

TRƯỜNG ĐẠI HỌC MỎ - ĐỊA CHẤT
KHOA CƠ - ĐIỆN

**HỘI NGHỊ KHOA HỌC TOÀN QUỐC VỀ
CƠ KHÍ - ĐIỆN - TỰ ĐỘNG HÓA**
*National Conference on Mechanical, Electrical, Automation Engineering
(MEAE2021)*



NHÀ XUẤT BẢN GIAO THÔNG VẬN TẢI



TRƯỜNG ĐẠI HỌC MỎ - ĐỊA CHẤT

KHOA CƠ - ĐIỆN

HỘI NGHỊ KHOA HỌC TOÀN QUỐC VỀ CƠ KHÍ - ĐIỆN - TỰ ĐỘNG HÓA

National Conference on Mechanical, Electrical, Automation Engineering

(MEAE2021)

CÁC CHỦ ĐỀ CHÍNH CỦA HỘI NGHỊ

- Kỹ thuật Cơ khí, Cơ khí động lực;
- Kỹ thuật Điện, Điện tử, Điện công nghiệp;
- Năng lượng, Năng lượng tái tạo;
- Tự động hóa, Robot, Cơ điện tử;
- Công nghệ thông tin và trí tuệ nhân tạo;
- và những tiến bộ kỹ thuật trong các lĩnh vực kể trên.



BAN TỔ CHỨC

1. GS.TS. Trần Thanh Hải, *Trường ĐH Mở - Địa chất, Trưởng ban*
2. GS.TS. Bùi Xuân Nam, *Trường ĐH Mở-Địa chất, Phó Trưởng ban*
3. PGS.TS. Triệu Hùng Trường, *Trường ĐH Mở-Địa chất, Phó Trưởng ban*
4. PGS.TS. Khổng Cao Phong, *Trường ĐH Mở-Địa chất, Phó Trưởng ban*
5. TS. Ngô Thanh Tuấn, *Trường ĐH Mở-Địa chất, Phó Trưởng ban*
6. PGS.TS. Nguyễn Đức Khoát, *Trường ĐH Mở-Địa chất, Ủy viên*
7. PGS.TS. Nguyễn Văn Xô, *Trường ĐH Mở-Địa chất, Ủy viên*
8. PGS.TS. Đỗ Như Ý, *Trường ĐH Mở-Địa chất, Ủy viên*
9. TS. Nguyễn Thạc Khánh, *Trường ĐH Mở-Địa chất, Ủy viên*
10. ThS Hà Văn Thủy, *Trường ĐH Mở-Địa chất, Ủy viên*
11. PGS.TS. Đào Huy Du, *Trường ĐH CN Thái Nguyên, Ủy viên*
12. PGS.TS. Trần Thế Văn, *Trường ĐH SPKT Hưng Yên, Ủy viên*
13. TS. Đoàn Yên Thế, *Trường ĐH Thủy Lợi, Ủy viên*
14. TS. Đỗ Trung Hiếu, *Viên cơ khí năng lượng và Mỏ, Ủy viên*
15. TS. Lưu Hồng Việt, *Công ty Cognex Việt Nam, Ủy viên*
16. Ông Đỗ Mạnh Cường, *Ban Khoa học công nghệ Mỏ KCM – Vinacomin, Ủy viên*
17. Ông Nguyễn Vũ Cường, *Tổng công ty thiết bị điện – Đông Anh, Ủy viên*
18. Ông Nguyễn Xuân Huy, *Công ty TNHH Cơ khí chính xác, Dịch vụ & Thương mại Việt Nam, Ủy viên*
19. Ông Nguyễn Đình Thống, *Viện KHCN Mỏ, Ủy viên*
20. Ông Nguyễn Hải Long, *Công ty CP cơ khí Mạ Khô-Vinacomin, Ủy viên*
21. Ông Lê Văn Minh, *Công ty than Vàng Danh – Vinacomin, Ủy viên*
22. Ông Phạm Xuân Phi, *Công ty CP Công nghiệp ô tô Vinacomin, Ủy viên*
23. Ông Nguyễn Văn Sơn, *Công ty than Hà Lầm – Vinacomin, Ủy viên*
24. Ông Phạm Anh Tuấn, *Công ty CP Cơ khí Hòn Gai – Vinacomin, Ủy viên*
25. Ông Trần Hữu Phúc, *Trường Đại học Công nghiệp Quảng Ninh, Ủy viên*
26. Ông Đào Việt Tuấn, *Ban Cơ điện – Vận tải-TKV, Ủy viên*



BAN KHOA HỌC

1. PGS.TS. Khổng Cao Phong, *Trường ĐH Mở-Địa chất, Trưởng ban*
2. TS. Ngô Thanh Tuấn, *Trường ĐH Mở-Địa chất, Phó Trưởng ban*
3. TS. Trần Đức Huân, *Trường ĐH Mở-Địa chất, Phó Trưởng ban*
4. PGS.TS. Đỗ Ngọc Anh, *Trường ĐH Mở-Địa chất, Phó Trưởng ban*
5. PGS.TS. Nguyễn Đức Khoát, *Trường ĐH Mở-Địa chất, Ủy viên*
6. PGS.TS. Kim Ngọc Linh, *Trường ĐH Mở-Địa chất, Ủy viên*
7. PGS.TS. Phạm Trung Sơn, *Trường ĐH Mở-Địa chất, Ủy viên*
8. PGS.TS. Đinh Văn Thắng, *Trường ĐH Mở-Địa chất, Ủy viên*
9. PGS.TS. Nguyễn Văn Xô, *Trường ĐH Mở-Địa chất, Ủy viên*
10. PGS.TS. Đỗ Như Ý, *Trường ĐH Mở-Địa chất, Ủy viên*
11. TS. Nguyễn Thạc Khánh, *Trường ĐH Mở-Địa chất, Ủy viên*
12. PGS.TS. Trần Thế Văn, *Trường ĐH SPKT Hưng Yên, Ủy viên*
13. TS. Đoàn Yên Thế, *Trường ĐH Thủy Lợi, Ủy viên*
14. PGS.TS. Đào Huy Du, *Trường ĐH CN Thái Nguyên, Ủy viên*
15. TS. Đỗ Trung Hiếu, *Viện cơ khí năng lượng và Mở, Ủy viên*
16. TS. Hà Văn Tuấn, *Tập đoàn KYUSHU, Ủy viên*
17. TS. Ngô Mạnh Tiến, *Viện Vật lý – Viện Hàn Lâm và Khoa học Việt Nam, Ủy viên*
18. TS. Phạm Ngọc Minh, *Viện công nghệ thông tin-Viện Hàn Lâm và Khoa học VN, Ủy viên*
19. Ông Trương Hồng Thanh, *Công ty Ứng dụng giải pháp công nghệ ASTEC, Ủy viên*



BAN THƯ KÝ

1. TS. Ngô Thanh Tuấn, *Trường Đại học Mở - Địa chất, Trưởng ban*
2. TS. Trần Đức Huân, *Trường Đại học Mở - Địa chất, Phó Trưởng ban*
3. TS. Hồ Việt Bun, *Trường Đại học Mở - Địa chất, Ủy viên*
4. TS. Đặng Văn Chí, *Trường Đại học Mở - Địa chất, Ủy viên*
5. TS. Nguyễn Đăng Tấn, *Trường Đại học Mở - Địa chất, Ủy viên*
6. TS. Lê Xuân Thành, *Trường Đại học Mở - Địa chất, Ủy viên*
7. ThS. Kim Cẩm Ánh, *Trường Đại học Mở - Địa chất, Ủy viên*
8. ThS. Trần Việt Linh, *Trường Đại học Mở - Địa chất, Ủy viên*
9. ThS. Nguyễn Tiến Sỹ, *Trường Đại học Mở - Địa chất, Ủy viên*
10. ThS. Phạm Thị Thủy, *Trường Đại học Mở - Địa chất, Ủy viên*
11. ThS. Nguyễn Thanh Tùng, *Trường Đại học Mở - Địa chất, Ủy viên*

BAN BIÊN TẬP

1. TS. Ngô Thanh Tuấn, *Trường Đại học Mở-Địa chất, Trưởng ban*
2. TS. Nguyễn Việt Nghĩa, *Trường Đại học Mở-Địa chất, Phó Trưởng ban*
3. TS. Trần Đức Huân, *Trường Đại học Mở-Địa chất, Phó Trưởng ban*
4. PGS.TS. Nguyễn Đức Khoát, *Trường Đại học Mở-Địa chất, Ủy viên*
5. PGS.TS. Nguyễn Văn Xô, *Trường Đại học Mở-Địa chất, Ủy viên*
6. PGS.TS. Đỗ Như Ý, *Trường Đại học Mở-Địa chất, Ủy viên*
7. TS. Nguyễn Thạc Khánh, *Trường Đại học Mở-Địa chất, Ủy viên*

LỜI NÓI ĐẦU

Ngày nay, cách mạng công nghiệp 4.0 đang là xu thế phát triển của nền công nghiệp, nền công nghiệp hiện đại này, vừa tạo ra cơ hội và cũng chính là thách thức cho sự phát triển của công nghiệp Việt Nam. Với mục đích nhằm giới thiệu những tiến bộ kỹ thuật trong các lĩnh vực liên quan đến sự đào tạo và phát triển của Nhà trường, trường Đại học Mỏ - Địa chất, Khoa Cơ – Điện tổ chức Hội nghị khoa học toàn quốc về Cơ khí, Điện và Tự động hóa (National Conference on Mechanical, Electrical, Automation Engineering – MEAE2021).

Hội nghị là nơi giao lưu, kết nối các nhà khoa học, các doanh nghiệp, các cá nhân đang hoạt động trong lĩnh vực nói trên, để cùng nhau thảo luận, trao đổi học thuật và chia sẻ kinh nghiệm nhằm thúc đẩy sự phát triển của các lĩnh vực về Cơ khí, Điện và Tự động hóa, nhằm phục vụ cho sự nghiệp xây dựng và phát triển đất nước.

Trọng tâm của hội nghị đề cập đến “Chuyển đổi số trong lĩnh vực Cơ – Điện” – “Digital Transformation in Electro-Mechanics” với các chủ đề như:

- ✓ Kỹ thuật Cơ khí, Cơ khí động lực;
- ✓ Kỹ thuật Điện, Điện tử, Điện công nghiệp;
- ✓ Năng lượng, Năng lượng tái tạo;
- ✓ Tự động hóa, Robot, Cơ điện tử;
- ✓ Công nghệ thông tin và trí tuệ nhân tạo;
- ✓ và những tiến bộ kỹ thuật trong các lĩnh vực kể trên.

Ban tổ chức tin rằng, Tuyển tập các công trình khoa học tham gia Hội nghị lần này sẽ góp phần đóng góp có chất lượng nhằm thúc đẩy cho sự phát triển chung cho nền công nghiệp ngày nay.

Thay mặt Ban tổ chức, tôi chân thành cảm ơn đến Đảng ủy, Hội đồng trường, Ban Giám hiệu Trường Đại học Mỏ - Địa chất và các đơn vị liên quan đã đồng hành, tạo mọi điều kiện thuận lợi cho việc Hội nghị được tổ chức thành công tốt đẹp.

