\mathbf{r}_i])}} \|\tilde{\mathbf{w}}_{i-1,k}\| \|\mathbf{r}_i\| + \frac{1 - \alpha^i}{1 - \alpha} \beta_k \end{aligned}$$

where $\bar{b} = \max [b_{i,k|k=1..n}]$ is the maximum value of the inheritance function (b_i) , $\bar{\mathbf{w}}_{i-1,k} = \max [\|\hat{\mathbf{w}}_{i-1,k}\|]$ is the upper bound of the estimation weight vector $(\hat{\mathbf{w}}_{i,k})$, $\tau_{0,k|k=1..n}$ is the initial iterative control torque, and α is a constant that is defined as:

$$0 \leq \alpha = \max \left[\frac{\mathbf{r}_i^T \mathbf{r}_i}{1 + \mathbf{r}_i^T \mathbf{r}_i} \right] < 1 \quad (23)$$

By using the result of the first statement in which the upper bound $\bar{\mathbf{w}}_{i-1,k}$ is bounded. From (14), the inheritance gain (\bar{b}) is inside the unit circle or $(0 \leq \bar{b} < 1)$. From (22), the iterative control torque $\tau_{i,k|k=1..n}$ is thus bounded under the constraint (23). \square

Remark 3: With properly selecting the regression vector \mathbf{r}_i , the approximation error $\varpi_{i,k}$ could be minimized. As a sequence, according to the dynamics (17), the iterative control error (11) would be minimized as well thanks to the results

of *Theorem 1*. Note that the approximation effect of the neural-network model (15) comes from the structure of the regression vector \mathbf{r}_i [4], [40]. It is recommended that the vector $\mathbf{r}_i[\mathbf{q}_i, \dot{\mathbf{q}}_i, \mathbf{q}_{i-1}, \dot{\mathbf{q}}_{i-1}, \mathbf{q}_d, \dot{\mathbf{q}}_d]$ is designed to normally reflect information of the inputs $(\mathbf{q}_i, \dot{\mathbf{q}}_i, \mathbf{q}_{i-1}, \dot{\mathbf{q}}_{i-1}, \mathbf{q}_d, \dot{\mathbf{q}}_d)$ over their workspaces. In the proposed control algorithm, the regression vector \mathbf{r}_i has to belong to the 1-norm class. It could be encoded by *radial-basis* functions, or *logsig* function, or *tansig* functions, etc.

Remark 4: In fact, to obtain excellent control error (5), one could employ neural networks to learn the disturbance (7) using current states of the system (1). As presented in (15), the regression vector of the iterative-based neural network contains more state than that of the time-based networks. Hence, by using the iterative control technique, one could utilize the control experiences in the past to result in higher control performances. Indeed, the control accuracy is improved along the variation (9) once the network well estimates the iterative behaviors.

Remark 5: The proposed control idea is graphically summarized in **Fig. 1**. The algorithm can be implemented by the following procedure. In *the first step*, the iterative-based control signal is turned off, and the time-based control signal is employed to stabilize the main control objective (2) with proper control gains $(\mathbf{K}_{Df}, \mathbf{K}_{Pf})$. In *the second step*, the iterative control signal (9) is activated, but the inheritance function (\mathbf{b}_i) is set to be zero. The regression vector $\mathbf{r}_i[\mathbf{q}_i, \dot{\mathbf{q}}_i, \mathbf{q}_{i-1}, \dot{\mathbf{q}}_{i-1}, \mathbf{q}_d, \dot{\mathbf{q}}_d]$ is next designed based on the workspace of its inputs, which have been observed from the previous step. The neural weight vector $(\hat{\mathbf{w}}_{i,k})$ is then updated by the learning rule (18) with proper learning gains $0 < |\gamma_{i,w,k}| < 1, 0 < \beta_{i,k}$. In *the third step*, the inheritance function (\mathbf{b}_i) is turned on with appropriate positive constants $\sigma_{1,k}$ and $\sigma_{2,k}$ using the constraint (14). One could be back to *Step 1* or *Step 2* for fine tuning the gains in several times until the expected control performance is resulted in.

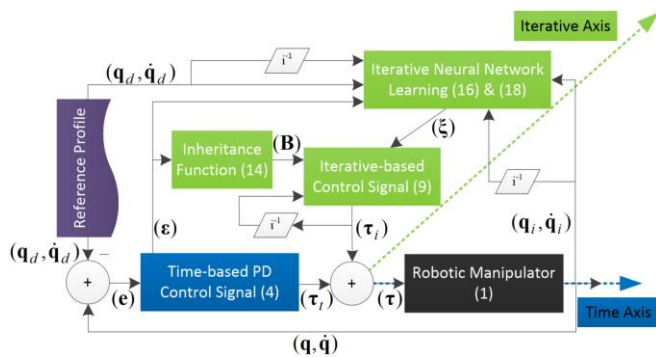


Figure 1: Block diagram of the proposed controller.

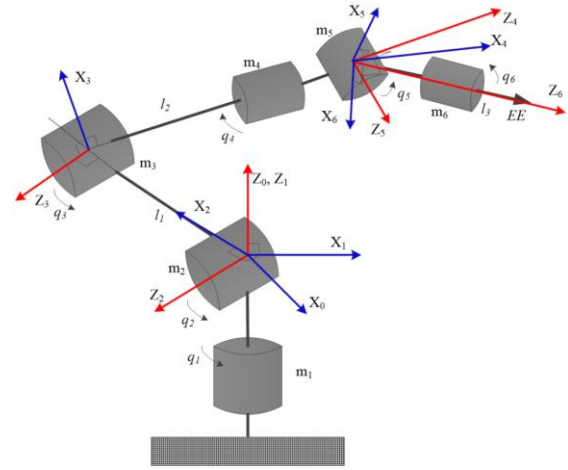


Figure 2: Configuration of the simulation robot.

4. Validation Results

The control performance of the proposed controller (PDINN) was carefully verified both in simulation and real-time experiments. To clearly evaluate the advantages of the proposed ILC method, a conventional proportional-derivative (PD) controller [1], time-based neural-network (TNN) controller [42], and conventional adaptive iterative learning controller (TNNIC) [30] were implemented to control the same system under same working conditions.

4.1. Simulation Results

The controllers were first tested on a 6-Degree-of-freedom (6DOF) robot, as sketched in **Fig. 2**. Its dynamics could be referred from previous work [10], [42]. Parameters of the robotic model were selected as:

$$\begin{cases} l_1 = 0.2(m); l_2 = 0.3(m); l_3 = 0.2(m); \\ m_1 = 2.2(kg); m_2 = 2.4(kg); m_3 = 2.05(kg); \\ m_4 = 0.32(kg); m_5 = 0.19(kg); m_6 = 0.18(kg); \end{cases}$$

In the simulation tests, the learning and control gains of the proposed controller were chosen as follows:

$$\begin{cases} \mathbf{K}_{Pf} = 150\mathbf{I}_6; \mathbf{K}_{Df} = 10\mathbf{I}_6; \\ \boldsymbol{\sigma}_1 = 3\mathbf{I}_6; \boldsymbol{\sigma}_2 = 0.0048\mathbf{I}_6 \\ \gamma_{i,w,k|k=1..6} = 0.1; \boldsymbol{\beta}_1 = 12\mathbf{I}_6. \end{cases}$$

Hidden layers of the neural network had 1944 neurons that were encoded using *logsig* functions. The initial joint positions were set to be zero. The desired profiles of the robot joints were chosen with various types of the sinusoidal and smooth-multistep signals, as follows:

$$\begin{cases} q_{1d} = \sin(0.4\pi t); q_{2d} = \frac{2}{1+e^{-10t}} - \frac{2+e^{-20t+40}}{1+e^{-20t+40}}; \\ q_{3d} = 1.2\sin(\pi t); q_{4d} = 1.1\sin(1.5\pi t) \\ q_{5d} = \frac{1}{1+e^{-15t}} - \frac{1}{1+e^{30t-450}}; q_{6d} = 1.2\sin(2\pi t); \end{cases}$$

In the first simulation, external disturbances that affect to the joint motions were also added to the system, as depicted in **Fig. 3**. These disturbances were no change on the iteration axis. Simulation results of the four controllers applied to the

robot model in 10 iterations are shown in **Figs. 4 – 6**.

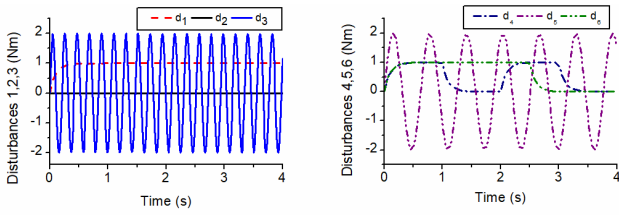


Figure 3: External disturbances affecting to the robot joints in the first simulation.

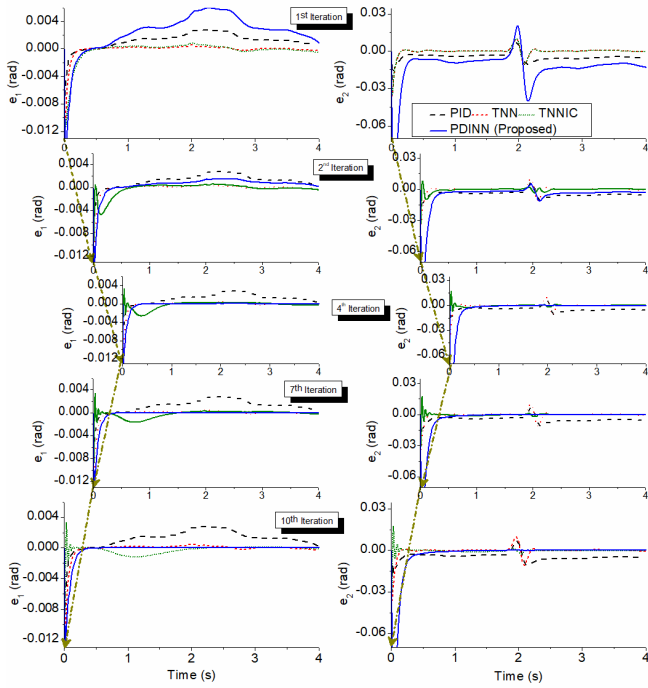


Figure 4: Comparative control errors of the controllers on the time axis and the iteration axis in the first simulation.

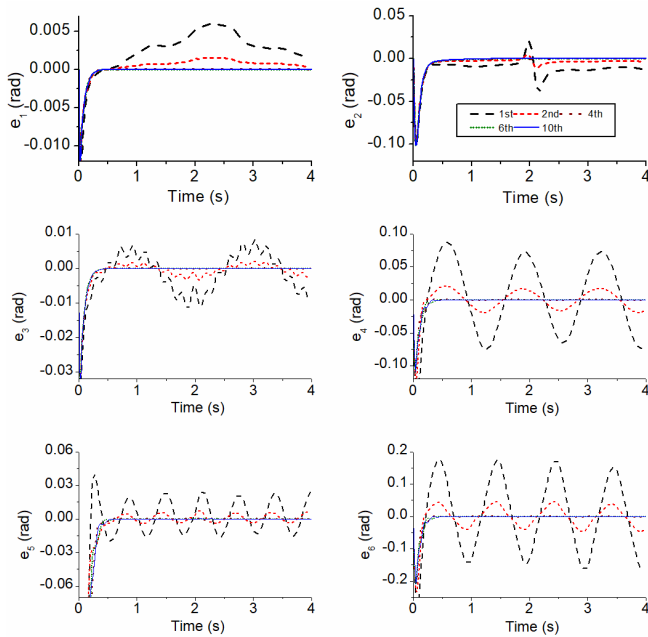


Figure 5: Control errors of the proposed controller on the time axis and the iteration axis in the first simulation.

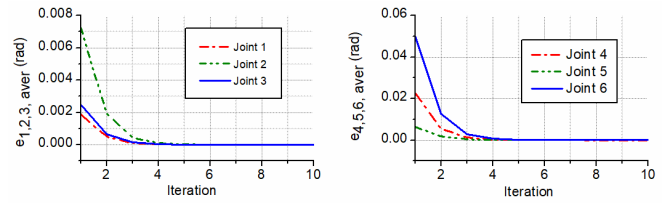


Figure 6: Average absolute control errors of the proposed controller on the iteration axis in the first simulation.

To make the report concise, only simulation results of joints 1 and 2 of the robot are presented in **Fig. 4**. As seen in this figure, even though working with the complicated robot, the PD controllers with well-tuned gains still obtained good control accuracies: 0.0028 (rad) and 0.011 (rad) respectively for joint 1 and 2 under harsh perturbances. The control performances could be improved by using learning properties of neural networks to approximate the nonlinear uncertainties and disturbances in the system dynamics on the time axis. Indeed, also as observed in **Fig. 4**, the neural controller always provided better control outcomes than the simple linear one. Control errors of the time-based neural network (TNN) controller were reduced to be: 0.0006 (rad) and 0.004 (rad) for the first and second joints, respectively. However, if the system worked in a repetitive manner, iterative-based control techniques could be applied and exhibited higher control performances. **Figure 4** shows that a combination of time-based neural-network control signal and a conventional iterative learning control term could suppress the disturbance more effectively and delivered promising control results: after 10 iterations, the control errors at the first and second joints were 0.00015 (rad) and 0.0006 (rad), respectively. However, high vibration phenomena could be observed from the conventional ILC data on the iterative axis. As an innovative step, in this paper, a new neural iterative control viewpoint is studied as clearly presented in Section 3. Its control effect is demonstrated by the control results shown in **Figs. 4, 5, and 6**. In the first iteration, as depicted in **Fig. 4**, since the proposed control signal was just generated by a poor PD control framework and the ILC was not applied any more, its performances looked even worse than those of the well-tuned PD one. In the second iteration, at which the new ILC theory had been gone into operation, the control errors seemed to be enhanced in all the joints, but not better than those of other controllers, especially in joint 1 that was influenced by the severe external disturbances. However, a positive point could be observed here that is the system could be learnable. Interestingly, after 10 iterations, the proposed ILC approach could result in the best control performances under various working conditions: 0.000012 (rad) and 0.000054 (rad) for the first and second joints, respectively. The learning process of the new ILC technique is more clearly reflexed by the control errors summarized in **Figs. 5 and 6**. The data once again confirm that the proposed ILC scheme works well in various conditions even though it could start from a weak level.