Đặc biệt, trân trọng cảm ơn đến các tác giả các bài báo khoa học, các phản biện, các nhà khoa học, các cơ quan đồng nghiệp, các doanh nghiệp tài trợ đã có đóng góp quan trọng vì sự thành công chung của Hội nghị MEAE2021.

TM. BAN TỔ CHỨC



PGS.TS Khổng Cao Phong

MỤC LỤC

Numerical simulation method application in the design of a line-start permanent magnet synchronous motor	2
Do Nhu Y, Ngo Thanh Tuan, Ngo Xuan Cuong, Le Anh Tuan	
Tính dòng điện rò trong các mạng điện mô hình lò có sử dụng các bộ biến đổi bán dẫn ở chế độ quá trình quá độ	7
Kim Ngọc Linh, Nguyễn Thạc Khánh, Nguyễn Trường Giang, Kim Thị Cẩm Ánh	
Identification of Two-Mass Mechanical Systems by Using Fourier Interpolation	14
Thanh Loan Pham	
Đánh giá mức độ tiết kiệm vật liệu và hình dạng hợp lý ở một số chi tiết máy chịu tải trọng tĩnh	20
Phạm Tuấn Long	
Các phương pháp xử lý tín hiệu đo lường trước và sau bộ biến đổi ADC	24
Nguyễn Tiến Sỹ, Kim Thị Cẩm Ánh, Hà Thị Chúc	
Xây dựng bộ đo công suất ứng dụng cho các bài thí nghiệm, thực hành mạch điện xoay chiều của phòng thí nghiệm Kỹ thuật điện – Điện tử trường Đại học Mở - Địa chất	29
Nguyễn Trường Giang	
Tác động của mạng 5G đối với sự phát triển của tự động hóa và số hóa công nghiệp	34
Tống Ngọc Anh	
Nghiên cứu sự ảnh hưởng của các thông số hai tầng cánh đến hệ số công suất của tuabin gió trục ngang chong chóng kép	41
Đoàn Kim Bình, Bùi Minh Hoàng, Nguyễn Văn Tuệ, Nguyễn Sơn Tùng	



Nghiên cứu áp dụng công nghệ vòi phun khí – lỏng dành cho động cơ đốt trong.....	47
Nguyễn Sơn Tùng, Nguyễn Thanh Tuấn	
Đánh giá dung sai công suất của các tấm pin quang điện thương mại trong điều kiện vận hành thực tế	54
Ngô Xuân Cường, Đỗ Như Ý, Nguyễn Thị Hồng	
Chiến lược thích ứng công nghiệp dầu khí trong xu hướng chuyển dịch năng lượng và đề xuất định hướng phát triển ngành dầu khí việt nam	59
Nguyễn Trung Khương	
Xác định các tham số mô phỏng và xây dựng phòng thí nghiệm ảo cho máy biến áp ba pha.....	69
Ngô Xuân Cường	
Method of determination of PI controller parameter for DFIG wind generator.....	78
Nguyen Cong Cuong, Trinh Trong Chuong, Nguyen Anh Nghia	
Bảo vệ chống chạm đất một pha chọn lọc ứng dụng ic số logic.....	88
Đình Văn Thắng	
Hybrid FUZZY-PID controller for electric shovel EKG-8И hoisting motor.....	91
Hong Quan Luu, Cao Phong Khong	
Research on designing a detectable circuit of the earth- fault phase in order to enhance power supply reliability of the 6kV grid of open-pit mines, Quang Ninh area	100
Tran Quoc Hoan, Nguyen Anh Nghia, Ho Viet Bun	
Numerical Analysis of the Ground Vibration Isolation of Shock Wave Propagation under Blasting in NuiBeo mine, Quang Ninh.....	105
Dao Hieu, Dang Van Chi	



Development of a data acquisition system for Geography accident warning, Environment monitoring and Agroforestry decision-making assistant purpose.....	112
Thanh Loan Pham, Quang Duy Do Nguyen	
Trang bị điện khí nén cho cửa gió trong khai thác mỏ hầm lò.....	118
Đỗ Như Ý, Ngô Thanh Tuấn	
Tạo hình biên dạng rotor cho cặp rotor bơm thùy.....	123
Nguyễn Thanh Tùng, Phạm Đức Thiên, Trần Thế Văn, Nguyễn Hồng Phong	
Nghiên cứu, thiết kế mạch tăng áp DC/DC trong bộ nghịch lưu hòa lưới của hệ thống pin mặt trời.....	129
Nguyễn Đức Minh, Đỗ Như Ý, Trịnh Trọng Chương	
Phương pháp gia công bánh răng côn răng thẳng bằng kỹ thuật CAD/CAM/CNC.....	136
Trần Đức Huân, Nguyễn Thanh Tùng, Lê Thanh Tâm, Nguyễn Văn Minh, Nguyễn Văn Toại	
Nghiên cứu xây dựng phương trình xác định đường kính và vận tốc quay của đĩa chia liệu máy nghiền ly tâm va đập trực đứng.....	141
Nguyễn Khắc Lĩnh, Nguyễn Văn Xô, Nguyễn Đăng Tấn, Lê Thị Hồng Thắng	
Bàn về cơ chế bảo mật trong mạng IoT.....	148
Cung Quang Khang	
Control of Permanent Magnet Synchronous Motor for Traction Application of Electric Vehicles...	153
Nguyễn Chí Dũng, Uông Quang Tuyển	
A comparison study between the Craig - Bampton model reduction method and traditional finite element method for analyzing the dynamic behavior of vibrating structures.....	160
Kieu Duc Thinh, Trinh Minh Hoang, Nguyen The Hoang	



HỘI NGHỊ KHOA HỌC TOÀN QUỐC VỀ CƠ KHÍ – ĐIỆN – TỰ ĐỘNG HÓA
(MEAE2021)



Nghiên cứu, tính toán dòng chảy thủy lực qua van phân phối điều khiển cột chống mỏ hầm lò.....	167
Nguyễn Đăng Tấn, Nguyễn Khắc Lĩnh, Lê Thị Hồng Thắng, Nguyễn Văn Xô	
Ứng dụng bộ lọc Kalman để xử lý tín hiệu từ cảm biến độ ẩm soil moisture.....	173
Đặng Văn Chí	
Thiết kế bộ điều khiển PID tự chỉnh mờ để ổn định mức nước bao hơi – Công ty cổ phần nhiệt điện Quảng Ninh.....	179
Đặng Văn Chí, Nguyễn An Đông, Nguyễn Đình Thống, Uông Quang Tuyến	
Phương pháp xây dựng bộ điều khiển pid số trong công nghiệp.....	186
Nguyễn Đức Khoát, Phạm Minh Hải	
Decision support system for small hydropower systems.....	193
Thuy HA VAN, Tuan HA NGOC, Khoat NGUYEN DUC	
Kalman Filter and MPU6050 Sensor in Positioning Issue for one-axis Solar Tracking System.....	200
Dao Hieu, Khong Cao Phong	
Nghiên cứu số về khả năng cách nhiệt của buồng cứu sinh mỏ có kết cấu ốc xít nhôm xốp.....	207
Trần Ngọc Minh, Trần Đức Huân, Nguyễn Quốc Việt	
Đẩy mạnh hoạt động nghiên cứu thiết kế, chế tạo các thiết bị điện phòng nổ phục vụ khai thác than hầm lò.....	214
TS. Đỗ Trung Hiếu, ThS. Phạm Văn Hiếu	
Kết quả ứng dụng các giải pháp tự động hóa của Viện Cơ khí năng lượng và Mỏ - Vinacomin phục vụ đề án Tin học hóa – Tự động hóa của tập đoàn TKV.....	218
ThS. Phạm Văn Hiếu	



HỘI NGHỊ KHOA HỌC TOÀN QUỐC VỀ CƠ KHÍ – ĐIỆN – TỰ ĐỘNG HÓA
(MEAE2021)



Kết quả thực hiện nhiệm vụ đổi mới và hiện đại hóa công nghệ trong ngành công nghiệp khai khoáng giai đoạn 2010-2020 định hướng đến năm 2025 của Viện Cơ khí Năng lượng và Mỏ - Vinacomin 225

TS. Đỗ Trung Hiếu, TS. Lê Thùy Dương

Nghiên cứu các yếu tố ảnh hưởng đến mòn gối trượt dẫn hướng máy khâu than trong khai thác than hầm lò vùng Quảng Ninh..... 228

NCS. Lê Văn Lợi, GS.TS. XuPing, GS.TS. YuYingHua=², TS. ShenJiaXing

Mô hình điều khiển số một quá trình sản xuất..... 237

Đinh Văn Thắng

Using hydrostatic drive system for low operation pressure gas meter calibrator 244

Son Tung Nguyen, Kim Binh Doan, Thuy Pham Thi

Design, make and install a test-rig for testing 660V/1140V earth leakage protective device..... 253

Nguyen Thac Khanh, Kim Ngoc Linh, Nguyen Truong Giang, Bui Minh Dinh

Numerical simulation method application in the design of a line-start permanent magnet synchronous motor

Do Nhu Y¹, Ngo Thanh Tuan¹, Ngo Xuan Cuong^{*2}, Le Anh Tuan³

¹ Department of Electrical and Electronic Engineering, Faculty of Mechanical and Electrical Engineering, University of Mining and Geology

² School of Engineering and Technology, Hue University

³ Faculty of Electrical Engineering, Hanoi University of Industry

ARTICLE INFO

ABSTRACT

Article history:

Received 15th Jun 2021

Accepted 16th Aug 2021

Available online 19th Dec 2021

Keywords:

synchronous motors,
permanent-magnet, ANSYS
Maxwell software

Saving energy is quickly becoming an unavoidable issue for countries all over the world. One of the most important requirements for sustainable development is the efficient and economical use of energy. The electromechanical conversion stage consumes the most power of any stage of electricity use, accounting for more than 70 percent of total power consumption. High-performance motors, such as synchronous motors with permanent-magnet squirrel-cage rotors (PMSM), are becoming increasingly popular and used to reduce power consumption for electromechanical conversion. Because of the complicated structure of the PMSM, designing by an analytical method with low accuracy reduces motor efficiency, so it is critical to research, design, and innovate technology to improve engine performance. The article's content discusses the use of numerical simulation methods in the design of PMSM, replacing the traditional analytical method and thus improving the efficiency of motor design.

Copyright © 2021 Hanoi University of Mining and Geology. All rights reserved.

1. Introduction

Nowadays, energy saving is becoming an important issue for countries all over the world. Economical and efficient energy use is one of the most important requirements for sustainable development in order to deal with the risk of depletion of fossil fuel sources and the harmful effects of pollution on the environment. The electric motor consumes the most electricity of any electrical appliance, accounting for roughly 70% of total grid power [1].

The IEC60034-30 standard divides motor efficiency into five categories: IE1-Standard Efficiency, IE2-High Efficiency, IE3-Premium

Efficiency, IE4-Super Premium Efficiency, and IE5-Ultra Premium Efficiency. Induction motors (IM) are widely used in the market today, but increasing their efficiency to IE3 or IE4 according to IEC60034-30 is extremely difficult [3-2]. A line-start permanent-magnet synchronous motor (LSPMSM) is an energy-saving alternative to the IM motor [3-5].

The rotor losses of the IM account for about 20% of the total losses, the LSPMSM have no rotor losses [5-6]. Also the loss on the LSPMSM is greatly reduced due to the reduction of the motor's magnetizing current. Therefore, LSPMSM has high efficiency reaching IE3, which can go up

to super high efficiency IE4 with power from 0.55kW to 7.5kW [6-7].

To ensure the high performance of the LSPMSM, the calculation and design of the motor plays a very important role [7-8]. With traditional electrical machine design tools using analytic formulas with many coefficients of experience, making the motor error large, many parameters selected are not optimal ... leading to reduced motor efficiency. To overcome the limitations of the analytical method, this paper presents a finite element method (FEM) combined with numerical simulation on ANSYS Maxwell software to calculate the electromagnetic analysis in LSPMSM, thereby optimizing the magnetic circuit design of the motor. This is a modern new method with high accuracy, which helps to determine the magnetic field distribution in space and is applicable to all structures of magnetic circuits and even in the mode of magnetic circuits saturated with magnetic circuits [8].

The content of the article presents the use of numerical simulation method using FEM in calculating and designing LSPMSM motors. The research results lead to a useful solution in calculating and optimizing the design parameters of the motor in order to reduce design errors, thereby improving the performance of the LSPMSM.

2. Stationary magnetic field with FEM

Magnetic field distribution in the magnetic circuit and the space around the electromagnetic device is the solution of the Poisson equation written for the electromagnetic field of the electric motor model. This model is based on the Maxwell-Ampere law. According to the Maxwell - Faraday equation written for the case of an electric motor at steady state as follows [8]:

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{j} \quad (1)$$

where: \vec{j} - current density flowing in an electromagnet coil, A/m²; \vec{H} - magnetic field strength, H/m.

Magnetic field strength \vec{H} is related to the magnetic flux density \vec{B} as the expression:

$$\vec{B} = \mu_0 \mu_r \vec{H} \quad (2)$$

where: μ_0 - magnetic permeability in a classical vacuum; μ_r - the relative permeability of the medium.

In the electromagnetic field, \vec{B} is calculated through the magnetic potential \vec{A} :

$$\vec{B} = \nabla \times \vec{A} \quad (3)$$

Substituting (2) and (3) into (1), we get the following equation:

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu_0 \mu_r} \nabla \times \vec{A} \right) = \vec{j} \quad (4)$$

Equation (4) has the general form of Poisson's equation, can be interpreted in the analytical model corresponding to the coordinate system Oxyz as follows:

$$\frac{1}{\mu_0 \mu_r} \left(\frac{\partial^2 A}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 A}{\partial z^2} \right) + J = 0 \quad (5)$$

Solve (5), find \vec{A} , then based on (2) and (3) to calculate the magnetic flux density B and the magnetic field strength H as follows:

$$\vec{B} = B_x \vec{i} + B_y \vec{j} + B_z \vec{k} = \left(\frac{\partial A_z}{\partial y} - \frac{\partial A_y}{\partial z} \right) \vec{i} + \left(\frac{\partial A_x}{\partial z} - \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) \vec{j} + \left(\frac{\partial A_y}{\partial x} - \frac{\partial A_x}{\partial y} \right) \vec{k} \quad (6)$$

The voltage applied to the coil terminals and the DC resistance of the coil, the current density can be determined from the equations:

$$U = R_{dc} i + L \frac{di}{dt}; I_{dc} = \frac{U}{R_{dc}} \quad (7)$$

where: U - voltage applied to the coil terminals; R_{dc} - DC resistance of the coil; L- coil inductance; I_{dc} - current in the coil; S_{dq} - coil cross-section.

FEM is a technique for solving equation (5) to determine the magnetic potential \vec{A} , then calculate the magnetic flux density \vec{B} and magnetic field strength \vec{H} according to formulas (3) and (2), thereby determining the magnetic field distribution in space with high accuracy. From there, it will be of great help to the designer and operator in adjusting the parameters of the electromagnetic mechanism of the machine, to optimize the distribution of the magnetic field in space to improve the operating efficiency of the machine. FEM consists of 4 basic steps as follows:

- Discrete the analytical domain into elements. Elements are linked together to form a mesh.
- Choose the membership function and approximate the solution on each element.

- Concatenate all elements in the analytical domain to obtain the system matrix.
 - Solve the system matrix by iterative method.
- To calculate according to FEM requires the support of digital computers and software programs written on the mathematical foundation of FEM.

3. Optimization of LSPMSM design using FEM numerical simulation method

The LSPMSM is a hybrid motor with three-phase windings distributed in the stator tracks (similar to an IM), the rotor of the motor uses a squirrel cage and is fitted with a permanent magnet, shown in Figure 1 [10].



Figure 1. LSPMSM

LSPMSM can be started directly without using controller, after starting the motor will work at synchronous speed with high torque, low inertia. Depending on the arrangement of the permanent magnets on the rotor, there will be different rotor configurations.

The motor selected for design simulation is a 3-phase type and has typical specifications: Nominal power $P_n = 15\text{kW}$; $n_n = 3000$ (rpm); $U_n = 660/1140$ (V), type 2P. In order to perform the simulation of the optimal design of the LSPMSM, perform the calculation of the initial motor parameters with the calculation results given in Table 1.

Table 1. Calculation results of motor parameters
 $P_n = 15\text{kW}$

NHẬP DỮ LIỆU		Kích thước khuôn stator		RANH STATOR					RANH ROTOR						
Pdm	15 kW	x	2,5 cm	1	2	3	4	5	1	2	3	4	5	6	7
Udm	660 V	Lb	22 cm	hr1	2,45 cm	hr2	2,67 cm		b01	0,3 cm	b02	0,1 cm			
hdsdm	88 %	Tey	22,2 cm	bo1	0,05 cm	bo2	0,05 cm		ho1	0,531 cm	ho2	0,132 cm			
cosdm	0,88	fd	5,5 cm	bo1	0,05 cm	bo2	0,05 cm		ho1	0,531 cm	ho2	0,132 cm			
ndb	3000 v/gph	Cb	97,9 cm	b11	0,68 cm	b21	0,75 cm		sr1	193,65 mm2	sr2	136,91 mm2			
f	50 Hz	Rlr	25,44 cm	b12	0,98 cm	b22	0,3 cm		so1	0,53 T	so2	0,134 T			
m		Loại dòng cơ		bo		bo			so		so				
ikdm				bo		bo			so		so				
Delta	19,951 do C	av	2,8 cm												
2p	2 Cực	bv	2,3 cm												
Z1	36 rãnh	Dv	12 cm												
Z2	72 rãnh														

Result of circuit parameter design from stator steel foil and motor rotor $P_n = 15\text{kW}$; $n_n = 3000$ (rpm), $U_n = 660/1140$ (V) type 2P shown in Figure 2 and Figure 3.

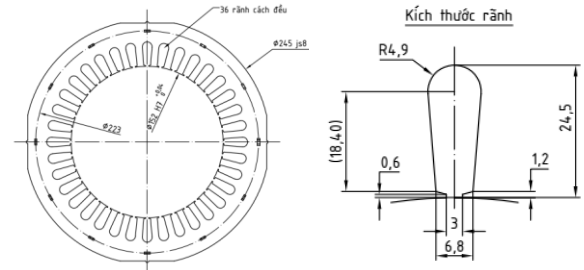


Figure 2. Dimensions of stator

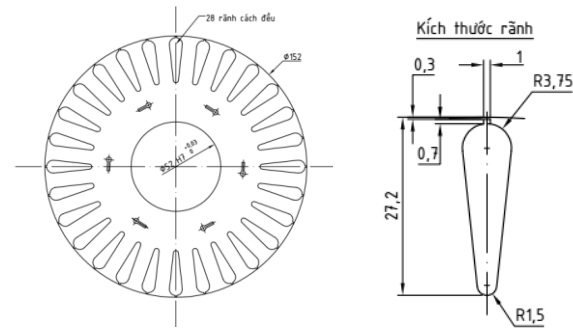


Figure 3. Dimensions of the rotor

In order to have the optimal design of the permanent magnets on the rotor circuit, different layout options are offered, then analysis and selection of the optimal design options are available. For LSPMSM $P_n = 15\text{kW}$ type 2P permanent magnets placed on two symmetrical sides, offering two layout options as follows:

- Option 1: U-shaped permanent magnets is arranged from three segments forming;
- Option 2: permanent magnets in the shape of a horseshoe (C-shaped) are arranged

Simulation results of electromagnetic field distribution, conductor current and LSPMSM speed response of the two options are shown in Figures 4, 5 and 6.

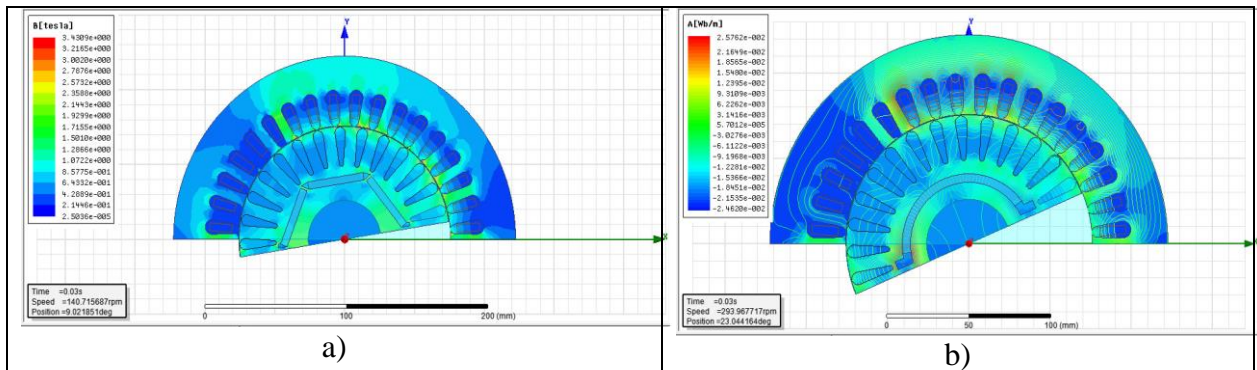


Figure 4. Electromagnetic field distribution in the magnetic circuit of the LSPMSM
a- Structure of U-shaped permanent magnets; b- Structure of C-shaped permanent magnets