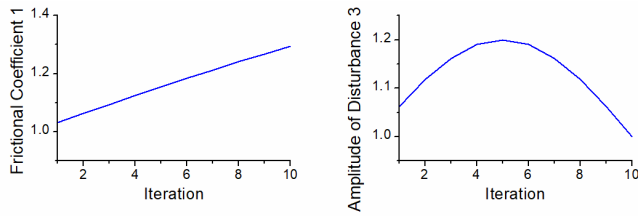


Figure 7: Variations of the frictional coefficient at joint 1 and the amplitude of external disturbances at joint 3 in the second simulation.

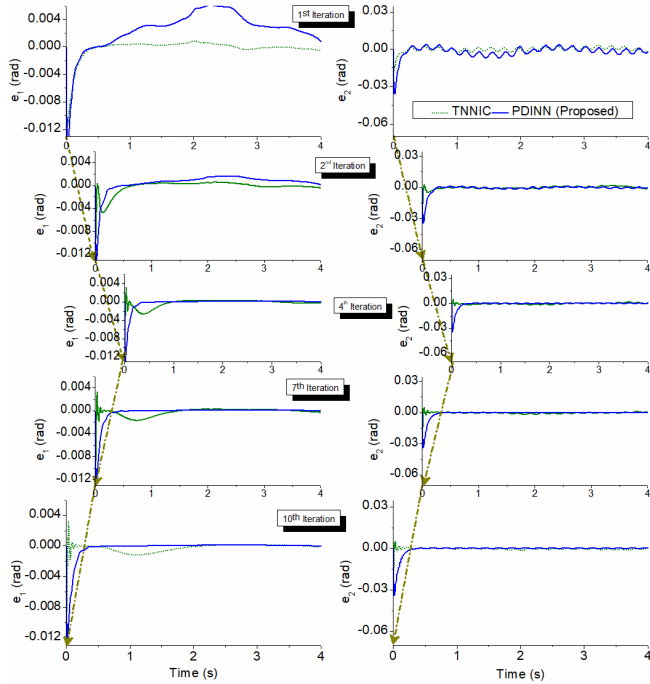


Figure 8: Comparative control errors of the iterative controllers on the time axis and the iteration axis in the second simulation.

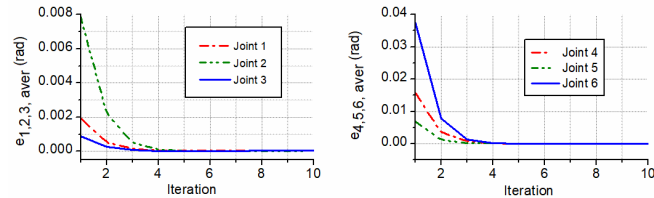


Figure 9: Average absolute control errors of the proposed controller on the iteration axis in the second simulation.

In the second simulation, to bring the developed algorithm close to practice, the controllers were challenged with non-repetitive external disturbance and internal parameter variations. The frictional coefficient at joint 1 and the amplitude of the external disturbance at joint 3 were set to be changed following the iterative schedules as presented in **Fig. 7**. In this test, only the iterative controllers (TNNIC and PDINN) were applied to control the system, and their working performances achieved are shown in **Figs. 8** and **9**. Figure 8 presents the control errors of the controllers at joints 1 and 3 of the robot. In the new testing conditions, that the disturbances changed in larger ranges obviously leads to degradation of the iterative control performances: for example, the steady-state control errors of the TNNIC controller at joints 1 and 3 increased to be 0.00035 and 0.00077, re-

spectively. However, thanks to the strong support of the new iterative control theory proposed, as discussed in *Remark 3* as well as mathematical viewpoints in (14), (15), (17), (18) and *Theorem 1*, the designed controllers worked in a robust manner to result in good control outcomes: the new control accuracies at joints 1 and 3 were 0.000032 and 0.000045, respectively. As seen in **Fig. 9**, it can further confirm that the iterative controllers dealt with well both the repetitive and non-repetitive disturbances.

4.2. Experimental Results

Real-time experiments were conducted to investigate feasibility of the proposed controller. A 6DOF robot was designed and fabricated for the verification. The robot prototype is shown in **Fig. 10**. Industrial motors were used to drive the robot joints, and encoders with resolution of 5760ppr were adopted to measure the joint positions. A compact RIO 9024 controller connecting with digital (NI 9401) and analog (NI 9263) modules was employed as a data acquisition (DAQ) system. The algorithms were implemented in the Labview environment to control the second joint of the robot.



Figure 10: The experimental 6DOF robot.

The desired trajectory was chosen to be $q_{2d} = 1.4 \left(\frac{2}{1+e^{-10t}} - \frac{2+e^{-20t+40}}{1+e^{-20t+40}} \right)$. The real-time control results achieved are presented in **Figs. 11 – 13**.

In the real-time experiments, as seen in **Fig. 11**, the time-based controllers (PD and TNN) still maintained their robustness with good control errors: 0.038 (rad) for the PD one and 0.014 (rad) for the TNN one. The data in **Fig. 11** present the learning effectiveness of conventional ILC method: the control accuracy after 10 iterations had been increased to 0.005 (rad). Even though governed by a strong time-based neural network control signal, the real-time experimental results however reveal that the nonlinearities, uncertainties and disturbances were not completely terminated using the conventional ILC one. We believe that such the problems could be efficiently tackled by the proposed ILC technology

owing to the proper neural-network-based design (12), (14), (16), and (18). As demonstrated in detail in **Fig. 11** or in the summarization mode in **Fig. 12**, the developed ILC performance had been gradually improved from iteration to iteration: after 10 iterations, the steady-state control error reached to a good value of 0.0018 (rad). Average absolute values of the control errors for iterations obtained by the conventional and proposed ILC controller in the experiments are further compared in **Fig. 13**. The proposed controller has shown outperformance as comparing to the previous one. The convergence of the proposed ILC method is clearly confirmed via the detailed and statical data.

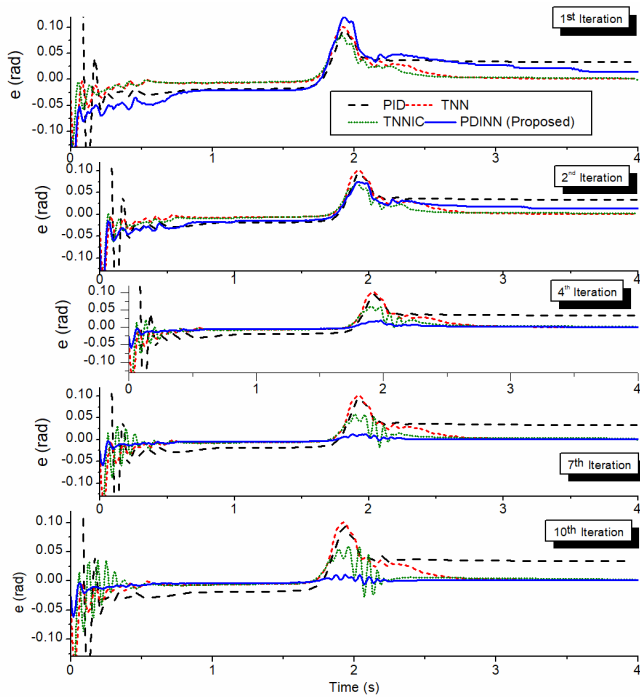


Figure 11: Comparative control errors of the controllers on time axis and iteration axis in the real-time experiments.

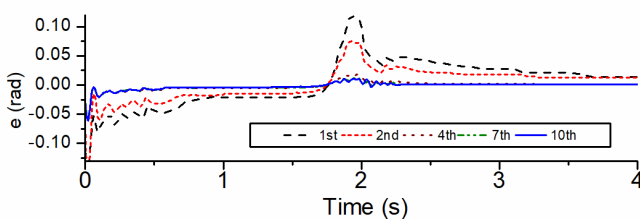


Figure 12: Control errors of the proposed controller on time axis and iteration axis in the real-time experiments.

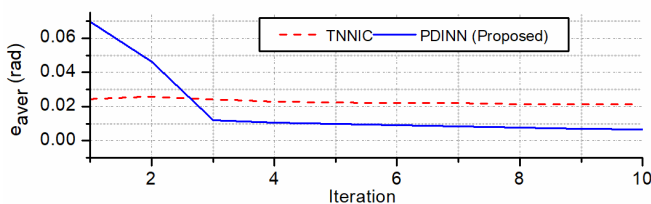


Figure 13: Average absolute control errors of the proposed controller on iteration axis in the real-time experiments.

5. Conclusion

A new adaptive iterative learning controller has been developed for motion control problems of robotic manipulators using neural networks. The system is first stabilized by an ordinary PD control signal on the time axis. The control performance is next effectively enhanced by using a novel ILC signal generated from a new adaptation design. The learning information are collected from both previous and present iterations and are then processed by a nonlinear neural network in a reliable manner. Stability, effectiveness, and feasibility of the overall system are rigorously proven by theoretical analyses under regression series criteria and comparative validation results on a 6DOF robot model.

Acknowledgement

This research is funded by Vietnam National Foundation for Science and Technology Development (NAFOSTED) under grant number 107.01-2020.10

References

- [1] P. Rocco, "Stability of PID control for industrial robot arms," *IEEE Trans. Robot. Autom.*, vol. 12, no. 4, pp. 606–614, 1996.
- [2] ABB Cooperation, "Industrial Robot Controllers," *ABB Value Provider Program*, 2022. <https://new.abb.com/products/robotics/controllers>.
- [3] W. Sun, Y. Wu, and X. Lv, "Adaptive neural network control for full state constrained robotic manipulator with actuator saturation and time-varying delays," *IEEE Trans. Neural Networks Learn. Syst.*, 2021.
- [4] Q. Guo, Y. Zhang, B. G. Celler, and S. W. Su, "Neural adaptive backstepping control of a robotic manipulator with prescribed performance constraint," *IEEE Trans. Neural Networks Learn. Syst.*, vol. 30, no. 12, pp. 3572–3583, 2019.
- [5] Y. Park, I. Jo, J. Lee, and J. Bae, "A dual-cable hand exoskeleton system for virtual reality," *Mechatronics*, vol. 49, no. November 2017, pp. 177–186, 2018, doi: 10.1016/j.mechatronics.2017.12.008.
- [6] M. Wang and A. Yang, "Dynamic learning from adaptive neural control of robot manipulators with prescribe performance," *IEEE Trans. Syst. Man, Cybern. Syst.*, vol. 47, no. 8, pp. 2244–2255, 2017.
- [7] D. X. Ba, T. Q. Dinh, and K. K. Ahn, "An integrated intelligent nonlinear control method for pneumatic artificial muscle," *IEEE/ASME Trans. Mechatronics*, vol. 21, no. 4, pp. 1835–1845, 2016.
- [8] W. He, Y. Chen, and Z. Yin, "Adaptive neural network control of an uncertain robot with full-state constraints," *IEEE Trans. Cybern.*, vol. 46, no. 3, pp. 620–629, 2016.
- [9] W.-H. Zhu, *Virtual Decomposition Control: Toward hyper degrees of freedom robots*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2010.
- [10] J. J. Craig, *Introduction to Robotics: Mechanics and Control*, 3rd ed. Pearson Prentice Hall, USA, 2005.
- [11] D. X. Ba and J. Bae, "A precise neural-disturbance learning controller of constrained robotic manipulators," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 50381–50390, 2021.
- [12] M. Wang, Y. Zou, and C. Yang, "System transformation-based neural control for full-state-constrained pure-feedback systems via disturbance observer," *IEEE Trans. Cybern. (Early Access)*, pp. 1–11, 2020, doi: 10.1109/TCYB.2020.2988897.
- [13] L. Wu, Q. Yan, and J. Cai, "Neural network-based adaptive learning control for robot manipulators with arbitrary initial errors," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 180194–180204, 2019.
- [14] W. He, Y. Sun, Z. Yan, C. Yang, Z. Li, and O. Kaynak, "Disturbance observer-based neural network control of cooperative multiple manipulators with input saturation," *IEEE Trans. Neural Networks Learn. Syst.*, vol. 31, no. 5, pp. 1735–1746, 2020.
- [15] M. Chen and S. S. Ge, "Adaptive neural output feedback control of uncertain nonlinear systems with unknown hysteresis using disturbance

- observer," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 12, pp. 7706–7716, 2015.
- [16] M. Wang, Z. Wang, H. Dong, and Q.-L. Han, "A novel framework for backstepping-based control of discrete-time strict-feedback nonlinear systems with multiplicative noises," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 66, no. 4, pp. 1484–1496, 2021, doi: 10.1109/TAC.2020.2995576.
- [17] F. Chao, D. Zhou, C.-M. Lin, L. Yang, C. Zhou, and C. Shang, "Type-2 fuzzy hybrid controller network for robotic systems," *IEEE Trans. Cybern.*, vol. 50, no. 8, pp. 3778–3792, 2020.
- [18] Z. Liu, G. Lai, Y. Zhang, and C. L. P. Chen, "Adaptive fuzzy tracking control of nonlinear time-delay systems with dead-zone output mechanism Based on a novel smooth model," *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 23, no. 6, pp. 1998–2011, 2015, doi: 10.1109/TFUZZ.2015.2396075.
- [19] M. Takegaki and S. Arimoto, "A new feedback method for dynamic control of manipulators," *J. Dyn. Syst. Meas. Control*, vol. 103, no. 2, pp. 119–125, 1981.
- [20] P. Bondi, G. Casalino, and L. Gambardella, "On the iterative learning control theory for robotic manipulators," *IEEE J. Robot. Autom.*, vol. 4, no. 1, pp. 14–22, 1988.
- [21] D. A. Bristow, M. Tharayil, and A. G. Alleyne, "A survey of iterative learning control," *IEEE Control Syst. Mag.*, vol. 26, no. 3, pp. 96–114, 2006.
- [22] L. Sun, X. Chen, and M. Tomizuka, "Selective iterative learning control with non-repetitive disturbance rejection," 2014.
- [23] C. Y. Lin, L. Sun, and M. Tomizuka, "Robust principal component analysis for iterative learning control of precision motion systems with nonrepetitive disturbances," in *American Control Conference (ACC)*, 2015, pp. 2819–2824.
- [24] C. Peng, L. Sun, and M. Tomizuka, "Constrained iterative learning control with pso-youla feedback tuning for building temperature control," *IFAC PapersOnLine*, vol. 50, no. 1, pp. 3135–3141, 2017.
- [25] T. Kuc and J. S. Lee, "An adaptive learning control of uncertain robotic systems," in *Proceedings of the 30th IEEE Conference on Decision and Control*, 1991, pp. 1206–1211.
- [26] B. H. Park, T. Y. Kuc, and J. S. Lee, "Adaptive learning control of uncertain robotic systems," *Int. J. Control*, vol. 65, no. 5, pp. 725–744, 1996.
- [27] A. Tayebi, "Adaptive iterative learning control for robot manipulators," *Automatica*, vol. 40, no. 7, pp. 1195–1203, 2004.
- [28] C. T. Hsu, C. J. Chien, and C. Y. Yao, "A new algorithm of adaptive iterative learning control for uncertain robotic systems," in *2003 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, 2003, pp. 4130–4135.
- [29] S. Yang, X. Fan, and A. Luo, "Adaptive robust iterative learning control for uncertain robotic systems," in *Proceedings of the 4th World Congress on Intelligent Control and Automation*, 2002, pp. 964–968.
- [30] R. Lee, L. Sun, Z. Wang, and M. Tomizuka, "Adaptive iterative learning control of robot manipulators for friction compensation," *IFAC Papers OnLine*, vol. 52, no. 15, pp. 175–180, 2019.
- [31] W.-H. Zhu, *Virtual Decomposition Control: Toward hyper degrees of freedom robots*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2010.
- [32] G. Chen, B. Jin, and Y. Chen, "Nonsingular fast terminal sliding mode posture control for six-legged walking robots with redundant actuation," *Mechatronics*, vol. 50, pp. 1-15, August 2016.
- [33] L. Wang, T. Chai, and L. Zhai, "Neural-network-based terminal slidingmode control of robotic manipulators including actuator dynamics," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 9, pp. 3296–3304, 2009, doi:10.1109/TIE.2008.2011350.
- [34] D. X. Ba and J. Bae, "A nonlinear sliding mode controller of serial robot manipulators with two-level gain-learning ability," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 189224–189235, 2020.
- [35] J. Zhang, X. Liu, Y. Xia, Z. Zuo, and Y. Wang, "Disturbance observer based integral sliding-mode control for systems with mismatched disturbances," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 11, pp. 7040–7048, 2016.
- [36] M. Wang, Y. Zhang, and C. Wang, "Learning from neural control for nonaffine systems with full state constraints using command filtering," *Int. J. Control*, vol. 93, no. 10, pp. 2392–2406, 2020, doi:10.1080/00207179.2018.1558285.
- [37] B. Xu, D. Wang, Y. Zhang, and Z. Shi, "DOB-based neural control of flexible hypersonic flight vehicle considering wind effects," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 11, pp. 8676–8685, 2017.
- [38] J. Mezirow, *A Critical Theory of Adult Learning and Education*. 1981.
- [39] B. E. Neubauer, C. T. Witkop, and L. Varpio, "How phenomenology can help us learn from the experiences of others," *Perspect. Med. Educ.*, vol. 8, no. 2, pp. 90–97, 2019.
- [40] J. Park and I. W. Sandberg, "Universal approximation using radial-basis-function networks," *Neural Comput.*, vol. 3, no. 2, pp. 246–257, 1991.
- [41] S. S. Ge, C. C. Hang, and T. Zhang, "Adaptive neural network control of nonlinear systems by state and output feedback," *IEEE Trans. Syst. Man, Cybern. Part B*, vol. 29, no. 6, pp. 818–828, 1999.
- [42] F. L. Lewis, D. M. Dawson, and C. T. Abdallah, *Robot Manipulator Control: Theory and Practice*, 2nd ed. Marcel Dekker, USA, 2004.

Vehicle-to-grid application to improve microgrid operation efficiency

Nguyen Van Tan^{1*}, Truong Thi Bich Thanh, Tran Quoc Trung*,
Hoang Chung, Tran Viet Quoc Vinh, Nguyen Minh Tien

¹Faculty of Electrical Engineering, Da Nang University of Technology – The University of Da Nang
*Corresponding author E-mail: tan78dnhbk@dut.udn.vn, 105170140@sv1.dut.udn.vn

Abstract

Currently, the penetration rate of renewable energy sources (RESs) into the grid is increasing, especially solar and wind energy sources. This brings many benefits but also challenges since these sources inherently have unstable output power because they depend on practical factors. Microgrid (MG) with energy storage systems (ESSs) is a solution to utilize these RESs effectively. However, ESSs like battery storage system has high cost, making application deployment difficult. Therefore, the application vehicle-to-grid (V2G) technology with appropriate control methods to MG will bring more efficiency and potential when electric vehicles (EVs) develop in the future. This article will study and evaluate the effectiveness of using V2G in combination with the droop control method to support islanded MG when encountering power imbalance using Matlab/Simulink. The results show a positive influence of V2G on the stability and operation efficiency of the MG.

Keywords: HESS; Microgrid; RES; Supercapacitor; Vehicle to Grid.

Abbreviations

DG	Diesel Generator
ESS	Energy Storage System
EV	Electric Vehicle
HESS	Hybrid Energy Storage System
MG	Microgrid
PV	Photovoltaic
RES	Renewable Energy System
SC	Supercapacitor
SOC	State of charge
WE	Wind Energy
V2G	Vehicle to Grid

Tóm tắt

Hiện nay, tỉ lệ xâm nhập các nguồn năng lượng tái tạo vào lưới điện ngày càng lớn, đặc biệt là năng lượng mặt trời và gió. Điều này mang lại nhiều lợi ích nhưng cũng không kém thách thức khi mà các nguồn này vốn có công suất đầu ra không ổn định vì phụ thuộc vào yếu tố thực tế. Microgrid (MG) là một giải pháp để tận dụng hiệu quả nguồn năng lượng này. Tuy nhiên, MG với các hệ thống lưu trữ có giá thành cao, khiến việc triển khai ứng dụng còn khó khăn. Do vậy, việc ứng dụng công nghệ xe điện nối lưới (V2G) với phương pháp điều khiển phù hợp vào MG giúp mang lại tính hiệu quả và tận dụng sự tiềm năng của xe điện để phát triển trong tương lai. Bài báo sẽ nghiên cứu và đánh giá sự hiệu quả của việc sử dụng V2G kết hợp với phương pháp điều khiển độ dốc để hỗ trợ MG độc lập khi có sự mất cân bằng công suất bằng Matlab/Simulink. Các kết quả cho thấy được sự ảnh hưởng tích cực của V2G đối với sự ổn định và hiệu quả vận hành của MG.

1. Introduction

Conventional power plants inherently use fossil fuels and emit large emissions into the environment. This leaves potential challenges in the future when fossil fuel resources are limited and emissions also contribute to global warming. On the other hand, renewable energy (RE) generation systems are considered clean and cheaper compared to traditional synchronous machine-based power generations so they are increasingly recommended. Among RE generation systems, solar and wind systems are the most promising due to their lower generation cost and their capability of maximum power point tracking over a wide range of wind and sunlight variations [1]. However, the output power from these sources is stochastic due to the dependence on nature of wind and sunlight. RE power plants do not contribute to the system inertia, because they are connected to the network by power electronics, and they are electrically isolated from the network [2]. Thus, the high level of penetration of RESs into the grid can cause stability and reliability issues such as low inertia, fault ride-through issues, and low power quality. Among the problems, the reduction of system inertia is the most detrimental to the electrical system. Since the frequency control is directly affected when the system inertia is low. Microgrid with ESSs is a solution to mitigate the negative effects of the high penetration of RESs.

Currently, there are types of energy storage including compressed air energy storage (CAES), flywheel energy storage (FES), pumped - hydro energy storage (PHES), battery energy storage (BES), fuel cell energy storage (FC), supercon-

ducting magnetic energy storage (SMES), supercapacitor energy storage (SCES), etc. However, different storage technologies will have their own advantages and disadvantages [3]. The solution is to use a hybrid energy storage system (HESS) to combine the feature of different technologies to achieve the desired performance.

Based on available technologies, control methods as well as cost optimization, HESS using batteries and supercapacitors (SC) are most widely used. Batteries with high energy density are used to compensate for the low average power. However, its lifetime will be reduced if there are frequent transient power fluctuations. SC is used to meet this problem in HESS [4]. This combination can effectively deal with various power fluctuations and puts less stress on the battery system [5].

But with a battery system, the initial investment is quite expensive, especially for large power applications. In fact, electric vehicles are on the rise, if taking advantage of the ESSs in electric vehicles, they will contribute to reducing the cost of the system. According to [6], EV uses electric motor and battery energy for propulsion, which has higher efficiency and lower operating cost compared to the conventional internal combustion engine vehicle. According to a study, most non-commercial light-duty vehicles, including EVs, are utilized for only about 5% of the time for the prime purpose of transportation [7]. This makes the vehicles potentially available for 95% of the time to be connected to the grid for ancillary services to the power grid. At this time, the concept of vehicle to the grid was born. V2G uses EVs as an energy storage source for the grid, this increases the total power generation as well as improves the stability, reliability, and efficiency of the grid [7]–[9]. In addition, V2G also provides ancillary services to the grid such as regulation services (voltage and frequency), spinning reserve load-leveling, peak power, renewable energy storage and backup [10], [11]. In return, EV owners can enjoy appealing revenues for their participation in the V2G services [10]. However, EVs can not access to the grid freely and unmanageably because it will cause negative impacts to the grid [8]. Therefore, it is necessary to investigate the V2G technology to coordinate the charging/discharging behaviours between vehicles and grid so that it will not affect the power grid operation [8]. The article proposes a HESS using V2G and SC in combination with droop control and diesel generator (DG) to improve stability and operation efficiency of MG in the presence of photovoltaic (PV) system and wind energy (WE) system.

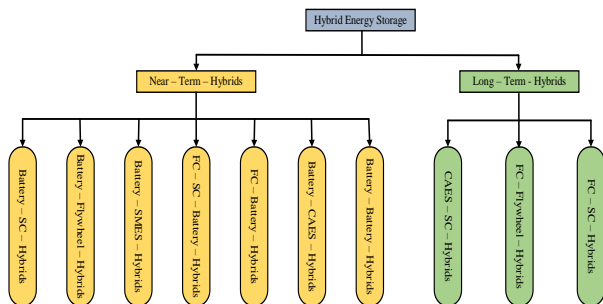


Fig. 1: Combination of storage technologies.

2. Microgrid

Microgrid is a small-scale power grid consisting of distributed generators combined with ESS that provide electricity to loads (industry, household, lighting, ...). In addition, this system also integrates components of the main grid to be able to operate in grid-connected mode [12], [13]. MG can operate in two modes: grid-connected and islanded.

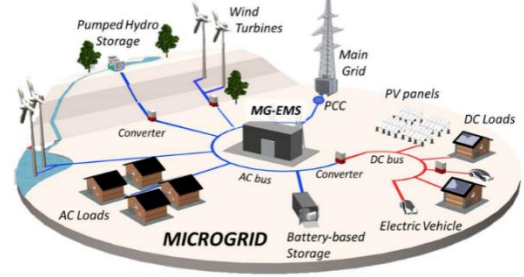


Fig. 2: General Scheme of a Microgrid.

2.1. Dynamic model of Microgrid

According to [14], a dynamic model of MG is given:

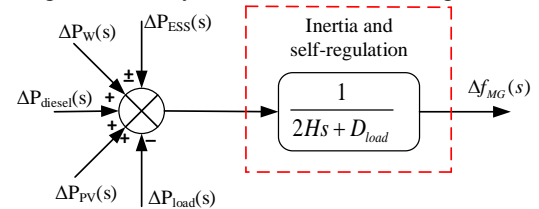


Fig. 3: Dynamic model of Microgrid.

where: ΔP_{ESS} , ΔP_w , ΔP_{diesel} , ΔP_{PV} , ΔP_{load} , are the output variation power of the ESS, WE, diesel generator, PV source and load variation respectively. Δf_{MG} is the system frequency deviation, H is the equivalent inertia constant of the system and D_{load} is the damping constant.

Based on the dynamic model of MG shown in Fig. 3, we can analyze the influence of RESs and ESSs on the change of frequency in the Microgrid.

2.2. Droop control method

To be able to distribute the power accurately and instantaneously among the ESSs and DG in the primary control level to respond to fluctuations for stabilizing frequency, the droop control method as shown in Fig. 4 is used [14].

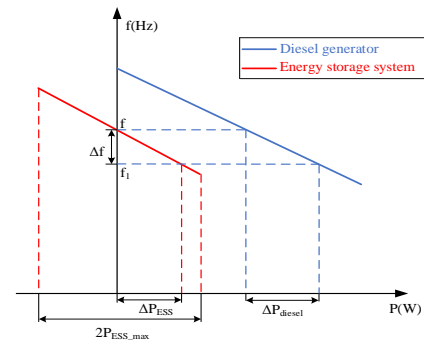


Fig. 4: P - f droop characteristics.

The system only engages in frequency control when the instantaneous frequency f_1 deviates from the rated value f . The DG droop equation (1) is given according to [15], where s_{diesel} is the droop value.

$$\Delta P_{diesel} = -\frac{1}{s_{diesel}}(f_1 - f) \quad (1)$$

The operation of the storage system is divided into two modes: discharging or charging when the frequency offset ($f_1 - f$) is negative or positive, respectively [16]. The variation in the active power of the ESSs are obviously within the range between the maximum charging and discharging capacity of the storage devices. The reference value of storage capacity P_{ESS} is given as:

$$P_{ESS}(f) = -K_{ESS}(f_1 - f) \quad (2)$$

where K_{ESS} is the coefficient expressing the stored energy of the storage system, expressed by:

$$K_{ESS} = \frac{1}{S_{ESS}} \frac{2 \cdot P_{ESS,max}}{f} \quad (3)$$

where S_{ESS} is the droop factor, $P_{ESS,max}$ is the maximum power that can be charged or discharged of the storage system.