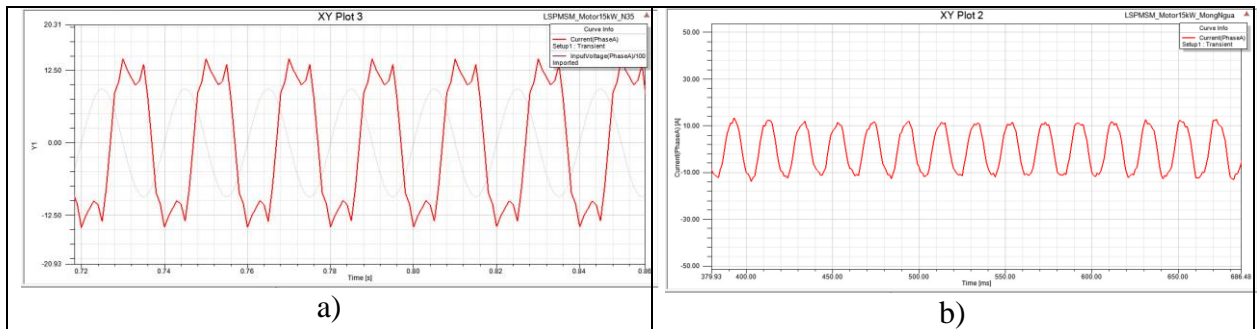


Figure 5. Current on the stator winding of the LSPMSM
a- Structure of U-shaped permanent magnets; b- Structure of C-shaped permanent magnets

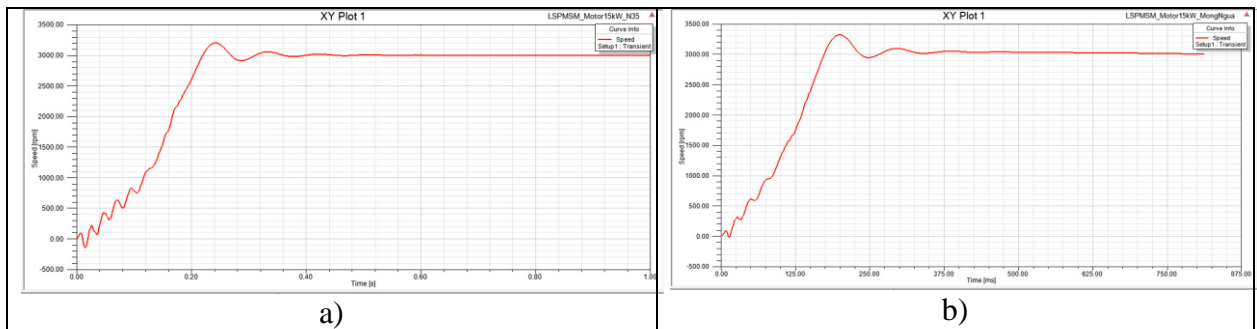


Figure 6. Speed response of LSPMSM
a- Structure of U-shaped permanent magnets; b- Structure of C-shaped permanent magnets

Numerical simulation results by FEM show that both layout options allow the motor to start automatically. However, the U-shaped layout plan has a strong distribution of electromagnetic fields in the motor, making the starting time long. At that

time, the current on the winding is nonlinear, causing the starting torque to vibrate, speed response is slower the motor vibrates more during starting. Thus, the C-shaped permanent magnets arrangement on the rotor of LSPMSM

gives better results in terms of electromagnetic and mechanical parameters of the motor than the U-shaped permanent magnets arrangement, it have better performance and working characteristics.

4. Conclusion

The application of modern numerical simulation methods to the calculation and design of electrical equipment in general as well as LSPMSM helps designers to quickly calculate parameters with small errors, optimize the design plan. These modern design tools lead to faster, more accurate, and less error-prone design results, enhancing the design and manufacturing capabilities of electrical machines. In addition, it is possible to survey the electromechanical parameters and investigate the electromagnetic characteristics inside the motor. This will help the designer be able to come up with options to change the design parameters to improve the electromagnetic field distribution in the motor optimally to improve the quality of the designed motor.

Acknowledgments

This work was supported by a grant from the Scientific Research Project under the CNKK program code: 012.2021.CNKK.QG.

References

1. TSKH Nguyễn Văn Bình (2020). Định hướng chiến lược phát triển năng lượng Quốc gia của Việt Nam đến năm 2030 tầm nhìn 2045. NXB Đại học kinh tế Quốc dân.
2. IEC 60034-30-1 standard on efficiency classes for low voltage AC motors.
3. Lê Anh Tuấn, Phạm Văn Cường, Nguyễn Thị Minh Hiền, Vũ Thị Kim Nhị (2019). *Nghiên cứu ảnh hưởng của nhiệt độ đến khả năng khởi động của động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu khởi động trực tiếp*. Journal of science & technology, số 55. P.16-19.

4. Michael J. Melfi Stephen D. Umans Judith E. Atem (2014). Viability of highly efficient multi-horsepower line-start permanent-magnet motors. Petroleum and Chemical Industry Technical Conference, Record of Conference Papers Industry Applications Society 60th Annual IEEE, pp. 1-10.

5. A. Hassanpour Isfahani, S. Vaez-Zadeh, M. A. Rahman (2011) *Evaluation of Synchronization Capability in Line Start Permanent Magnet Synchronous Motors*. Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), 2011 IEEE International, pp. 1346 – 1350.

6. Aliabad, A.D., Mirsalim, M. and Ershad, N.F. (2010) Line-Start Permanent-Magnet Motors Significant Improvements in Starting Torque, Synchronization, and SteadyState Performance, Magnetics, IEEE Transactions on, Volume:46, Issue:12, pp. 4066 – 4072.

7. Optimal Rotor Design of Line Start Permanent Magnet Synchronous Motor by Genetic Algorithm.

8. Đỗ Như Ý, Ứng dụng phương pháp phần tử hữu hạn trong thiết kế chế tạo máy tuyển từ tại các nhà máy tuyển than, Khoa học công nghệ mỏ, 2020.

9. Rong-Jie Wang, Jean-Pierre Els and Albert Sorgdrager (2014) *A study of rotor topologies of line start PM motors for cooling fan applications*. Proceedings of the 22nd South African Universities Power Engineering Conference, 2014, pp. 1-6.

10. Vera Elistratova, Optimal design of line-start permanent magnet synchronous motors of high efficiency. Electric power. Ecole Centrale de Lille, 2015.

11. A. H. Isfahani, S. V. Zadeh, 2009. Line Start Permanent Magnet Synchronous Motors: Challenges and Opportunities. ScienceDirect, Energy, Vol. 34, Iss. 11, November 2009, pp. 1755-1763.

Tính dòng điện rò trong các mạng điện mở hàm lò có sử dụng các bộ biến đổi bán dẫn ở chế độ quá trình quá độ

Kim Ngọc Linh^{1,*}, Nguyễn Thạc Khánh¹, Nguyễn Trường Giang¹, Kim Thị Cẩm Ánh¹

¹ Khoa Cơ Điện, Trường Đại học Mở - Địa chất

THÔNG TIN BÀI BÁO

Quá trình:

Nhận bài 15/6/2021
Chấp nhận 17/8/2021
Đăng online 20/12/2021

Từ khóa:

Dòng điện rò; mạng điện mở; biến đổi bán dẫn; quá trình quá độ, sơ đồ tương đương.

TÓM TẮT

Mạng điện có sử dụng các bộ biến đổi bán dẫn (mạng hỗn hợp) ngày càng được sử dụng nhiều trong các mỏ hàm lò vùng Quảng Ninh. Để có thể lựa chọn được những giải pháp hạn chế hiệu quả dòng điện rò trong các mạng điện này cần phải biết được đặc điểm của dòng rò phát sinh trong đó. Bài báo trình bày kết quả xây dựng các biểu thức tính dòng điện rò trong các mạng điện mở hỗn hợp ở chế độ quá trình quá độ. Với kết quả nhận được, lần đầu tiên quy luật biên thiên của dòng điện rò khi có rò một pha từ phần mạch xoay chiều tần số công nghiệp và rò ở phần mạch một chiều của một mạng điện mở hỗn hợp được mô tả ở dạng giải tích. Các biểu thức này có tính tổng quát vì cho phép tính được dòng điện rò ở cả chế độ xác lập và chế độ quá trình quá độ. Kết quả nghiên cứu này còn có thể áp dụng để tính toán dòng điện rò trong các mạng điện đơn và hỗn hợp không nối đất khác (mạng AC IT, DC IT và AC/DC IT).

Copyright © 2021 Trường Đại học Mở - Địa chất. Tất cả các quyền được bảo đảm.

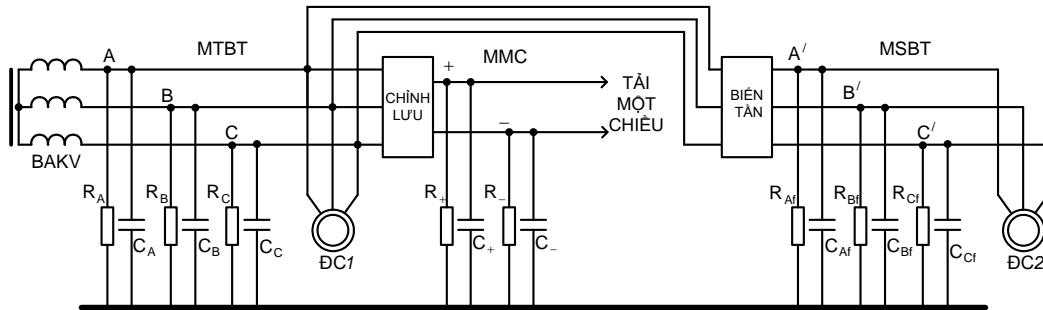
1. Mở đầu

Trong các tài liệu (Kim Ngọc Linh, 2018; Kim Ngọc Linh và nnk, 2020), đã trình bày các kết quả nghiên cứu tính dòng điện rò trong các mạng điện mở có chứa các bộ biến đổi (mạng điện mở hỗn hợp). Các biểu thức xây dựng được cho phép tính toán dòng điện rò khi phát sinh rò ở phần mạng trước biến tần, phần mạng sau biến tần và phần mạch điện một chiều của một mạng điện mở hỗn hợp ở chế độ xác lập. Thực tế, trong nhiều trường hợp cần phải biết rõ tính chất quá trình quá độ của dòng điện rò, ví dụ như khi cần chọn thời gian trễ của rơle bảo vệ rò, tính điện lượng qua người để xác định điều kiện an toàn điện giật của mạng v.v... Mặc dù vậy, vấn đề nghiên cứu tính dòng điện rò

trong các mạng điện mở hỗn hợp ở chế độ quá trình quá độ còn ít được quan tâm và cho đến nay vẫn chưa có kết quả nào được công bố. Bài báo này trình bày kết quả nghiên cứu của chúng tôi về tính dòng điện rò ở phần mạch xoay chiều tần số công nghiệp và phần mạch một chiều của một mạng điện mở hỗn hợp ở chế độ quá trình quá độ.

2. Kết quả nghiên cứu

Với giả thiết mạng có thông số tập trung, bỏ qua trở kháng của biến áp và cáp và không tính đến trở kháng cách điện giữa các pha của mạng, sơ đồ tương đương về phương diện an toàn điện giật cho mạng điện mở hàm lò có sử dụng các bộ biến đổi bán dẫn (mạng hỗn hợp) như hình 1 (Petrichencô A.A., 2017; Kim Ngọc Linh, 2019).