3. Energy storage system

ESS is a solution to support the grid with high penetration of RESs. One of the typical storage systems is a hybrid storage system between a supercapacitor and a battery. HESS takes advantage of the supercapacitor's fast response and the battery's long-term power response, thus improving the efficiency of storage devices.

3.1. Hybrid energy storage system

HESS using supercapacitors and electrochemical batteries are among the popular applications for MG systems. SC have a higher capacitance than ordinary capacitors (about 20 times). SC responds faster than battery when sudden power change occurs in very short time, it is used to quickly compensate for sudden power change. Batteries with higher energy density are used for long-term energy storage due to slower response. However, this solution involves high investment costs, so the storage capacity must be calculated appropriately. According to [17] for Lithium-Ion batteries, the cost is 700 – 1000 Euro/kWh, the lifecycle is 3000 cycles at 80% deep discharge, which leads to the use of batteries to improve the penetration rate of RES into grid is a challenge. The use of HESS also increases battery life, reduces storage system costs, response times, and increases the reliability of the microgrid [3].

When the MG is in grid-connected mode, HESS will contribute to smoothing output power to help minimize fluctuations of RESs, preventing them from being transmitted to the grid and adversely affecting the grid's power quality. At the same time, HESS also supports power generation as required by the grid [18]. In islanded mode, HESS can support voltage and frequency stability thanks to SC's quick response and battery's long-term response, while reducing diesel power output. This article conducts research in the case of MG operating in islanded mode.

3.2. Vehicle to Grid – V2G

With the evolution of EVs in the future, the use of storage systems in EVs to embark the grid for the purpose of replacing batteries in order to improve the integrated ability of RES and operating efficiency of MG is currently in tendency.

There are three types of electric vehicles in current market: battery electric vehicles, hybrid electric vehicles, and fuel-cell electric vehicles. All these vehicles can generate clean AC power at power levels from 10kW to 200kW. For V2G implementation, three elements are required: (1) power connection for electrical energy flow from vehicle to grid, (2) control or logical connection, needed for the grid operator to determine available capacity, request ancillary services or power from the vehicle, and to meter the result, and (3) precision certified metering on board the vehicle. For fueled vehicles (fuel cell and hybrid), a fourth element, a connection for gaseous fuel (natural gas or hydrogen), could be added so that on board fuel is not depleted.

Ancillary services for the grid provided by V2G are mentioned above. In the peak power service, V2G will support a portion of the generator's power during peak device's power. The required duration of peaking units can be 3 to 5 hours, then V2G is suitable for this. In load-leveling service, EVs can provide power during peak times to relieve pressure on electrical system components, while the power consumption and charging of the vehicle are carried out during off-peak hours., Spinning reserve service for the grid is also provided, is an additional generation that provides fast response, generally within 10 minutes to compensate the generation outage [19]. EVs are paid as "spinning" for many hours, just for being plugged in, while they incur relatively short periods of generating power. It means spinning reserves are paid for the amount of the time in which EVs are available and ready. Regulation services such as frequency and voltage regulation are also supported by V2G by matching generation with load demand and compensate reactive power. There are two types of regulation: regulation up – the EVs will charge its battery and "regulation down – the battery could be discharged into the grid to support power [10], [20]. Besides, the integration of RESs is also supported by V2G. Because of intermittent in output power of the solar and wind energy, the support of EVs is required to match the fluctuating supply to the already fluctuating load. The intermittency issue of RESs can be solved by utilizing a fleet of EVs as energy backups or energy storages. The EV fleets act as the energy backups to supply necessary power when the RESs generation is insufficient. Meanwhile, they act as energy storages to absorb the excessive power generated by RESs, which would otherwise be curtailed [19]. In short, EVs can help match demand to generation by discharging, charging, and storing excess RE for future purposes.

Despite having many benefits to the power grid, V2G still has many challenge that need to be overcome such as: battery degradation, negative effects on distribution equipment, high investment cost and social barriers [6], [20].

The battery cells will deteriorate gradually under the battery charging and discharging cycles. The irreversible chemical reaction in the battery will increase the internal resistance and reduce the battery useable capacity. The aging rate of battery depends on many factors, which include the charging and discharging rates, voltage, depth of discharge and tem-

perature. Participations of EVs in the V2G technology require more battery charging and discharging cycles which are likely to result in quicker battery degradation. Studies show that battery cycle should be maintained around the middle ranges of state of charge (SoC) to minimize the increase rate of equivalent series resistance. Also, it is very important to retain the battery depth of charge lesser than 60 percent. Battery health should also be taken into consideration for the implementation of V2G technology.

Another challenge to the V2G implementation is the high investment cost required to upgrade the power system. Improvements in hardware and software infrastructure are needed for the V2G implementation because V2G could cause the distribution system to be overload [20]. In addition, the V2G implementation requires frequent charge and discharge cycles and these processes involves energy conversions which will contribute to more conversion losses. When being charged, the EV becomes a load and can cause an increase in peak demand if EV penetration in the system is high. The uncoordinated charging of EV will cause increase in peak demand of electric network. Therefore, it is advisable to charge the EV in the coordinated way when the off peak load periods are in frame [21]. In [22], [23], dividing or delaying charging time for EVs, charging at night or coordinated charging will help reduce power to the system during peak hours, not causing peak demand.

Last is the social barrier. Since taking part in the V2G technology requires EV owners to share the EVs batteries energy with the power grid, this will create the range anxiety among the EV owners. Also, EV owners tend to ensure a guaranteed amount of energy stored in the EV battery for emergency use and unpredicted journey in most cases. In order to reduce the social barriers for V2G implementation, a well-planned EV charging network is necessary. In addition, V2G management control needs to consider the EV SoC level. V2G connectivity needs to be cut off when the EV SoC is lower than an initially preset percentage to ensure the battery has enough energy for the daily driving usage.

The profitability in V2G of EV owners is also a concern. In general, EV owners can get revenue when participating in V2G, but that is not really attractive. The main reason is the degradation of the batteries in EV when participating in V2G, causes the repair and maintenance of vehicles to increase rapidly, so the economic benefit of V2G is reduced [24], [25]. Therefore, for EVs to participate in V2G technology and avoid the deterioration of battery life, participating in the frequency and voltage regulation service in the ancillary service is a potential solution, because EV owners still get paid without charging or discharging power (particularly, the spinning reserve as mentioned above). In addition, EV owners will still benefit when V2G participates in other ancillary services. According to [26], EV owners always benefit from V2G peak shaving service. In [27], peak shaving product or a renewable consumer/flexible product are recommended. In the peak shaving product, EVs will gain additional revenue by discharging during peak hours and charging during off-peak hours. For a renewable/flexible consumer product, EVs can have additional revenue to prevent wind or solar cuts and make up for the shortfall of renewable resources. The economic benefits for not only of the EV owner but also of the power system are still being studied. In the

near future, the battery prices are expected to decrease, and the potential of other ancillary services that V2G can participate in, making research on V2G is worth evaluating further.

3.3. V2G power calculation

According to [28], a way to calculate the capacity as well as the power to be provided by an EV in the station for the grid is proposed. The number of vehicles stored in station can be arbitrary, depending on the station space, but only vehicles with SoC between 20% and 80% can participate in V2G to support the grid. The available capacity in the station of n vehicles with the corresponding SoC is:

$$\Psi_{(n)EVs}^{Avl} = \sum_{i=1}^n \Psi_{EV(i)}^{Avl} = \sum_{i=1}^n (\Psi_{EV(i)}^T \times SoC_{EV(i)}) \quad (4)$$

where Ψ_{EVs}^T and SoC_{EV} are the rated capacity and SoC of a vehicle, respectively. The power that a vehicle must supply to the grid is:

$$P_{EV(i)}^* = \frac{\Psi_{EV(i)}^{Avl}}{\Psi_{(n)EVs}^{Avl}} P_{(inv)}^* \quad (5)$$

where $P_{(inv)}^*$ is the required V2G power for the grid.

Assuming in the station, there are only Nissan LEAF electric cars with the rated capacity of the battery system is 23,4 kWh [65Ah, 360V] [28]. The station space is holding 50 EVs, in which 15 cars have SoC of 40% and 35 cars have SoC of 70%. The aggregated available capacity of 15 EVs with SoC = 40% and 35 EVs with SoC = 70% are calculated by (3), respectively:

$$\Psi_{(n)EVs,40\%}^{Avl} = 15 \times (65 \times 40\%) = 390 \text{ (Ah)}$$

$$\Psi_{(n)EVs,70\%}^{Avl} = 35 \times (65 \times 70\%) = 1592,5 \text{ (Ah)}$$

In addition, at the time of power balance, assuming the total power supplied by the PV and WE system to the grid is 500 kW, load demand is 1100 kW and power provided by diesel generator is 500 kW. Therefore, the required V2G power for the grid at this time is:

$$P_{(inv)}^* = 1200 - 500 - 600 = 100 \text{ (kW)}$$

The power each vehicle with SoC = 40% and SoC = 70% must supply to the grid are respectively calculated by (5):

$$P_{EV(i)40\%}^* = \frac{65 \times 40\%}{390 + 1592,5} \times 100 = 1,31 \text{ (kW)}$$

$$P_{EV(i)70\%}^* = \frac{65 \times 70\%}{390 + 1592,5} \times 100 = 2,3 \text{ (kW)}$$

4. Simulation and discussion

The application of V2G technology combined with the droop control method will be evaluated in a islanded Microgrid system involving supercapacitors, diesel generators and renewable energy sources (PV and WE). There are two scenarios to be considered: MG with and without the participation of V2G.

Table 1: Parameters of MG system.

Parameter	Meaning	Value
P_{load}	Initial load value	1 MW

P_{PV}	Initial PV output power	200 kW
P_{Wind}	Initial WE output power	200 kW
$P_{diesel-init}$	Initial diesel generator output power	600 kW
H	Inertia constant	10^6
D_{load}	Damping constant	0

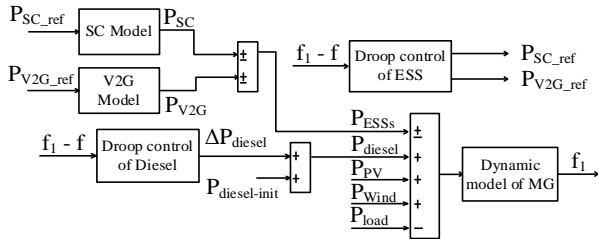


Fig. 5. General simulation scheme of the system.

The general simulation scheme and parameters are shown in Fig. 5 and Table 1, respectively. The load curve is shown in Fig. 6, its value is changed according to the step function. The initial value is 1 MW, increased to 1.2 MW at 40th second and returns to 1 MW at 60th second, then increased to 1,1 MW at 75th second and decreased to 1,025 MW at 90th second.

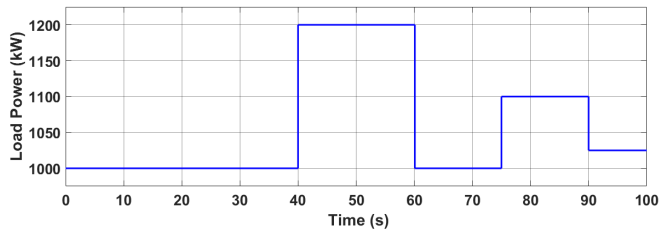


Fig. 6: Load curve.

The simulation scenario of RESs is shown in Fig. 7. During the first 10s, the PV and WE output power value is stable at 200 kW then start to change. The maximum achievable power of PV and WE is 250 kW and 300 kW, respectively.

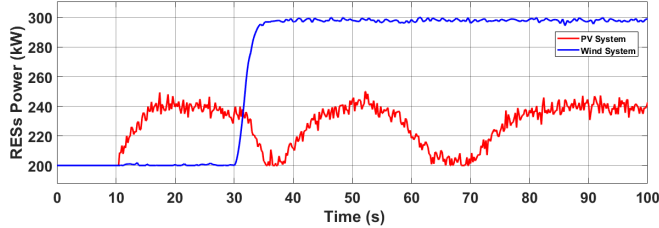


Fig. 7: Output power of PV and WE source.

4.1. System frequency response analysis

The frequency response results of MG with V2G and without V2G are shown in Fig. 8. At the interval when the RESs output power value increases (10th to 30th second) and when the load value decreases suddenly (60th second and 90th second), the total output power of the system is greater than load demand, leading to an increase in MG frequency. When the load value increases suddenly (40th second and 75th second), the output power of the system is lower than the load, leading to a decrease in the frequency of the system.

It can be seen that V2G has some positive effects for MG's frequency, such as: less oscillation, slower rate of change, less deviation and faster steady-state time when encountering con-

secutive power imbalance. This shows the effectiveness of having V2G participating in frequency support.

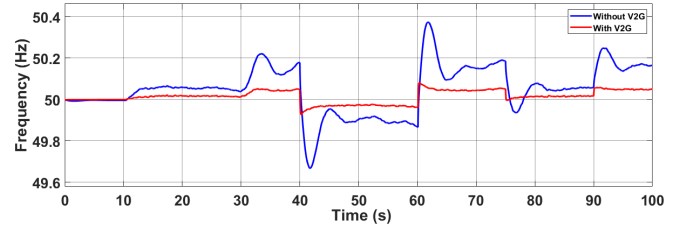


Fig. 8: Frequency response of MG with and without V2G.

4.2. System power response analysis

The frequency response results obtained in Fig. 8 and can be explained by analyzing the system power response: in the absence of V2G, the sudden power changes are compensated quickly by SC (blue line, Fig. 9) and the long-term power changes in the system are only compensated only by the diesel output active power (blue line, Fig. 10). Since the response power of the DG has a delay, so the amount of power compensation is not fast enough, leading to more fluctuations in the frequency after the power imbalance occurrence.

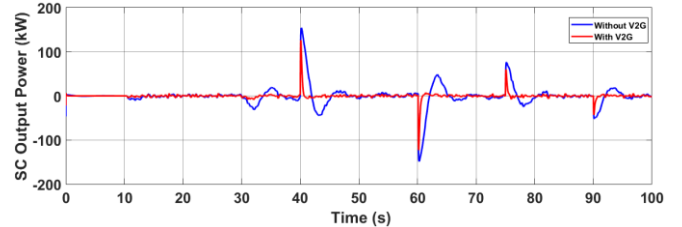


Fig. 9: SC output power response.

On the contrary, when V2G is present, the sudden power changes are still compensated by SC and the power adjustment based on long-term changes in the system are compensated by V2G along with DG (red line, Fig. 10, 11). Since V2G has faster power response time than DG, the power compensates faster for the generation demand imbalance, resulting in fewer frequency fluctuations and less deviation. This reduces the possibility of frequency deviations out of the allowable limit which activates load shedding or generation cut when there is a larger power imbalance. Therefore, the reliability and efficient operation of the power system are ensured.

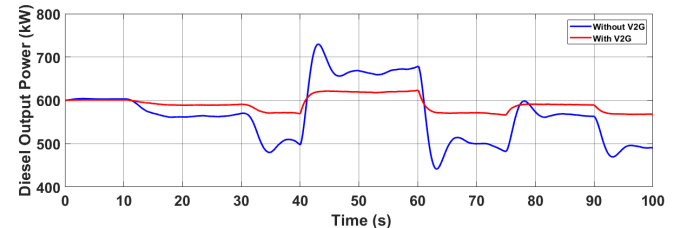


Fig. 10: DG output power response.

In addition, the required power from the SC is reduces when V2G is involved (Fig 9), thereby the calculated capacity and investment cost for the SC is reduced. Simultaneously, the variation in output power and power requirements from the DG are also reduced (Fig 10) therefore reducing operating costs and increasing the lifetime of the DG. These benefits mentioned above show the positive effect on MG operation when V2G is involved.

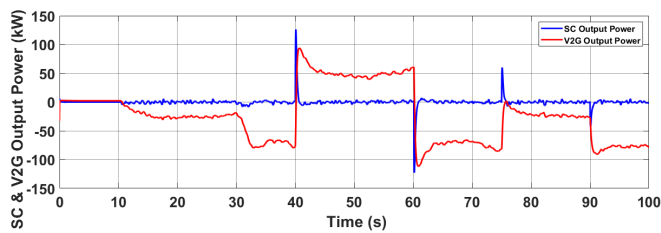


Fig. 11: Power response of V2G and SC.

5. Conclusion

This article studies and evaluates the effectiveness of V2G in combination with droop control in frequency stabilization and in the operation efficiency of islanded Microgrid with the participation of SC and DG. The results show an improvement in the system frequency when MG with the participation of V2G encounters generation demand imbalance. The frequency has less oscillation, slower rate of change, less deviation and faster steady-state time as the system encountering power imbalance. Besides, the required power from SC is reduced, leading to the decrease of investment costs for SC. In addition, the variation in output power and power requirements from the DG are also reduced, therefore reducing operating costs and increasing the lifetime of the DG. These have shown positive effects on the frequency stability and operation efficiency of MG with the participation of V2G.

However, the results also show that the the frequency nominal value is not achievable after an oscillation occurrence. There's still a deviation (from the nominal value) in the steady value of the frequency. The reason is that the droop control method used in the model is not optimal, so the next research direction of the article is to improve or use other frequency support methods to improve the system frequency response after oscillation, so it can be returned to the nominal value.

References

- [1] M. Shafiul Alam, F. S. Al-Ismael, A. Salem, and M. A. Abido, "High-level penetration of renewable energy sources into grid utility: Challenges and solutions," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 190277–190299, 2020.
- [2] S. Impram, S. Varbak Nese, and B. Oral, "Challenges of renewable energy penetration on power system flexibility: A survey," *Energy Strateg. Rev.*, vol. 31, p. 100539, 2020.
- [3] S. Hajiaghasi, A. Salemnia, and M. Hamzeh, "Hybrid energy storage system for microgrids applications: A review," *J. Energy Storage*, vol. 21, pp. 543–570, 2019.
- [4] U. Manandhar, N. R. Tummuru, S. K. Kollimalla, A. Ukil, G. H. Beng, and K. Chaudhari, "Validation of faster joint control strategy for battery-and supercapacitor-based energy storage system," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 65, no. 4, pp. 3286–3295, 2018.
- [5] W. Tao, W. Sun, and C. Du, "Research on supercapacitor and battery hybrid energy storage system applied in micro-grid," *Proc. - 2012 Int. Conf. Control Eng. Commun. Technol. ICCECT 2012*, pp. 157–160, 2012.
- [6] K. M. Tan, V. K. Ramachandaramurthy, and J. Y. Yong, "Integration of electric vehicles in smart grid: A review on vehicle to grid technologies and optimization techniques," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 53, pp. 720–732, 2016.
- [7] W. Kempton and J. Tomić, "Vehicle-to-grid power implementation: From stabilizing the grid to supporting large-scale renewable energy," *J. Power Sources*, vol. 144, no. 1, pp. 280–294, 2005.
- [8] Y. Zhou and X. Li, "Vehicle to grid technology: A review," *Chinese Control Conf. CCC*, pp. 9031–9036, 2015.
- [9] Int Energy Agency (IEA), "Global EV Outlook 2018," 2018.
- [10] W. Kempton and J. Tomić, "Vehicle-to-grid power fundamentals: Calculating capacity and net revenue," *J. Power Sources*, vol. 144, no. 1, pp. 268–279, 2005.
- [11] Y. Tu, C. Li, L. Cheng, and L. Le, "Research on vehicle-to-grid technology," *Proc. - Int. Conf. Comput. Distrib. Control Intell. Environ. Monit. CDCIEM 2011*, pp. 1013–1016, 2011.
- [12] V. T. Nguyen, H. H. Nguyen, K. H. Le, and T. K. Truong, "Expansion of Renewable Energy Capacities in Microgrids Using Robust Control Approaches," *GMSARN Int. J.*, vol. 15, no. 4, pp. 336–344, 2021.
- [13] A. L. C. Hernández, "Energy Management Systems for Microgrids Equipped with Renewable Energy Sources and Battery Units," 2017.
- [14] H. H. Nguyen, V. T. Nguyen, B. N. Nguyen, D. M. D. Truong, H. D. Dao, and Q. C. Le, "The roles of energy storage systems in stabilizing frequency of the islanded microgrid," *DaNang Sci. Technol. J.*, 2020.
- [15] S. A. Papathanassiou and M. P. Papadopoulos, "Dynamic characteristics of autonomous wind–diesel systems," *Renew. Energy*, vol. 23, no. 2, pp. 293–311, Jun. 2001, doi: 10.1016/S0960-1481(00)00180-4.
- [16] J. Mongkoltanatas, D. Riu, and X. LePivert, "Energy storage design for primary frequency control for islanding micro grid," *IECON Proc. (Industrial Electron. Conf.)*, pp. 5643–5649, 2012.
- [17] K. C. Divya and J. Østergaard, "Battery energy storage technology for power systems—An overview," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 79, no. 4, pp. 511–520, 2009.
- [18] H. V. P. Nguyen, V. T. Nguyen, Q. S. Vo, B. N. Nguyen, H. D. Dao, and D. M. D. Truong, "Enhancing effectiveness of grid-connected photovoltaic systems by using hybrid energy storage systems," *J. Eng. Sci. Technol.*, vol. 16, no. 2, pp. 1561–1576, 2021.
- [19] K. Tan, V. Ramachandaramurthy, and J. Y.-R. and Sustainable, "Integration of electric vehicles in smart grid: A review on vehicle to grid technologies and optimization techniques," *Elsevier*, 2016.
- [20] M. Yilmaz and P. T. Krein, "Review of benefits and challenges of vehicle-to-grid technology," *2012 IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE 2012*, pp. 3082–3089, 2012.
- [21] N. Garwa and K. R. Niazi, "Impact of EV on Integration with Grid System - A Review," *2019 8th Int. Conf. Power Syst. Transit. Towar. Sustain. Smart Flex. Grids, ICPS 2019*, Dec. 2019, doi: 10.1109/ICPS48983.2019.9067587.
- [22] A. Dogan, M. Kuzlu, M. Pipattanasomporn, S. Rahman, and T. Yalcinoz, "Impact of EV charging

- strategies on peak demand reduction and load factor improvement,” *ELECO 2015 - 9th Int. Conf. Electr. Electron. Eng.*, pp. 374–378, Jan. 2016, doi: 10.1109/ELECO.2015.7394559.
- [23] S. Habib, M. Kamran, and U. Rashid, “Impact analysis of vehicle-to-grid technology and charging strategies of electric vehicles on distribution networks – A review,” *J. Power Sources*, vol. 277, pp. 205–214, Mar. 2015, doi: 10.1016/J.JPOWSOUR.2014.12.020.
- [24] D. Lauinger, F. Vuille, and D. Kuhn, “A review of the state of research on vehicle-to-grid (V2G): Progress and barriers to deployment,” *Eur. Batter. , Hybrid Fuel Cell Electr. Veh. Congr.*, no. March, pp. 1–8, 2017.
- [25] C. F. Calvillo, K. Czechowski, L. Söder, A. Sanchez-Miralles, and J. Villar, “Vehicle-to-grid profitability considering EV battery degradation,” *Asia-Pacific Power Energy Eng. Conf. APPEEC*, vol. 2016-December, pp. 310–314, Dec. 2016, doi: 10.1109/APPEEC.2016.7779518.
- [26] X. Li *et al.*, “A cost-benefit analysis of V2G electric vehicles supporting peak shaving in Shanghai,” *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 179, p. 106058, Feb. 2020, doi: 10.1016/J.EPSR.2019.106058.
- [27] V. Bhandari, K. Sun, and F. Homans, “The profitability of vehicle to grid for system participants - A case study from the Electricity Reliability Council of Texas,” *Energy*, vol. 153, pp. 278–286, Jun. 2018, doi: 10.1016/J.ENERGY.2018.04.038.
- [28] S. U. Khan *et al.*, “Energy management scheme for an EV smart charger V2G/G2V application with an EV power allocation technique and voltage regulation,” *Appl. Sci.*, vol. 8, no. 4, p. 648, 2018.

Application of Output-based filter for vibration suppression of gantry crane

Ứng dụng bộ lọc thiết kế dựa trên tín hiệu đầu ra để giảm rung động của cầu trục

Duong Minh Duc, Tran Anh Dung, Do Trong Hieu

Hanoi University of Science and Technology
Corresponding authors E-mail: hieu.dotrong@hust.edu.vn

Abstract

Gantry cranes are widely used in many different fields such as industry or transportation. However, the crane generates unwanted payload vibration during operation, causing operation and safety at work difficulties. There are many crane control methods, but most of them are quite complicated in controller design and practical implementation. This paper proposed the ADRC in combination with Output-based input shaping filter for gantry crane control, in which ADRC is used for precise position control and the filter is designed to reduce the payload sway angle. The advantage of this approach is that only the signals of the system output are required for the filter design. Since most of model information on the target system is not needed, the problem of parameter uncertainty is avoided. Simulation results show that the proposed design can not only suppress the vibrations in the sway angle output but also achieve the desired system response time in position control.

Keywords: ADRC; Model reference; Output-based filter; Gantry Crane Control

Tóm tắt

Cầu trục được sử dụng rộng rãi trong nhiều lĩnh vực khác nhau như công nghiệp và giao thông vận tải. Tuy nhiên, trong quá trình vận hành cầu trục sẽ phát sinh rung động không mong muốn của tải trọng, gây khó khăn trong vận hành và an toàn khi làm việc. Có nhiều phương pháp điều khiển cầu trục, nhưng hầu hết chúng đều khá phức tạp trong thiết kế bộ điều khiển và thực hiện trong thực tế. Bài báo này đề xuất ADRC kết hợp với bộ lọc định hình đầu vào dựa trên đầu ra để điều khiển cầu trục giảm, trong đó ADRC được sử dụng để điều khiển vị trí chính xác và bộ lọc được thiết kế để giảm góc lắc của tải trọng. Ưu điểm của phương pháp này là chỉ cần các tín hiệu của đầu ra hệ thống cho thiết kế bộ lọc. Vì hầu hết thông tin về mô hình trên hệ thống mục tiêu là không cần thiết, nên tránh được vấn đề về độ không đảm bảo của tham số. Kết quả mô phỏng cho thấy thiết kế được đề xuất không chỉ có thể triệt tiêu các dao động ở đầu ra góc lắc mà còn đạt được thời gian phản hồi hệ thống mong muốn trong điều khiển vị trí. Các kết quả mô phỏng cho thấy hiệu quả của phương pháp đề xuất.

1. Introduction

Cầu trục là thiết bị quan trọng được sử dụng trong nhiều lĩnh vực ngành nghề, có chức năng di chuyển, nâng hạ hàng hóa và các thiết bị có khối lượng lớn mà con người không làm được. Hệ thống cầu trục có kết cấu dạng con lắc, hoạt động trên hệ thống dầm đỡ. Vì vậy, việc thiết kế bộ điều khiển chống rung cho mô hình cầu trục đã trở thành một vấn đề được quan tâm trong nhiều thập kỷ. Trong suốt nhiều năm qua, nhiều phương pháp tiếp cận đã được nghiên cứu phát triển để giải quyết vấn đề này. Trong [1], [2] và [3], các tác giả đã phát triển bộ điều khiển PID để triệt tiêu dao động của tải trọng bằng cách sử dụng mô hình động lực học tuyến tính của cầu trục. Đối với mô hình phi tuyến, bộ điều khiển trượt được sử

dụng [4], [5], [6]. Tuy nhiên, các phương pháp điều khiển phản hồi ở trên cần thêm các thành phần phần cứng bổ sung. Chúng không chỉ đắt tiền mà còn có những thách thức trong quá trình lắp đặt. Ở một chiều hướng khác, hệ thống điều khiển vòng hở cũng được nghiên cứu và ứng dụng trong thực tế. Một kỹ thuật được đặt tên là phương pháp tạo dạng tín hiệu đầu vào đã được một nhóm nghiên cứu tại MIT đề xuất và nội dung lý thuyết về phương pháp này đã được trình bày trong tài liệu [7], [8]. Phương pháp định hình đầu vào truyền thống hoạt động bằng cách tạo ra một tín hiệu bổ sung để loại bỏ rung động do tín hiệu đầu vào ban đầu gây ra. Trong số các thuật toán điều khiển vòng hở, phương pháp tạo dạng tín hiệu đầu vào thu hút rất nhiều sự chú ý và được sử dụng rộng rãi trong nhiều ứng dụng bao gồm cả điều khiển cầu trục [9], [10] và [11]. Thông thường, phương pháp này thường được sử dụng để định hình quỹ đạo của xe cầu mà vị trí của nó thường được điều khiển bởi bộ điều khiển PID [12].