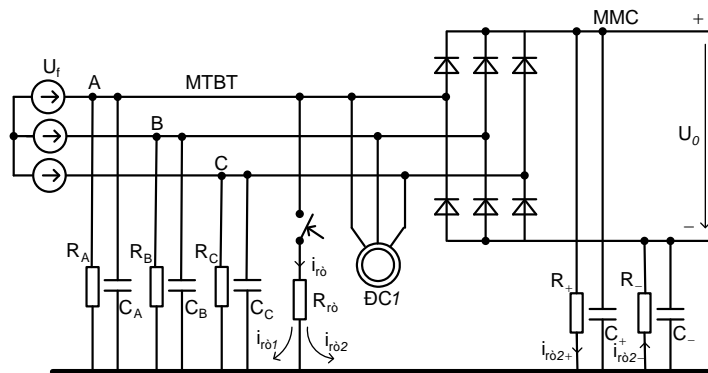


Hình 1. Sơ đồ tương đương về phương diện an toàn điện giật của mạng điện mở hỗn hợp

Trong sơ đồ hình 1 ký hiệu $R_A, R_B, R_C, C_A, C_B, C_C$ là điện trở cách điện và điện dung các pha so với đất của phần mạng xoay chiều trước biến tần (MTBT); $R_{Af}, R_{Bf}, R_{Cf}, C_{Af}, C_{Bf}, C_{Cf}$ là điện trở cách điện và điện dung các pha so với đất của phần mạng xoay chiều sau biến tần (MSBT); R_+, R_-, C_+, C_- là điện trở cách điện và điện dung giữa cực dương (+) và cực âm (-) so với đất của phần mạng một chiều (MMC).

2.1 Tính dòng điện rò khi có rò ở phần mạch xoay chiều tần số công nghiệp

Với giả thiết phần mạch chỉnh lưu được mắc trực tiếp không qua biến áp và bỏ qua ảnh hưởng do trở kháng cách điện của phần mạng sau biến tần, sơ đồ tính toán dòng điện rò khi chạm vào một pha phần mạch điện xoay chiều tần số công nghiệp (MTBT) của mạng điện mở hỗn hợp như hình 2 (Kim Ngọc Linh, 2020).



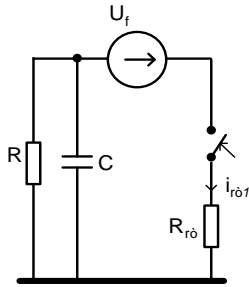
Hình 2. Sơ đồ tính dòng điện rò khi có rò một pha phần mạch điện xoay chiều

Trong sơ đồ hình 2 ký hiệu R_{r0} là điện trở rò; U_f là điện áp pha cuộn thứ cấp của máy biến áp khu vực; U_0 là trị số trung bình của điện áp chỉnh lưu cầu ba pha ($U_0 \approx 2,34U_f$).

Khi có rò một pha, dòng i_{r0} qua điện trở rò R_{r0} sẽ gồm hai thành phần: Thành phần dòng xoay chiều i_{r01} gây bởi điện trở và điện dung cách điện của phần mạch xoay chiều MTBT và thành phần dòng một chiều i_{r02} có trị số tùy thuộc vào sự mất đối xứng điện trở cách điện của phần mạch điện một chiều MMC.

- Tính dòng điện rò xoay chiều i_{r01} :

Sơ đồ tương đương để tính dòng điện rò i_{r01} như hình 3.


 Hình 3. Sơ đồ tương đương tính dòng rò i_{r01}

Trong sơ đồ hình 3 ký hiệu R là điện trở cách điện tương đương so với đất của phần mạch xoay chiều MTBT ($R=R_A//R_B//R_C$), C là điện dung tương đương của MTBT so với đất ($C=C_A+C_B+C_C$).

Giả thiết điện áp pha cuộn thứ cấp của biến áp có dạng $u_f = \sqrt{2}U_f \sin(\omega t + \psi)$ suy ra: Trị số dòng điện rò ở thời điểm $t=0$:

$$i_{r01}(0) = \frac{\sqrt{2}U_f \sin \psi}{R_{r0}}$$

Thành phần xác lập của dòng điện rò:

$$i_{r0x1} = \sqrt{2}U_f \frac{\sqrt{R^2 + X_C^2}}{\sqrt{R^2 R_{r0}^2 + X_C^2 (R + R_{r0})^2}} \sin(\omega t + \psi - \varphi)$$

với $\varphi = \arctg \frac{-R^2 X_C}{R^2 R_{r0} + X_C^2 (R + R_{r0})}$, $X_C = 1/\omega C$

Thành phần tự do của dòng điện rò:

$$i_{r0td1} = A \exp(-t/\tau)$$

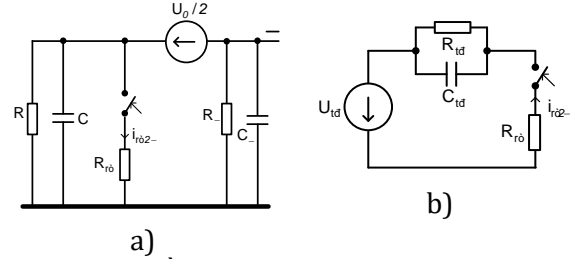
với $\tau = R_{td}C = RR_{r0}C/(R + R_{r0})$

Xếp chồng kết quả và thay sơ kiện cuối cùng có được thành phần xoay chiều của dòng điện rò i_{r01} có dạng:

$$i_{r01} = \sqrt{2}U_f \frac{\sqrt{R^2 + X_C^2}}{\sqrt{R^2 R_{r0}^2 + X_C^2 (R + R_{r0})^2}} \sin(\omega t + \psi - \varphi) + \sqrt{2}U_f \left[\frac{\sin \psi}{R_{r0}} - \frac{\sqrt{R^2 + X_C^2}}{\sqrt{R^2 R_{r0}^2 + X_C^2 (R + R_{r0})^2}} \sin(\psi - \varphi) \right] \exp(-t/\tau) \quad (1)$$

• Tính dòng điện rò một chiều i_{r02} :

Dòng điện rò i_{r02} gồm hai thành phần. Thành phần i_{r02-} do sơ đồ ba van cực tính âm so với đất gây ra và thành phần i_{r02+} do sơ đồ ba van cực tính dương so với đất gây ra. Sơ đồ tương đương để tính thành phần i_{r02-} của dòng rò một chiều nêu trên hình 4a.


 Hình 4. Sơ đồ tương đương tính dòng rò i_{r02} .

Từ sơ đồ hình hình 4a suy ra có

$$U_C(+0) = U_C(-0) = U_0 R / 2(R + R_-)$$

Vậy dòng điện rò tại thời điểm $t=0$:

$$i_{r02-}(0) = U_C(+0) / R_{r0} = U_0 R / 2R_{r0}(R + R_-)$$

Áp dụng phương pháp nguồn tương đương có sơ đồ tính dòng điện rò i_{r02-} như hình 4b.

Trong sơ đồ có $U_{td} = U_0 R / 2(R + R_-)$;

$$R_{td} = (R // R_-) = RR_- / (R + R_-);$$

$$C_{td} = (C // C_-) = C + C_-.$$

Từ sơ đồ hình 4b tính được thành phần xác lập của dòng điện rò:

$$i_{r0x2-} = \frac{U_{td}}{R_{td} + R_{r0}} = \frac{U_0 R / 2(R + R_-)}{RR_- / (R + R_-) + R_{r0}} = \frac{U_0 R}{2(RR_- + RR_{r0} + R_- R_{r0})}$$

Thành phần tự do của dòng điện rò:

$$i_{r0td2-} = A_2 \exp(pt) = A_2 \exp(-t/\tau_{2-}),$$

với $\tau_{2-} = \frac{RR_- R_{r0} (C + C_-)}{RR_- + RR_{r0} + R_- R_{r0}}$

Xếp chồng kết quả và thay sơ kiện cuối cùng tính được dòng rò quá trình quá độ i_{r02-} :

$$i_{r02-} = \frac{U_0 R}{2(RR_- + RR_{r0} + R_- R_{r0})} \left[1 + \frac{RR_-}{(R + R_-)R_{r0}} \exp(-t/\tau_{2-}) \right] \quad (2)$$

Một cách tương tự tính được thành phần i_{r02+} của dòng điện rò một chiều:

$$i_{r02+} = \frac{U_0 R}{2(RR_+ + RR_{r0} + R_+ R_{r0})} \left[1 + \frac{RR_+}{(R + R_+)R_{r0}} \exp(-t/\tau_{2+}) \right] \quad (3)$$

với $\tau_{2+} = \frac{RR_+ R_{r0} (C + C_+)}{RR_+ + RR_{r0} + R_+ R_{r0}}$

Từ (2) và (3) suy ra dòng rò một chiều $i_{r02} = i_{r02-} - i_{r02+}$ bằng:

$$i_{r02} = \frac{U_0 R}{2(RR_- + RR_{r0} + R_- R_{r0})} \left[1 + \frac{RR_-}{(R + R_-)R_{r0}} \exp(-t/\tau_{2-}) \right] - \frac{U_0 R}{2(RR_+ + RR_{r0} + R_+ R_{r0})} \left[1 + \frac{RR_+}{(R + R_+)R_{r0}} \exp(-t/\tau_{2+}) \right] \quad (4)$$

Từ các biểu thức (1) và (4) tính được dòng rò tổng bằng:

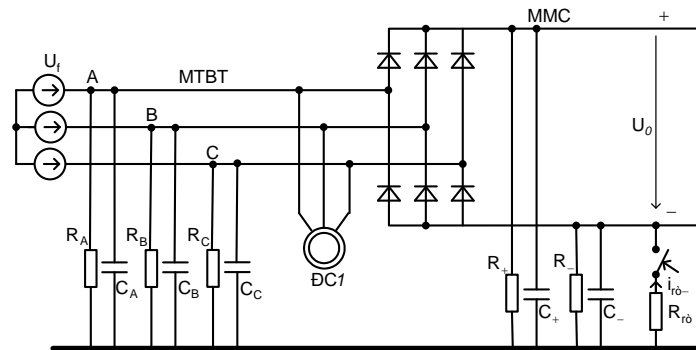
$$i_{r0} = \sqrt{2}U_f \frac{\sqrt{R^2 + X_C^2}}{\sqrt{R^2 R_{r0}^2 + X_C^2 (R + R_{r0})^2}} \sin(\omega t + \psi - \phi) + \sqrt{2}U_f \left[\frac{\sin \psi}{R_{r0}} - \frac{\sqrt{R^2 + X_C^2}}{\sqrt{R^2 R_{r0}^2 + X_C^2 (R + R_{r0})^2}} \sin(\psi - \phi) \right] \exp(-t/\tau) + \frac{U_0 R}{2(RR_- + RR_{r0} + R_- R_{r0})} \left[1 + \frac{RR_-}{(R + R_-)R_{r0}} \exp(-t/\tau_{2-}) \right] - \frac{U_0 R}{2(RR_+ + RR_{r0} + R_+ R_{r0})} \left[1 + \frac{RR_+}{(R + R_+)R_{r0}} \exp(-t/\tau_{2+}) \right] \quad (5)$$

2.2 Tính dòng điện rò phần mạch một chiều

a. Tính dòng điện rò khi bị rò dây âm

Xét trường hợp mạng điện mô hỗn hợp có chứa phụ tải một chiều (hoặc mạng không có phụ tải một chiều nhưng phần chỉnh lưu và phần nghịch lưu trong bộ biến tần có khoảng cách đáng kể), với giả thiết phần mạch chỉnh lưu

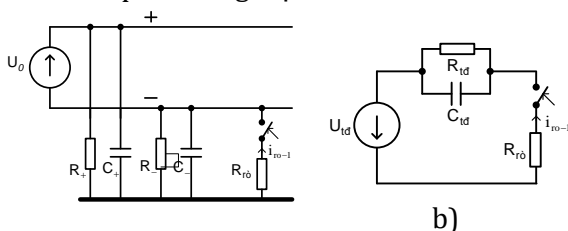
được mắc trực tiếp không qua biến áp và bỏ qua ảnh hưởng do trở kháng cách điện của phần mạch sau biến tần, sơ đồ tính toán dòng điện rò khi chạm vào dây âm phần mạch điện một chiều của mạng điện mô hỗn hợp như hình 5 (Kim Ngọc Linh, 2019).