Trong những năm gần đây, bộ điều khiển loại bỏ nhiễu chủ động (ADRC) đang được quan tâm để thay thế bộ điều khiển PID truyền thống [13]. Phương pháp điều khiển này cho thấy một số ưu điểm trong việc loại bỏ nhiễu và điều khiển các quá trình có các tham số khó xác định chính xác. ADRC là một phương pháp điều khiển trong đó mô hình hệ thống được mở rộng với một biến trạng thái mới, bao gồm tất cả động học và nhiễu chưa biết, thường xảy ra trong quá trình mô hình hóa hệ thống.

Một vấn đề của phương pháp tạo dạng tín hiệu đầu vào truyền thống là mô hình rung động phải cố định, tức là tần số rung động và hệ số giảm chấn là không đổi. Do đó, để đạt được kết quả định hình đầu vào mong muốn, cần phải có hiểu biết tương đối chính xác về động lực học của đối tượng. Trong [14], một bộ lọc đầu vào được đề xuất, đây là một phương pháp thiết kế offline chỉ dựa trên các tín hiệu của đầu ra hệ

thông. Phương pháp thiết kế bộ lọc đầu vào dựa trên kết quả đầu ra của hệ thống là một phương pháp thiết kế nhằm giảm thiểu sự khác biệt giữa đầu ra của hệ thống thực tế và mô hình mẫu. Phương pháp này có một số ưu điểm chính: (a) chỉ yêu cầu các tín hiệu của đầu ra hệ thống, (b) có thể chọn độ giảm chấn và băng thông thích hợp của toàn hệ thống để mang lại động lực hệ thống mong muốn.

Bài báo này đề xuất kết hợp bộ điều khiển ADRC và bộ lọc định hình đầu vào dựa trên tín hiệu đầu ra để điều khiển cầu trục. Bộ điều khiển ADRC đóng vai trò điều khiển xe đẩy đến vị trí mong muốn, trong khi bộ lọc dựa trên tín hiệu đầu ra đóng vai trò triệt tiêu dao động của tải trọng. Kết quả mô phỏng cho thấy đáp ứng tốt của phương án điều khiển đề xuất. Nội dung của bài báo được tổ chức như sau. Phần 2 trình bày mô hình toán học của cầu trục. Phần 3 trình bày nội dung thiết kế điều khiển vị trí và chống rung cho cầu trục. Các kết quả mô phỏng được mô tả trong Phần 4. Cuối cùng, kết luận được đưa ra trong Phần 5.

2. Mô hình toán học của cầu trục

Xét mô hình hệ thống cầu trục di chuyển theo phương ngang X, treo một tải nặng ở dưới theo phương Y được mô tả như Hình 1, trong đó:

x : vị trí của xe đẩy theo phương X

l : chiều dài của cáp treo

θ : góc dao động của tải

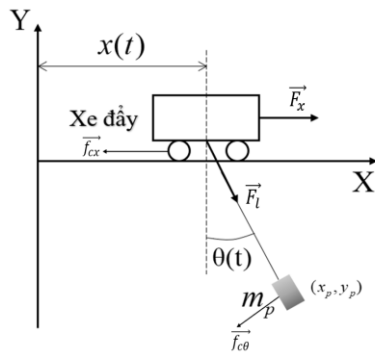
m_t : khối lượng xe đẩy

m_p : khối lượng tải

$f_{cx} = B_{eq}\dot{x}$: lực cản của không khí tác động vào chuyển động xe đẩy

$f_{c\theta} = B_p\dot{\theta}$: lực cản của không khí tác động vào chuyển động con lắc.

F_l : lực căng dây.



Hình 1: Mô hình cầu trục

Để đơn giản bài toán ta coi cả xe đẩy và tải là khối lượng của một chất điểm và tác động của nhiều được bỏ qua trong báo cáo này. Ta có vector vị trí tải trọng và xe đẩy trong hệ tọa độ XY được mô tả như sau:

$$x_m = x + l \sin \theta; \quad x_o = x \quad (1)$$

$$y_m = -l \cos \theta; \quad y_o = 0$$

Động năng và thế năng của toàn bộ hệ thống được tính theo công thức:

$$T = T_{cautruc} + T_{tai} = \frac{1}{2} m_t \dot{x}^2 + \frac{1}{2} m_p (\dot{x}_m^2 + \dot{y}_m^2) \quad (2)$$

$$P = m_p g y_m = -m_p g l \cos \theta$$

Ta có hàm Lagrange của hệ:

$$L = T - P = \frac{1}{2} m_t \dot{x}^2 + \frac{1}{2} m_p (\dot{x}_m^2 + \dot{y}_m^2) + m_p g l \cos \theta \quad (3)$$

$$L = \frac{1}{2} m_t \dot{x}^2 + \frac{1}{2} m_p (\dot{x}^2 + \dot{l}^2 + l^2 \dot{\theta}^2 + 2\dot{x}\dot{l} \sin \theta + 2\dot{x}l\dot{\theta} \cos \theta) + m_p g l \cos \theta$$

Áp dụng phương pháp lagrangian cho chuyển động tịnh tiến của xe theo trục X và chuyển động quay của con lắc ta được:

$$\begin{aligned} (m_t + m_p)\ddot{x} + m_p l \ddot{\theta} \cos \theta - m_p l \dot{\theta}^2 \sin \theta + 2m_p \dot{l} \dot{\theta} \cos \theta + m_p \ddot{l} \sin \theta &= F_x - B_{eq} \dot{x} \\ l \ddot{\theta} + \ddot{x} \cos \theta + g \sin \theta &= -B_p \dot{\theta} \end{aligned} \quad (4)$$

Với:

B_{eq} : hệ số nhớt cản xe theo trục X (Ns/m)

B_p : hệ số nhớt cản tải (Ns/rad)

Giả sử lực căng dây cáp khi kéo tải được bỏ qua, do đó chiều dài dây l coi như là không đổi nên ta có $\dot{l} = \ddot{l} = 0$. Thế vào các phương trình trên ta thu được hệ phương trình rút gọn mô tả mô hình cầu trục:

$$\begin{aligned} (m_t + m_p)\ddot{x} + m_p l \ddot{\theta} \cos \theta - m_p l \dot{\theta}^2 \sin \theta &= F_x - B_{eq} \dot{x} \\ l \ddot{\theta} + \ddot{x} \cos \theta + g \sin \theta &= -B_p \dot{\theta} \end{aligned} \quad (5)$$

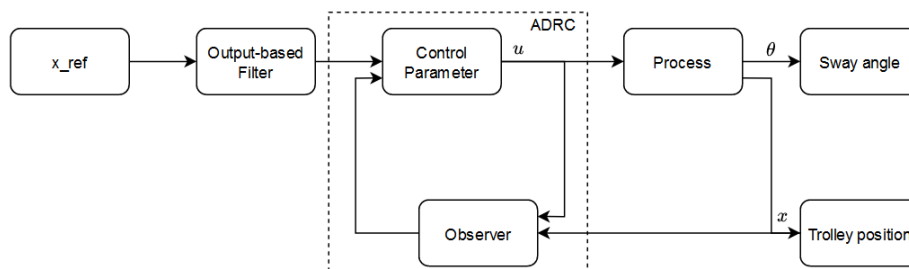
$$l \ddot{\theta} + \ddot{x} \cos \theta + g \sin \theta = -B_p \dot{\theta}$$

Từ phương trình 2 của hệ phương trình (5), với góc dao động là nhỏ, nên ta coi $\cos \theta \approx 1, \sin \theta \approx \theta$ từ đó có hàm truyền giữa góc dao động và vị trí:

$$\frac{\theta(s)}{X(s)} = \frac{-s^2}{ls^2 + B_p s + g} \quad (6)$$

Trong đó: $B_p = 2\xi\sqrt{gl}$ với ξ là hệ số giảm chấn.

Hệ thống điều khiển được thiết kế để có thể đạt được hai mục tiêu: điều khiển xe đẩy đến vị trí đặt mong muốn và giảm góc rung lắc của tải kích thích bởi chuyển động của xe đẩy. Do đó trong bài báo này, phương pháp được đề xuất là sử dụng bộ điều khiển ADRC để điều khiển vị trí của xe đẩy và sử dụng bộ lọc định dạng đầu vào dựa trên mô hình mẫu để giảm góc rung lắc của tải. Cấu trúc điều khiển kết hợp được mô tả như ở Hình 2.



Hình 2: Cấu trúc điều khiển cầu trục đề xuất

3. Thiết kế điều khiển

3.1. Thiết kế bộ điều khiển vị trí cho xe đẩy

Để xây dựng bộ điều khiển ADRC cho việc điều khiển vị trí xe đẩy, thực hiện biến đổi phương trình đầu tiên của hệ (5) về dạng:

$$\ddot{x} = f + b_0 \cdot u \quad (7)$$

Với:

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

$$u(t) = F_x$$

$$b_0 = \frac{1}{m_p + m_t}$$

Một bộ quan sát mở rộng (ESO) [13] được xây dựng để cung cấp giá trị ước lượng của f , từ đó thực hiện bù lại tác động của f trên mô hình bằng phương pháp loại bỏ nhiễu. Bộ quan sát mở rộng thiết kế dưới dạng:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1(t) = \hat{x}_2(t) + l_1(y(t) - \hat{x}_1(t)) \\ \dot{\hat{x}}_2(t) = \hat{x}_3(t) + b_0 \cdot u(t) + l_2(y(t) - \hat{x}_1(t)) \\ \dot{\hat{x}}_3(t) = l_3(y(t) - \hat{x}_1(t)) \end{cases} \quad (8)$$

Trong đó l_1, l_2, l_3 là các tham số của bộ quan sát. $\hat{x}_1, \hat{x}_2, \hat{x}_3$ lần lượt là các giá trị ước lượng của x, \dot{x} và f tương ứng. Khi đó với luật điều khiển có dạng

$$u = (u_0 - \hat{x}_3)/b_0 \quad (9)$$

Phương trình (7) sẽ được đưa về dạng hai khâu tích phân đơn giản:

$$\ddot{x}(t) = u_0 \quad (10)$$

Một trong những cách đơn giản được đề xuất để chọn luật điều khiển u_0 là chọn:

$$u_0 = K_p(r - \hat{x}_1) - K_D \cdot \hat{x}_2 \quad (11)$$

Thay (11) vào (10) ta có

$$\ddot{x}(t) = K_p(r(t) - x(t)) - K_D \cdot \dot{x}(t) \quad (12)$$

Hay hàm truyền hệ kín của vòng điều khiển vị trí là

$$G_{cl}(s) = \frac{X(s)}{R(s)} = \frac{K_p}{s^2 + K_D s + K_p} \quad (13)$$

Trong đó K_p và K_D là các tham số của bộ điều khiển. Các tham số này cùng với các tham số của bộ quan sát mở rộng có thể lựa chọn theo phương pháp đề xuất bởi [15] trong đó T_{set} là thời gian quá độ mong muốn của đáp ứng hệ kín.

$$\begin{cases} K_p = (s^{CL})^2, K_D = -2s^{CL}, \\ l_1 = -3 \cdot s^{ESO}, l_2 = 3(s^{ESO})^2, l_3 = (s^{ESO})^3 \\ s^{CL} \approx -\frac{5.85}{T_{set}}, s^{ESO} = (3 \dots 10)s^{CL} \end{cases} \quad (14)$$

Khi đó hàm truyền hệ kín của vòng điều khiển vị trí sẽ có dạng

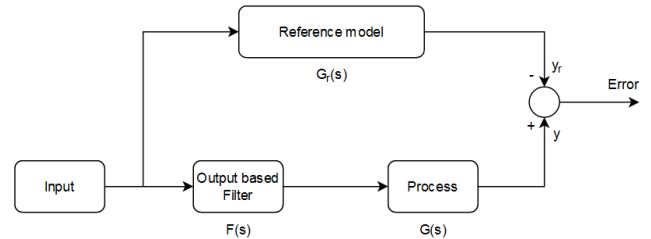
$$G_{cl}(s) = \frac{X(s)}{R(s)} = \frac{(s^{CL})^2}{(s - s^{CL})^2} \quad (15)$$

3.2. Thiết kế bộ lọc giảm dao động của tải trọng

3.2.1. Cơ sở lý thuyết về bộ lọc dựa trên tín hiệu đầu ra

Phương pháp thiết kế bộ lọc dựa trên đầu ra của hệ thống là một phương pháp thiết kế bộ lọc nhằm giảm thiểu sự khác biệt giữa đầu ra hệ thống thực và đầu ra của mô hình tham chiếu

[14]. Bằng cách giảm sự sai lệch giữa đầu ra, bộ lọc đầu vào đảm bảo rằng hệ thống thực tế đáp ứng theo kết quả tham chiếu. Cấu trúc chung của bộ lọc được thể hiện như Hình 3. $F(s)$ và $G_r(s)$ lần lượt là hàm truyền của bộ lọc và hàm truyền của đối tượng tham chiếu. Phương pháp này có một số ưu điểm chính: (a) chỉ yêu cầu các tín hiệu của đầu ra hệ thống, (b) có thể chọn độ giảm chấn và băng thông thích hợp của toàn hệ thống để mang lại động lực hệ thống mong muốn. Nhờ vậy mà khi kết hợp với bộ điều khiển ADRC thì không chỉ có thể loại bỏ hiệu quả các rung động ở đầu ra của hệ thống, mà còn giúp hệ thống đạt được thời gian đáp ứng mong muốn.



Hình 3: Cấu trúc bộ lọc

Xét đối tượng có hàm truyền sau:

$$G(s) = \frac{K\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (16)$$

Trong đó:

ξ : hệ số giảm chấn.

ω_n : tần số dao động tự nhiên.

K : hệ số khuếch đại

Mục đích thiết kế bộ lọc $F(s)$ để làm giảm dao động của đối tượng $G(s)$. Với đối tượng có dạng dao động như trên thì hàm truyền của mô hình tham chiếu có thể được đề xuất có dạng:

$$G_r(s) = \frac{K(s)}{s^2 + 2\xi_m\omega_m s + \omega_m^2} \quad (17)$$

Khi đó bộ lọc sẽ được đề xuất có dạng:

$$F(s) = \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{s^2 + 2\xi_m\omega_m s + \omega_m^2} \quad (18)$$

Mục tiêu là tính toán các hệ số a_2, a_1, a_0 để $F(s) \cdot G(s) \approx G_r(s)$. Gọi $y(t)$ và $y_r(t)$ lần lượt là đáp ứng bước nhảy đơn vị của $F(s)G(s)$ và $G_r(s)$. Để có thể đạt được $F(s)G(s) \approx G_r(s)$ thì cần giảm thiểu sai lệch giữa $y(t)$ và $y_r(t)$. Một hàm chỉ phí được định nghĩa như sau:

$$E = \int_0^{\infty} (y(t) - y_r(t)) dt \quad (19)$$

Mục tiêu lúc này là xác định các tham số của bộ lọc sao cho E có giá trị nhỏ nhất. Trên thực tế khoảng tích phân có thể được chọn là một khoảng thời gian hữu hạn T đủ lớn

$$E = \int_0^T (y(t) - y_r(t))^2 dt \quad (20)$$

Đặt $F_d(s) = s^2 + 2\xi_{mj}\omega_{mj}s + \omega_{mj}^2$ và $f_i(s) = s^i/F_d$. Lúc này ta có

$$F(s)G(s) = \sum_{i=0}^2 a_i f_i(s)G(s) \quad (21)$$

Ký hiệu đáp ứng bước nhảy đơn vị của $f_i(s) \cdot G(s)$ là $y_i(t)$, khi đó:

$$y(t) = \sum_{i=0}^2 a_i y_i(t) \quad (22)$$

Lưu ý rằng $y(t)$ chưa xác định nếu $F(s)$ chưa biết, nhưng có thể xác định được $y_i(t)$ khi $F_d(s)$ đã biết.

Thay (22) vào (20) và theo phương pháp bình phương nhỏ nhất, điều kiện cần và đủ để đạt được giá trị E nhỏ nhất là:

$$\frac{\partial E}{\partial a_k} = 0, k = 0, 1, 2 \quad (23)$$

Các giá trị a_0, a_1, a_2 có thể nhận được từ việc giải hệ phương trình [14]:

$$\sum_{i=0}^2 a_i S_{k,i} - S_{k,r} = 0; k = 0, 1, 2 \quad (24)$$

Trong đó $S_{k,i}$ và $S_{k,r}$ được định nghĩa là

$$S_{k,i} = \int_0^T (y_k(t) y_i(t)) dt \quad (25)$$

$$S_{k,r} = \int_0^T (y_k(t) y_r(t)) dt$$

$$k = 0, 1, 2; i = 0, 1, 2$$

Trong ứng dụng thực tế, các dạng rời rạc của $S_{k,i}$ và $S_{k,r}$ sẽ thuận tiện hơn cho việc thiết kế:

$$S_{k,i} = \sum_{j=0}^N (y_k(j\Delta t) \cdot y_i(j\Delta t)) \quad (26)$$

$$S_{k,r} = \sum_{j=0}^N (y_k(j\Delta t) \cdot y_r(j\Delta t))$$

$$k = 0, 1, 2; i = 0, 1, 2$$

với Δt là thời gian trích mẫu và $N = T/\Delta t$. Khi $y_i(j\Delta t)$ và $y_r(j\Delta t)$ đã được trích mẫu thì $S_{k,i}$ và $S_{k,r}$ có thể được tính toán từ công thức (26) và a_0, a_1, a_2 có thể được tính toán từ công thức (24).

3.2.2. Thiết kế bộ lọc cho cầu trục

Đối với mô hình cầu trục, do hàm truyền giữa góc lắc tải và vị trí xe đẩy có dạng bậc hai, thông qua một số thử nghiệm, bài báo đề xuất chọn hàm truyền tham chiếu cho góc dao động của tải trọng $\theta(t)$ có dạng:

$$G_r(s) = \frac{-s}{(s + \omega_f)^2} \quad (27)$$

trong đó ta có $\lim_{s \rightarrow 0} G_r(s) = 0$ và $\lim_{s \rightarrow \infty} G_r(s) = 0$

Khi đó, bộ lọc thiết kế dựa trên tín hiệu đầu ra có dạng:

$$F(s) = \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{(s + \omega_f)^2} \quad (28)$$

Đề ý rằng khi thiết kế bộ lọc phía trước bộ điều khiển vị trí như cấu trúc ở Hình 2, ta có hàm truyền hệ kín của vị trí đặt và vị trí thực của xe đẩy lúc này sẽ trở thành:

$$G'_{cl}(s) = F(s) \frac{K_p}{s^2 + K_D s + K_p} \quad (29)$$

Do đó để vị trí của xe đẩy vẫn bám theo vị trí đặt thì ta chọn $a_0 = \omega_f^2$ hay nói cách khác:

$$\lim_{s \rightarrow 0} F(s) \frac{K_p}{s^2 + K_D s + K_p} = 1 \quad (30)$$

Khi đó bộ lọc chỉ còn có 2 tham số a_2 và a_1 cần phải tính toán dựa theo phương trình (24).

Bài báo này thực hiện tính toán thông số của bộ lọc với các giá trị $\omega_f = 2, 4$ và 6 để có thể so sánh kết quả.

3.3. Khảo sát đáp ứng vị trí trong miền thời gian

Xét tín hiệu đầu vào là tín hiệu bước nhảy $r(t) = 1(t)$ hay $R(s) = 1/s$. Khi đó, với tín hiệu vào là giá trị đặt bước nhảy đơn vị, $X(s) = R(s) \cdot G'_{cl}(s)$ hay

$$X(s) = \frac{1}{s} \cdot \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{(s + \omega_f)^2} \cdot \frac{s_{cl}^2}{(s - s_{cl})^2} \quad (31)$$

Tiến hành biến đổi Laplace ngược, đáp ứng bước nhảy đơn vị của vị trí xe đẩy là:

$$x(t) = \frac{a_0}{\omega_f^2} - \frac{e^{-\omega_f t} \cdot A}{\omega_f^2 (s_{cl} + \omega_f)^3} - \frac{e^{s_{cl} t} \cdot B}{(s_{cl} + \omega_f)^3} - \frac{t e^{-\omega_f t} \cdot C}{\omega_f (s_{cl} + \omega_f)^2} + \frac{t e^{s_{cl} t} \cdot D}{(s_{cl} + \omega_f)^2} \quad (32)$$

Trong đó:

$$A = -a_2 s_{cl}^3 \omega_f^2 + a_0 s_{cl}^3 + a_2 s_{cl}^2 \omega_f^3 - 2a_1 s_{cl}^2 \omega_f^2 + 3a_0 s_{cl}^2 \omega_f$$

$$B = 3a_0 s_{cl} + a_0 \omega_f + 2a_1 s_{cl}^2 + a_2 s_{cl}^3 - a_2 s_{cl}^2 \omega_f$$

$$C = a_2 s_{cl}^2 \omega_f^2 - a_1 s_{cl}^2 \omega_f + a_0 s_{cl}^2$$

$$D = a_2 s_{cl}^3 + a_1 s_{cl}^2 + a_0 s_{cl}$$

Theo định nghĩa về thời gian xác lập t_s [16]:

$$|x(t_s) - x(\infty)| = \Delta \quad (33)$$

trong đó $x(\infty) = 1$ là giá trị xác lập của x và $\Delta = 2\%$ và lưu ý rằng $a_0 = \omega_f^2$, do đó

$$\frac{e^{-\omega_f t_s} \cdot A}{\omega_f^2 (s_{cl} + \omega_f)^3} + \frac{e^{s_{cl} t_s} \cdot B}{(s_{cl} + \omega_f)^3} + \frac{t_s e^{-\omega_f t_s} \cdot C}{\omega_f (s_{cl} + \omega_f)^2} - \frac{t_s e^{s_{cl} t_s} \cdot D}{(s_{cl} + \omega_f)^2} = 0.02 \quad (34)$$

Phương trình (34) thể hiện mối quan hệ giữa thời gian xác lập t_s và các hệ số của bộ lọc. Do đó khi các hệ số của bộ lọc đã xác định thì có thể tính được thời gian xác lập của hệ thống điều khiển vị trí xe cầu theo phương trình này.

4. Kết quả mô phỏng

Để kiểm tra sự hiệu quả của cấu trúc điều khiển được đề xuất cho hệ cầu trục, mô phỏng được thực hiện với các thông số về hệ cầu trục ở Bảng 1. Các thông số cho bộ điều khiển ADRC cho điều khiển cầu trục được lựa chọn như trình bày ở Bảng 2.

Với những thông số ở trên, từ mô hình đã xây dựng được ở Hình 4, tiến hành mô phỏng ta thu được các giá trị trích mẫu của $\theta_2(j\Delta t)$, $\theta_1(j\Delta t)$, $\theta_0(j\Delta t)$, $\theta_r(j\Delta t)$ (Phụ lục). Lựa chọn $\Delta t = 0.5s$, $T = 10s \rightarrow N = 20$, dựa vào công thức (24) và (26) ta tính được các tham số a_2, a_1, a_0 của bộ lọc cho lần lượt $\omega_f = 2, 4$ và 6 theo Bảng 3.

Bảng 1: Thông số của hệ thống cầu trục

$m_t(\text{kg})$	0.536	ξ	0	$g(\text{m/s}^2)$	9.8
$m_p(\text{kg})$	0.375	$l(\text{m})$	0.64	-	-

Bảng 2: Thông số của bộ điều khiển vị trí

b_0	1.0977	K_p	2.1389	l_1	39.4875
$T_{set}(\text{s})$	4	K_D	2.9250	l_2	519.7542
s_{cl}	-1.462	s^{ESO}	-13.1625	l_3	2280.4

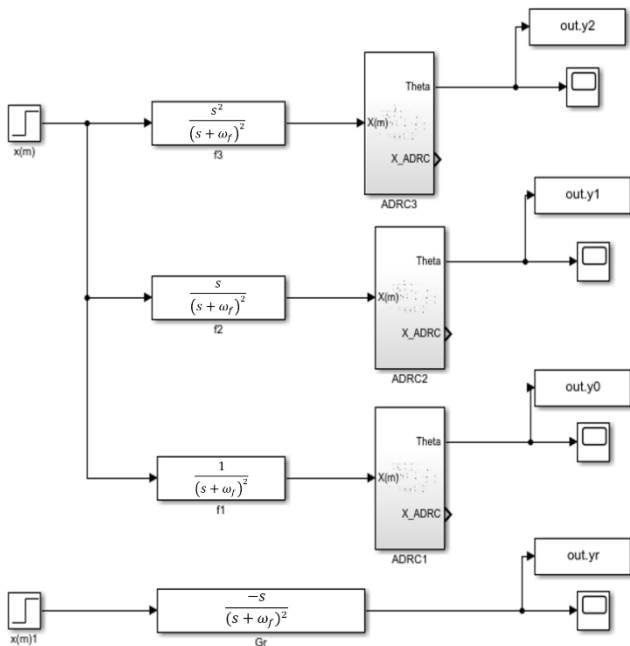
Bảng 3: Thông số của bộ lọc theo giá trị của ω_f

$\omega_f = 2$	$\omega_f = 4$	$\omega_f = 6$
$a_2 = 0.1747$	$a_2 = 1.3654$	$a_2 = 3.2540$
$a_1 = 0.0025$	$a_1 = 1.0849$	$a_1 = 1.3444$
$a_0 = 4$	$a_0 = 16$	$a_0 = 36$

Với $s_{cl} = -1.462$ cùng với thông số bộ lọc được tính toán trong Bảng 3, thay vào phương trình (34) ta xác định thời gian quá độ của đáp ứng vị trí cho từng trường hợp bộ lọc ứng với từng ω_f như ở Bảng 4.

Bảng 4: Thời gian quá độ của đáp ứng vị trí theo từng bộ lọc

$\omega_f = 2$	$\omega_f = 4$	$\omega_f = 6$
$t_s = 5.48(s)$	$t_s = 4.62(s)$	$t_s = 4.43(s)$



Hình 4: Mô phỏng mô hình tính toán xác định tham số của bộ lọc

Các kết quả mô phỏng được thể hiện trên Hình 5 và Hình 6. Kết quả mô phỏng bộ điều khiển ADRC kết hợp bộ lọc cho thấy độ giảm góc dao động rõ rệt so với bộ điều khiển ADRC thông thường. Tuy nhiên do có bộ lọc nên thời gian đáp ứng vị trí của xe đẩy sẽ chậm hơn khi chỉ sử dụng bộ điều khiển ADRC thông thường.

Bộ điều khiển ADRC đối với mô hình cầu trục có thời gian quá độ vị trí khoảng 3.7(s), sai lệch so với thời gian quá độ mong muốn $T_{set} = 4(s)$ khoảng 0.3(s). Sai số này một phần là do khi tính toán đã làm tròn số. Góc dao động khoảng 0.06(rad) $\approx 3.44^\circ$, có hiện tượng tắt dần và tắt hẳn sau khoảng 9(s).