Hình 5. Sơ đồ tính toán dòng điện rò quá trình quá độ khi chạm vào dây âm

Dòng điện rò i_{r0-} gồm thành phần dòng i_{r0-1} do nguồn điện áp cực tính âm của nguồn một chiều so với đất gây ra và thành phần dòng i_{r0-2} do sơ đồ ba van (cực tính âm) so với đất gây ra (thành phần i_{r0-2} chỉ tồn tại khi kể đến điện trở và điện dung cách điện của phần mạch trước biến tần).

Từ sơ đồ hình 5, có sơ đồ tương đương để tính thành phần dòng điện rò i_{r0-1} như hình 6a.



a)

Hình 6. Sơ đồ tính i_{r0-1} khi chạm vào dây âm

Từ sơ đồ hình 6a suy ra theo luật đóng mở tụ điện có $U_{C-}(+0) = U_{C-}(-0) = U_0 R_- / (R_+ + R_-)$

Vậy dòng điện rò tại thời điểm $t=0$:

$$i_{r0-1}(0) = U_{C-}(+0) / R_{r0} = U_0 R_- / R_{r0} (R_+ + R_-)$$

Áp dụng phương pháp nguồn tương đương có sơ đồ tính toán dòng rò i_{r0-1} như hình 6b. Trong đó $U_{td} = U_0 R_- / (R_+ + R_-)$; $R_{td} = R_+ R_- / (R_+ + R_-)$; $C_{td} = C_+ + C_-$

Từ sơ đồ hình 6b tính được thành phần xác lập của dòng điện rò:

$$i_{\text{roxl-1}} = \frac{U_{\text{td}}}{R_{\text{td}} + R_{\text{rò}}} = \frac{U_0 R_- / (R_+ + R_-)}{R_+ R_- / (R_+ + R_-) + R_{\text{rò}}} = \frac{U_0 R_-}{R_+ R_- + R_+ R_{\text{rò}} + R_- R_{\text{rò}}}$$

Thành phần tự do của dòng điện rò:

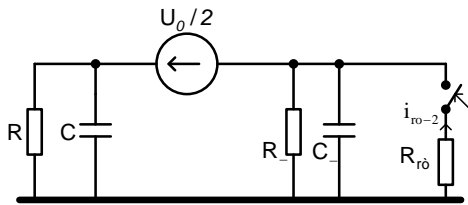
$$i_{\text{rotd-1}} = A_1 \exp(pt) = A_1 \exp(-t/\tau_{-1}),$$

$$\text{với } \tau_{-1} = \frac{R_+ R_- R_{\text{rò}} (C_+ + C_-)}{R_+ R_- + R_+ R_{\text{rò}} + R_- R_{\text{rò}}}$$

Xếp chồng kết quả và thay sơ kiện cuối cùng có kết quả dòng rò quá trình quá độ:

$$i_{\text{ro-1}} = \frac{U_0 R_-}{R_+ R_- + R_+ R_{\text{rò}} + R_- R_{\text{rò}}} \left[1 + \frac{R_+ R_-}{(R_+ + R_-) R_{\text{rò}}} \exp(-t/\tau_{-1}) \right] \quad (6)$$

Sơ đồ tương đương để tính thành phần dòng điện rò $i_{\text{ro-2}}$ do sơ đồ ba van cực tính âm so với đất tạo nên (thành phần dòng điện rò khi tính đến điện trở và điện dung cách điện của phần mạch trước biến tần) như hình 7.



Hình 7. Sơ đồ tính $i_{\text{ro-2}}$ khi chạm vào dây âm

Trong sơ đồ hình 7 có R và C là điện trở cách điện và điện dung tổng của phần mạch trước biến tần so với đất ($R=R_A//R_B//R_C$, $C=C_A//C_B//C_C$).

Từ sơ đồ hình 7 suy ra có

$$U_{C_-}(+0) = U_{C_-}(-0) = U_0 R_- / 2(R + R_-)$$

Vậy dòng điện rò tại thời điểm $t=0$:

$$i_{\text{ro-2}}(0) = U_{C_-}(+0) / R_{\text{rò}} = U_0 R_- / 2R_{\text{rò}} (R + R_-)$$

Áp dụng phương pháp nguồn tương đương có sơ đồ tính toán dòng điện rò $i_{\text{ro-2}}$ tương tự như hình 6b, trong đó $U_{\text{td}} = U_0 R_- / 2(R + R_-)$; $R_{\text{td}} = RR_- / (R + R_-)$; $C_{\text{td}} = C + C_-$.

Tính thành phần xác lập của dòng điện rò từ sơ đồ tương đương:

$$i_{\text{roxl-2}} = \frac{U_{\text{td}}}{R_{\text{td}} + R_{\text{rò}}} = \frac{U_0 R_- / 2(R + R_-)}{RR_- / (R + R_-) + R_{\text{rò}}} = \frac{U_0 R_-}{2(RR_- + RR_{\text{rò}} + R_- R_{\text{rò}})}$$

Thành phần tự do của dòng điện rò:

$$i_{\text{rotd-2}} = A_2 \exp(pt) = A_2 \exp(-t/\tau_{-2}),$$

$$\text{với } \tau_{-2} = \frac{RR_- R_{\text{rò}} (C + C_-)}{RR_- + RR_{\text{rò}} + R_- R_{\text{rò}}}$$

Xếp chồng kết quả và thay sơ kiện cuối cùng có kết quả dòng rò quá trình quá độ:

$$i_{\text{ro-2}} = \frac{U_0 R_-}{2(RR_- + RR_{\text{rò}} + R_- R_{\text{rò}})} \left[1 + \frac{RR_-}{(R + R_-) R_{\text{rò}}} \exp(-t/\tau_{-2}) \right] \quad (6)$$

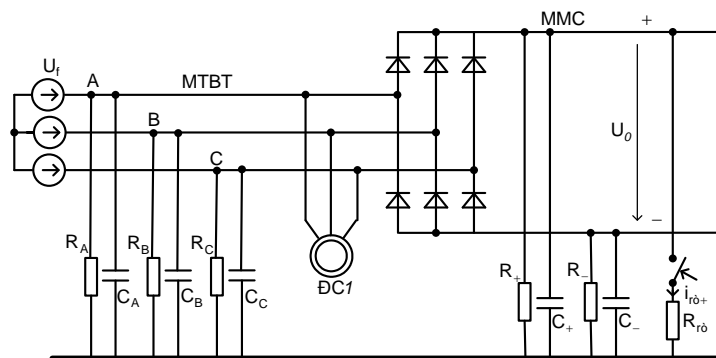
Vậy dòng rò tổng khi chạm vào dây âm bằng

$$i_{\text{ro-}} = i_{\text{ro-1}} + i_{\text{ro-2}}:$$

$$i_{\text{ro-}} = \frac{U_0 R_-}{R_+ R_- + R_+ R_{\text{rò}} + R_- R_{\text{rò}}} \left[1 + \frac{R_+ R_-}{(R_+ + R_-) R_{\text{rò}}} \exp(-t/\tau_{-1}) \right] + \frac{U_0 R_-}{2(RR_- + RR_{\text{rò}} + R_- R_{\text{rò}})} \left[1 + \frac{RR_-}{(R + R_-) R_{\text{rò}}} \exp(-t/\tau_{-2}) \right] \quad (7)$$

b. Tính dòng điện rò khi bị rò dây dương

Sơ đồ tính toán dòng điện rò khi chạm vào dây dương phần mạch điện một chiều của mạng điện mở hỗn hợp như hình 8.



Hình 8. Sơ đồ tính toán dòng điện rò quá trình quá độ khi chạm vào dây dương

Dòng điện rò i_{r0+} cũng gồm thành phần dòng điện rò i_{r0+1} do nguồn điện áp cực tính dương của nguồn một chiều so với đất gây ra và thành phần dòng điện rò i_{r0+2} do sơ đồ ba van cực tính dương so với đất gây ra (thành phần i_{r0+2} cũng chỉ tồn tại khi kể đến điện trở và điện dung cách điện của phần mạng trước biến tần).

Tính toán tương tự có kết quả (Kim Ngọc Linh, 2019):

$$i_{r0+1} = \frac{U_0 R_+}{R_+ R_- + R_+ R_{r0} + R_- R_{r0}} \left[1 + \frac{R_+ R_-}{(R_+ + R_-) R_{r0}} \exp(-t / \tau_{+1}) \right] \quad (8)$$

$$\text{với } \tau_{+1} = \frac{R_+ R_- R_{r0} (C_+ + C_-)}{R_+ R_- + R_+ R_{r0} + R_- R_{r0}}$$

$$i_{r0+2} = \frac{U_0 R_+}{2(RR_+ + RR_{r0} + R_+ R_{r0})} \left[1 + \frac{RR_+}{(R + R_+) R_{r0}} \exp(-t / \tau_{+2}) \right] \quad (9)$$

$$\text{với } \tau_{+2} = \frac{RR_+ R_{r0} (C + C_+)}{RR_+ + RR_{r0} + R_+ R_{r0}}$$

Xếp chồng kết quả có $i_{r0+} = i_{r0+1} + i_{r0+2}$:

$$i_{r0+} = \frac{U_0 R_+}{R_+ R_- + R_+ R_{r0} + R_- R_{r0}} \left[1 + \frac{R_+ R_-}{(R_+ + R_-) R_{r0}} \exp(-t / \tau_{+1}) \right] + \frac{U_0 R_+}{2(RR_+ + RR_{r0} + R_+ R_{r0})} \left[1 + \frac{RR_+}{(R + R_+) R_{r0}} \exp(-t / \tau_{+2}) \right] \quad (10)$$

3. Thảo luận

+ Từ các biểu thức (5), (7) và (10), khi cho $t \rightarrow \infty$ ta có các biểu thức tính dòng điện rò trong phần mạch điện xoay chiều tần số công nghiệp và phần mạch một chiều của mạng điện mô hỗn hợp ở chế độ xác lập. Kết quả này trùng với các biểu thức tính dòng điện rò xác lập đã được trình bày trong các tài liệu (Petrichenco A.A., 2017; Kim Ngọc Linh, 2018).

+ Từ (1) và (4) suy ra khi có rò một pha ở phần mạch xoay chiều tần số công nghiệp, dòng điện rò gồm hai thành phần: Thành phần dòng rò xoay chiều có trị số chỉ phụ thuộc vào điện trở và điện dung cách điện của phần mạch xoay chiều trước biến tần và thành phần dòng rò một chiều có trị số tùy thuộc vào sự mất đối xứng điện trở cách điện của phần mạch điện một chiều.

+ Biểu thức (5) cho thấy rằng, nếu phần mạch điện một chiều trong mạng điện mô hỗn hợp có điện trở cách điện đối xứng ($R_+ = R_-$) thì điện trở và điện dung cách điện của phần mạch một chiều không ảnh hưởng đến dòng điện rò trong phần mạch xoay chiều tần số công nghiệp. Vì vậy, nên lựa chọn thiết bị sao cho phần mạch một chiều có chiều dài ngắn nhất để dễ đạt được điều kiện $R_+ = R_-$.

+ Từ (1) suy ra với điện dung giới hạn cho phép của mạng điện mô là $C_{max} = 1 \mu F / \text{pha}$, khi có rò một pha phần mạch điện xoay chiều tần số công nghiệp của mạng điện mô hỗn hợp qua điện trở $1 \text{ k}\Omega$, thời gian quá trình quá độ của thành phần dòng điện rò xoay chiều không vượt quá 3ms.

4. Kết luận

Từ những kết quả trình bày trên đây có thể rút ra được kết luận sau:

Với các biểu thức (5), (7) và (10), quy luật biên thiên của dòng điện rò khi có rò một pha từ phần mạch điện xoay chiều tần số công nghiệp và rò ở phần mạch một chiều của một mạng điện mô hỗn hợp được mô tả ở dạng giải tích. Các biểu thức này có tính tổng quát vì cho phép tính được dòng điện rò ở cả chế độ xác lập và chế độ quá trình quá độ.

Kết quả nghiên cứu trên có thể áp dụng để tính toán dòng điện rò trong các mạng điện đơn và hỗn hợp không nối đất khác (mạng AC IT, DC IT và AC/DC IT).

Tài liệu tham khảo

- Kim Ngọc Linh, 2018. Nghiên cứu xác định dòng điện rò trong mạng điện mô hàm lò có sử dụng các bộ biến đổi. *Tạp chí Công nghiệp Mỏ*, số 3-2018, trang 15-19.
- Kim Ngọc Linh, 2019. Tính dòng điện rò trong phần mạch điện một chiều của các mạng điện mô hỗn hợp ở chế độ quá trình quá độ. *Tạp chí Công nghiệp mỏ*, 6/2019, trang 74-77.
- Kim Ngọc Linh, Nguyễn Trường Giang, Kim Thị Cẩm Ánh, 2020. Tính dòng điện rò trong các mạng điện mô hàm lò có sử dụng các bộ biến đổi bán dẫn. *Kỷ yếu tóm tắt hội nghị toàn quốc*

-
- Khoa học trái đất và tài nguyên với phát triển bền vững*, ERSD 2020, tháng 11-2020, tr. 320.
- Kim Ngọc Linh 2020. Tính dòng điện rò trong phần mạch điện xoay chiều của các mạng điện mở hỗn hợp ở chế độ quá trình quá độ. Tạp chí Công nghiệp Mỏ, số 6-2020, tr. 59-62.
- Petrichencô A.A., 2017. Các phương pháp và phương tiện hạn chế dòng điện rò xuống đất trong các hệ thống cung cấp điện mỏ quặng sắt. *Luận án Tiến sỹ*, Krivôi, 2017, 197 trang (bản tiếng Nga)

ABSTRACT

Calculation of leakage currents in underground mine power networks using semiconductor converters in transient mode

Underground mine power networks using semiconductor converters (combined power networks) are increasingly used in Quang Ninh region. In order to choose effective solutions to limit leakage currents in these power networks, it is necessary to know the characteristics of such leakage currents. This paper presents the results of the leakage current calculation in the combined mine power networks under transient mode. For the first time, variation laws of the leakage currents from single phase of industrial frequency AC circuit part and DC circuit part in the combined power network are shown in analytical forms. These expressions are general because they allow to be determined the leakage current in both steady-state and transient modes. These results can also be applied to calculate leakage currents in other ungrounded power networks (AC IT, DC IT and AC/DC IT networks).

Keywords: leakage current, combined power network, semiconductor converter, transient mode, equivalent circuit.

Identification of Two-Mass Mechanical Systems by Using Fourier Interpolation

Thanh Loan Pham^{1,*}

¹ Hanoi University of Mining and Geology (HUMG), Vietnam, thanhloanbkhn@gmail.com.

ARTICLE INFO

ABSTRACT

Process:

Received 15/02/2021

Accepted 16/3/2021

Published 29/6/2021

Key words:

Identification, mechanical systems, Fourier transform

This paper deals with the identification of two-mass mechanical systems by using torque excitation and Fourier interpolation. A rich harmonic pseudo random binary signal (PRBS) is used as torque excitation signals. The spectrum of the reference torque and of the load speed are obtained by adopting the fast Fourier transform in order to define the transfer function from the torque to the speed. The mechanical parameters of the two-mass systems are then identified from the transfer function

Copyright © 2021 Hanoi University of Mining and Geology. All rights reserved.

1. Introduction

High performance ac drives are used extensively in different applications, such as machine tools [1], molding machines [2] and industrial robots [3] due to their high power density and flexible control algorithm. Such the drives often consist of several moving parts, which are coupled by gear boxes, long shaft or belts, resulting in mechanical resonances. To ensure high performance of a mechatronics system characterized by mechanical resonances, the information pertaining mechanical parameters have to be known. Unfortunately, it is not always available in the datasheets of the mechanical components or the calculation of the mechanical parameters can be cumbersome. Therefore, automatic parameters identification in the start-up of the drive or during the drive operation is crucial for allowing model-based automatic tuning algorithms of the controllers installed in the drive

In terms of mechanical parameter identification, there are a number of approaches that were already presented in books and literature. Generally, the available approaches

can be classified into offline and online methods [4]. Frequency domain, time domain, numerical or observer based methods can be adopted for both the two categories of identification methods [5].

This paper focuses on the estimation of mechanical parameters of a two-mass mechanical system by using Fourier interpolation and torque excitation. The proposed method belongs to the frequency domain based methods, where the main idea is the use of a pseudo random binary signal (PRBS) as a torque excitation signal. The transfer function from the machine speed to the reference torque is calculated from the spectrum of the m speed and the reference torque. The mechanical parameters are then identified according to the resonant and anti-resonant frequency of the obtained transfer function. It should be noted that the proposed methods can be conducted offline without the use of any additional sensors. Furthermore, the algorithm behind the proposed method can be easily configured to the drive software.

This paper is organized as follows. The modeling of a two-mass system is presented in

section 2, followed by the parameter identification method. In section 4, simulation results will be given to verify the effectiveness of the proposed method. Section 5 dedicates to some conclusions of the research work.

2. Modeling of a two-mass system

The model of a two-mass mechanical system is depicted in Figure 1. The model is composed of load side and motor side moments of inertia, denoted by J_L and J_M , respectively. The finite stiffness and the damping of the coupling between the load and the motor are K_S and C_S . The friction is modeled as viscous damping both on the motor side and on the load side, denoted by b_M and b_L , respectively.

The differential equations of the two-mass mechanical system are given as

$$\begin{cases} J_M \cdot \ddot{\theta}_M = T_M - T_L - b_M \cdot \dot{\theta}_M \\ J_L \cdot \ddot{\theta}_L = T_S - T_L - b_L \cdot \dot{\theta}_L \\ T_S = K_S \cdot (\theta_M - \theta_L) + C_S \cdot (\dot{\theta}_M - \dot{\theta}_L) \end{cases} \quad (1)$$

where the angular position of the motor and the load are denoted by θ_M and θ_L , respectively. The angular velocity of the motor and the load are given as $\omega_M = \dot{\theta}_M$ and $\omega_L = \dot{\theta}_L$. The motor electromagnetic torque, the load torque and the shaft torque are denoted by T_M , T_L , T_S , respectively.

From (1), the open loop transfer function from the motor torque $T_M(s)$ to the speed $\omega_M(s)$ is

$$G_M(s) = \frac{B_M(s)}{A(s)} \quad (2)$$

and from the load torque $T_L(s)$ to the speed $\omega_M(s)$ is

$$G_L(s) = \frac{B_L(s)}{A(s)} \quad (3)$$

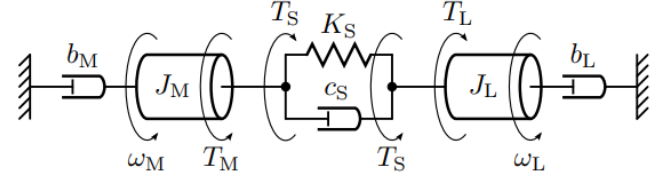


Figure 1. Model of a two-mass mechanical system

where

$$B_M(s) = J_L \cdot s^2 + (c_S + b_L) \cdot s + K_S$$

$$B_L(s) = (c_S + b_M) \cdot s + K_S$$

$$A(s) = J_L J_M \cdot s^3 + (J_M c_S + J_L c_S + J_L b_M + J_M b_L) \cdot s^2 + (J_M K_S + J_L K_S + c_S b_M + c_S b_L + b_M b_L) \cdot s + K_S \cdot (b_M + b_L)$$

It is important to mention that the set of mechanical parameters under identification process includes $\{J_L, K_S, c_S, b_M, b_L\}$. J_M is always available in the datasheet of the driving machine. However in most cases, we can assume that $b_M = 0$, $b_L = 0$ and $c_S = 0$. Under this assumption, the anti-resonance frequency and resonance frequency are

$$\omega_{ares} = \sqrt{\frac{K_S}{J_L}}, \omega_{res} = \sqrt{\frac{K_S \cdot (J_M + J_L)}{J_M J_L}} \quad (4)$$

respectively [6].

3. Identification method

a. The idea of the proposed method

This section dedicates to the proposed identification method that is associated with a PRBS functioned as the torque excitation signal and the Fourier interpolation for obtaining the spectrum of the reference torque and of the machine speed.

Equation (2) can be rewritten as:

$$G_M(s) = \frac{\omega_M(s)}{T_M(s)} \quad (5)$$

If the mechanical parameters of the two-mass system are as given in Table 1, then the transfer function $G_M(s)$ can be defined whose Bode plot is shown in Figure 2.