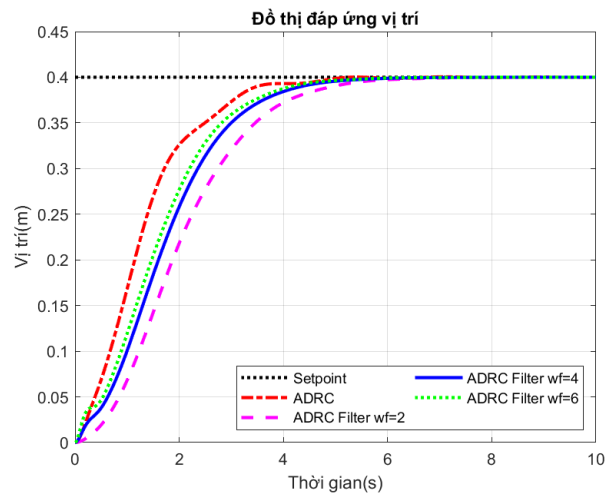
Trường hợp $\omega_f = 2$ cho góc dao động nhỏ nhất khoảng 0.018 (rad) $\approx 1.03^\circ$ (so với bộ ADRC 3.44 $^\circ$) và tắt hẳn sau 6s, tuy nhiên thời gian quá độ của vị trí lại lớn nhất khoảng 5.4 (s) (so với 3.7(s) của bộ ADRC) và khá đúng với thời gian xác lập tính toán.

Trường hợp $\omega_f = 4$ có thời gian quá độ vị trí là khoảng 4.5s và góc dao động khoảng 0.03 (rad) $\approx 1.71^\circ$ và tắt hẳn sau khoảng 5s. Thời gian quá độ khá đúng với thời gian xác lập tính toán $t_s = 4.62(s)$ (sai lệch 0.12s).

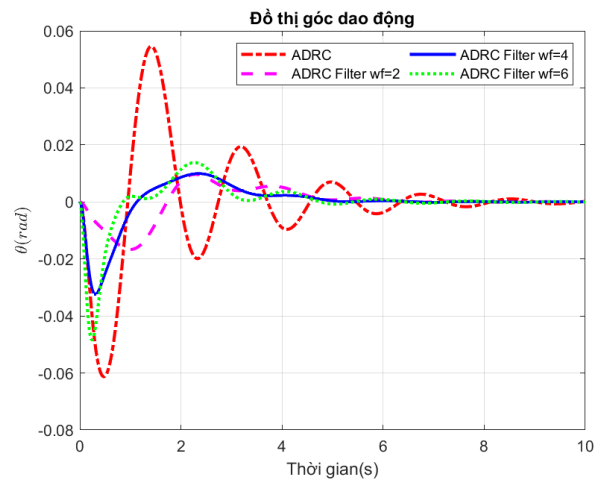
Trường hợp $\omega_f = 6$ có thời gian quá độ vị trí nhỏ nhất khoảng 4.3(s) nhưng góc dao động lớn, khoảng 0.05 (rad) $\approx 2.86^\circ$ và tắt hẳn sau 6(s). Thời gian quá độ khá đúng với thời gian xác lập tính toán ($t_s = 4.43(s)$) (sai lệch 0.13s)

5. Kết luận

Bài báo này đề xuất một thiết kế kết hợp của bộ điều khiển ADRC với bộ lọc định hình đầu vào được thiết kế dựa trên tín hiệu đầu ra cho bài toán điều khiển vị trí và chống rung cho cầu trục. Phương pháp thiết kế này chỉ yêu cầu đầu ra của hệ thống, trong khi hầu hết thông tin về mô hình hệ thống là không cần thiết. Kết quả mô phỏng cho thấy đáp ứng tốt của hệ thống về đáp ứng vị trí của xe đẩy và chống rung cho tải trọng.



Hình 5: Đáp ứng vị trí của xe đẩy



Hình 6: Góc dao động của tải trọng

Tài liệu tham khảo

- [1] Jaafar, H. I., Hussien, S. Y. S., Ghazali, R., & Mohamed, Z. (2015). "Optimal tuning of PID+PD controller by PFS for Gantry Crane System". *10th Asian Control Conference (ASCC)*.
- [2] Z. Sun, N. Wang, Y. Bi, and J. Zhao (2015), "A DE based PID controller for two-dimensional overhead crane," *Chinese Control Conference, CCC*, vol. 2015-Sept. pp. 2546–2550.
- [3] M. I. Solihin, Wahyudi, M. A. S. Kamal, and A. Legowo (2008), "Optimal PID controller tuning of automatic gantry crane using PSO algorithm," *Proceeding of the 5th International Symposium on Mechatronics and its Applications, ISMA 2008*.

- [4] M. S. Park, D. Chwa, and M. Eom (2014), "Adaptive sliding-mode anti-sway control of uncertain overhead cranes with high-speed hoisting motion," *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, vol. 22, no. 5. pp. 1262–1271
- [5] A. Pisano, S. Scodina, and E. Usai (2010), "Load swing suppression in the 3-dimensional overhead crane via second-order sliding modes," *Proceedings of the 2010 11th International Workshop on Variable Structure Systems, VSS 2010*. pp. 452–457.
- [6] X. J. Wang and Z. M. Che (2016), "Two-degree-of-freedom sliding mode anti-swing and positioning controller for overhead cranes," *Proceedings of the 28th Chinese Control and Decision Conference, CCDC 2016*. pp. 673–677.
- [7] Singer, N. C. and Seering, W. P. (1990). "Preshaping Command Inputs to Reduce System Vibration". *ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, 112, 76–82.
- [8] Singhose, W., Seering, W., and Singer, N. (1994). "Residual Vibration Reduction Using Vector Diagrams to Generate Shaped Inputs". *ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, 116, 654–659.
- [9] W. Singhose, L. Porter, M. Kenison, and E. Kriikku (2000), "Effects of hoisting on the input shaping control of gantry cranes," *Control Engineering Practice*, vol. 8, no. 10. pp. 1159–1165.
- [10] K. Sorensen, W. Singhose, and S. Dickerson (2005), "A controller enabling precise positioning and sway reduction in cranes with on-off actuation," *IFAC Proceedings Volumes (IFAC-PapersOnline)*, vol. 16. pp. 580–585.
- [11] D. Kim and W. Singhose (2010), "Performance studies of human operators driving double-pendulum bridge cranes", *Control Engineering Practice*, vol. 18, no. 6. pp. 567–576.
- [12] J. R. Huey (2006). "The intelligent combination of input shaping and PID feedback control," *PhD diss., Georgia Institute of Technology*.
- [13] J. Han (2009), "From PID to active disturbance rejection control", *IEEE Trans. Ind. Electronics*, 2009, Vol 56, No.3, pp. 900–906.
- [14] J. Han, Z. Zhu, Y. He and J. Qi (2015), "A novel input shaping method based on system output", *Journal of Sound and Vibration*, Volume 335, pp. 338–349.
- [15] G. Herbs (2013), "A Simulative Study on Active Disturbance Rejection Control as a Control Tool for Practitioners", *In Siemens AG, Clemens-Winkler-Strabe 3, Germany 2013*.
- [16] K. Ogata (2011), "Modern Control Engineering", Pearson, 5th edition.

Phụ lục

Bảng 5: Bảng giá trị trích mẫu cho bộ lọc $\omega_f = 2$

j	$\theta_2(j\Delta t)$	$\theta_1(j\Delta t)$	$\theta_0(j\Delta t)$	$\theta_r(j\Delta t)$
0	0	0	0	0
1	-0.0153	-0.0095	-0.0019	-0.0735
2	0.0401	-0.0016	-0.0059	-0.0541
3	0.0066	0.0136	-0.0021	-0.0298
4	-0.0318	0.0044	0.0031	-0.0146
5	-0.0018	-0.0056	0.0022	-0.0067
6	0.01489	-0.0002	0.00041	-0.0029
7	-0.0053	0.0025	0.0014	-0.0013
8	-0.0075	-0.002	0.0016	-0.0005
9	0.0059	-0.0022	0.0003	-0.0002
10	0.0033	0.0009	2.8338E-05	-9.08E-05
11	-0.004	0.0004	0.0005	-3.6744E-05
12	-0.0004	-0.0011	0.0002	-1.4746E-05
13	0.0028	-0.0001	-0.0001	-5.8769E-06
14	-0.0005	0.0005	3.1939E-05	-2.3283E-06
15	-0.0014	-0.0002	0.0001	-9.1770E-07
16	0.0008	-0.0003	-2.209E-05	-3.6011E-07
17	0.0006	0.0002	-5.752E-05	-1.4076E-07
18	-0.0006	0.0001	4.2189E-05	-5.4828E-08
19	-0.0002	-0.0001	2.7532E-05	-2.1290E-08

20	0.0004	-3.51E-05	-3.044E-05	-8.2446E-09
----	--------	-----------	------------	-------------

Bảng 6: Bảng giá trị trích mẫu cho bộ lọc $\omega_f = 4$

j	$\theta_2(j\Delta t)$	$\theta_1(j\Delta t)$	$\theta_0(j\Delta t)$	$\theta_r(j\Delta t)$
0	0	0	0	0
1	0.0005	-0.005	-0.0012	-0.027
2	0.0205	0.0028	-0.0021	-0.0073
3	-0.0101	0.006	0.0007	-0.0014
4	-0.0133	-0.0019	0.0017	-0.0002
5	0.008	-0.0029	0.0001	0
6	0.005	0.0014	-0.0001	0
7	-0.0059	0.0007	0.0006	0
8	-0.0008	-0.0014	0.0003	0
9	0.0039	-0.0002	-0.0002	0
10	-0.0004	0.0007	0	0
11	-0.002	-0.0001	0.0002	0
12	0.0009	-0.0004	0	0
13	0.0009	0.0002	0	0
14	-0.0008	0.0001	0	0
15	-0.0003	-0.0001	0	0
16	0.0005	0	0	0
17	0	0.0001	0	0
18	-0.0003	0	0	0
19	0	0	0	0
20	0.0001	0	0	0

Bảng 7: Bảng giá trị trích mẫu cho bộ lọc $\omega_f = 6$

j	$\theta_2(j\Delta t)$	$\theta_1(j\Delta t)$	$\theta_0(j\Delta t)$	$\theta_r(j\Delta t)$
0	0	0	0	0
1	0.005	-0.0028	-0.0008	-0.0099
2	0.0096	0.0027	-0.0009	-0.0009
3	-0.0092	0.0025	0.0007	0
4	-0.0046	-0.002	0.0008	0
5	0.0063	-0.001	-0.0002	0
6	0.0008	0.0012	0	0
7	-0.0037	0	0.0003	0
8	0.0007	-0.0008	0	0
9	0.002	0.0001	-0.0001	0
10	-0.0009	0.0004	0	0
11	-0.0008	-0.0002	0	0
12	0.0008	-0.0001	0	0
13	0.0002	0.0001	0	0
14	-0.0005	0	0	0
15	0	-0.0001	0	0
16	0.0003	0	0	0
17	-0.0001	0	0	0
18	-0.0001	0	0	0
19	0.0001	0	0	0
20	0	0	0	0

GIỚI THIỆU
DIỄN ĐÀN SINH VIÊN NGHIÊN CỨU KHOA HỌC
STUDENT FORUM

Diễn đàn Sinh viên Nghiên cứu Khoa học (SF) là một hội nghị dành cho sinh viên ngành Kỹ thuật Điện, Điện tử, và Năng lượng của các trường đại học kỹ thuật trong nước và quốc tế. Diễn đàn được mở ra nhằm mục đích cung cấp cho các sinh viên cơ hội để trao đổi các nghiên cứu khoa học, mở rộng mạng lưới học thuật và tăng cường giao lưu học hỏi, từ đó xây dựng nền tảng vững chắc về nghề nghiệp trong tương lai.

Tiền thân của SF bắt đầu từ năm 2020 dưới dạng một diễn đàn với các bài trình bày ngắn của các sinh viên. SF'2020 là một phần của một dự án Hỗ trợ Kỹ thuật ngành Năng lượng Việt Nam – EU (EVEF) giữa GIZ và trường Đại học Bách khoa Hà Nội. Diễn đàn năm 2020 với chủ đề Năng lượng Tái tạo đã thu hút được 60 bài phát biểu (lựa chọn từ 83 đề xuất nghiên cứu) của các sinh viên, trải dài trong suốt một ngày qua 12 phiên báo cáo.

Dựa trên sự thành công của SF'2020, sáu trường đại học kỹ thuật của Việt Nam, bao gồm: trường Đại học Bách khoa Hà Nội, Đại học Khoa học và Công nghệ Hà Nội, Đại học Điện lực, Đại học Thủy lợi, Đại học Công nghiệp Hà Nội, và Đại học Bách khoa Đà Nẵng đã thống nhất cùng nhau tổ chức diễn đàn này hàng năm dưới dạng Hội nghị khoa học để duy trì sân chơi cho các sinh viên kỹ thuật trong cả nước và định hướng quốc tế hóa. Hội nghị sẽ được luân phiên tổ chức bởi sáu trường đại học với chủ đề có thể thay đổi theo từng năm và theo đơn vị tổ chức. Các bài báo sau khi được trình bày tại hội nghị cũng sẽ được đề xuất chỉnh sửa, mở rộng thêm nội dung khoa học để đăng tiếp tại các tạp chí đầu ngành trong nước. Năm 2021, SF được tổ chức tại trường Đại học Bách khoa Hà Nội với nội dung về Năng lượng Bền vững, thu hút được 136 bài báo cáo trên tổng số 161 bài nộp với tám chủ đề liên quan. Chuyên san vừa qua đã tiếp nhận một số bài báo của SF'2021 được các tác giả mở rộng thêm nội dung học thuật, và hiện nay ba trong số đó đã được chấp nhận đăng.

Năm nay, SF'2022 được đăng cai tổ chức bởi trường Đại học Công nghiệp Hà Nội với chủ đề “Năng lượng đối với sự phát triển bền vững” sẽ diễn ra vào hai ngày 24-25/12/2022. Đây cũng sẽ hứa hẹn tiếp tục là một hội nghị khoa học của sinh viên thành công.

Kính đề nghị các quý thầy cô, các nhà khoa học hỗ trợ Diễn đàn Sinh viên Nghiên cứu Khoa học để tạo ra một sân chơi bổ ích, lâu dài cho các sinh viên thông qua việc giao đề tài, khuyến khích và cử sinh viên tham dự và báo cáo tại hội nghị. Chuyên san Đo lường, Điều khiển và Tự động hóa luôn chào đón các công trình khoa học tiềm năng từ các bạn sinh viên.

Ban Biên tập Chuyên san