Table 1. Datasheet value of a two-mass mechanical system [6]

if we assume $b_M = 0, b_L = 0$ and $c_S = 0$, then the anti-resonant and resonant frequencies of the two-mass

As already mentioned in the previous section that mechanical system are given in (4). The anti-resonant and resonant frequencies can also be observed clearly in Figure 2.

It is observed that the two remaining mechanical parameters to be considered J_L and K_S can be identified if the information of the anti-resonant and resonant frequencies are available. The identification process is now changed to the calculation of the anti-resonant and resonant frequencies. This can be done by calculating the frequency response of $G_M(s)$.

For attaining the frequency response of $G_M(s)$ in a wide frequency range, the spectrum of the reference torque $T_M(s)$ has to be rich in harmonics at all frequencies under consideration. The reference torque is therefore not only the output of the speed controller but also augmented with a PRBS that will be introduced in the next subsection.

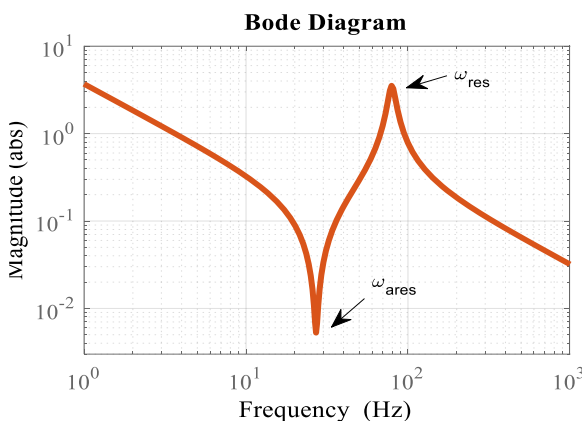


Figure 2. Magnitude of $G_M(s)$ corresponding to mechanical data given in Table 1

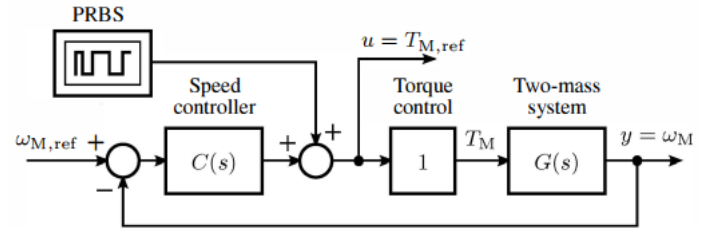


Figure 3. Identification topology

Parameter	Value	Parameter	Value
$J_M (kg \cdot m^2)$	0.005	$c_S (Nm/rad)$	0.22
$J_L (kg \cdot m^2)$	0.038	$b_M (Nm/rad)$	0
$K_S (Nm/rad)$	1100	$b_L (Nm/rad)$	0

Figure 3 shows the topology of the identification procedure that is conducted in the closed speed control loop for ignoring the effects of friction. The procedure for designing the speed controller can be found in [7].

b. Pseudo Random Binary Signal (PRBS)

It is well known that PRBS is among the best candidates of signals that ensures rich harmonics over a wide frequencies range. It can also easily generated by a digital processor. Figure 4 depicts the generation of the PRBS by using a shift register. In each sample cycle time T_t of the PRBS, a new most significant bit is generated from the XOR gate.

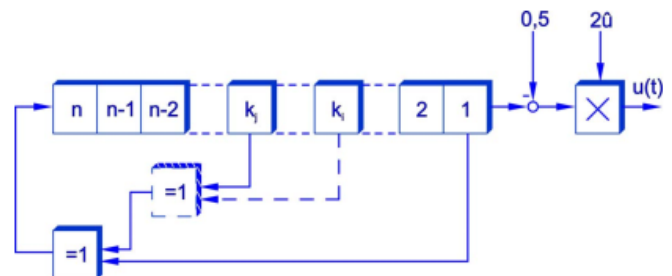


Figure 4. PRBS generation by utilizing a shift register

The PRBS is dependent on the length n of the shift register and on which bits to be fed back. Figure 5 depicts the elements of the shift register

that are able to be fed back depending on the length of the shift register.

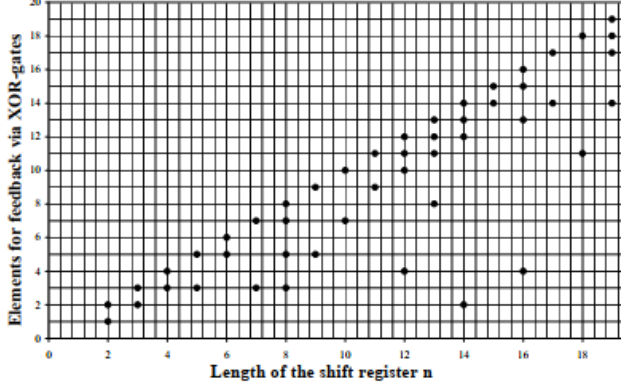


Figure 5. Possible combination of the shift register elements for feeding back with regard to the length of the shift register.

Since after the sampling time T_t , the elements of the register are shifted one step to the right, the resulting PRBS is deterministic and periodic. The period T_p of the PRBS is given by

$$T_p = (2^n - 1) \cdot T_t \quad (6)$$

Because of the deterministic phenomenon, the PRBS is different from the white noise. The spectral content of the PRBS depends on the length of the shift register and on the sampling time. In this paper, a PRBS is generated by a 17-bit shift register.

c. Fourier interpolation

As the control system works in the discrete time-domain, the discrete Fourier representation of any arbitrary signal $x(\tau)$ will be considered.

$$x(\tau) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{M-1} a_k \cdot \cos(k \cdot \tau) + \sum_{k=1}^{M-1} b_k \cdot \sin(k \cdot \tau) \quad (7)$$

Where

$$x(i \cdot \Delta\tau) \cdot \cos(k \cdot i \cdot \Delta\tau)$$

$$a_k = \sum_{i=0}^{N-1} \frac{2}{N} \cdot$$

$$b_k = \sum_{i=0}^{N-1} \frac{2}{N} \cdot x(i \cdot \Delta\tau) \cdot \sin(k \cdot i \cdot \Delta\tau)$$

with $\Delta\tau = 2\pi/N$, N is the number of samples per period.

The coefficient corresponding to the k^{th} harmonic of $x(\tau)$ is defined by:

$$c_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2} \quad (8)$$

From (8), the magnitude of $G_M(s)$ with respect to k (Hz) is defined as the ratio of the k^{th} coefficient of $\omega_M(\tau)$ and $T_M(\tau)$.

4. Simulation results

To verify the effectiveness of the proposed method, a two-mass system with the key parameters given in Table 1 is taken into account. The simulation model whose topology is depicted in Figure 3 is carried out in Matlab/Simulink environment. As aforementioned, the PRBS is generated by a 17-bit shift register. The sampling of the signal is set to 4 kHz and the feed-back bit is defined by Figure 5.

Error! Reference source not found. and **Error! Reference source not found.** show the electromagnetic torque and the velocity of the machine, shaft and load, respectively. According to the speed controller designed based on the state-space model as presented in [7], the speed in both the machine side and the load side tracks the reference speed regardless of the change of the load torque.

Figure 6 demonstrates the frequency response of $G_M(s)$. It is observed that the datasheet curve is fitted to the estimation curve, meaning that the estimation of the frequency response of $G_M(s)$ is precise. The anti-resonant and resonant frequencies are $f_{ares} = 27$ Hz and $f_{res} = 79$ Hz that can be seen clearly in Figure 6. It is deduced from (4) that:

$$J_L = J_M \cdot \left(\frac{\omega_{res}^2}{\omega_{ares}^2} - 1 \right) \quad (9)$$

$$K_s = J_L \cdot \omega_{res}^2 \quad (10)$$

By substituting $f_{ares} = 27 \text{ Hz}$ and $f_{res} = 79 \text{ Hz}$ and $J_M = 0.005 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ into (9) and (10), we obtain $J_L = 0.038 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ and $K_S = 1093 \text{ (Nm/rad)}$ that are absolutely coincidental with those given in Table 1.

According to [8], the value of c_S can be approximated as

$$c_S = \frac{K_S}{2\pi \cdot f_{res} \cdot Q_k} \quad (11)$$

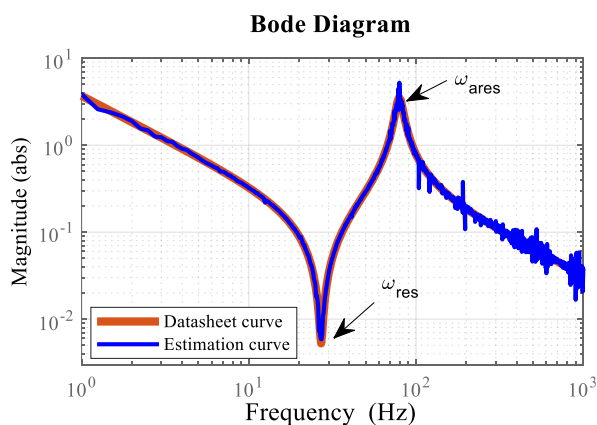


Figure 6. The magnitude of $G_M(s)$ with 17-bit PRBS

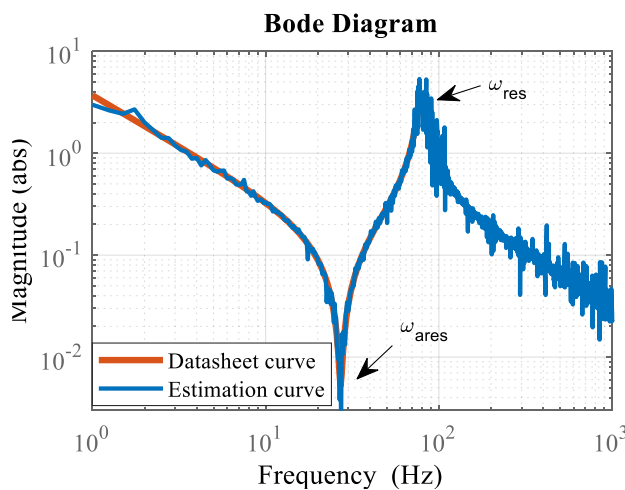


Figure 7. The magnitude of $G_M(s)$ with 10-bit PRBS

It is worth noting that the change in the form of the PRBS affects the precision of the identification method. As it is shown in Figure 7, the frequency response of $G_M(s)$ contains more noise when using a 10-bit PRBS signal than that corresponding to a 17-bit PRBS signal. It can be concluded that the selection of the excitation signal is an important task in the identification process.

5. Conclusions

The identification method proposed in this paper was able to estimate precisely the mechanical parameters of a two-mass mechanical system. The three most significant important parameters, including the moment of the load inertia J_L , the stiffness K_S and the damping coefficient c_S of the coupling, are identified via the frequency response of the transfer function from the machine velocity to the electromagnetic torque. The proposed method can be carried out offline in the start-up of the mechatronics system.

References

- [1] C. Hu, B. Yao, and Q. Wang, "Coordinated Adaptive Robust Contouring Controller Design for an Industrial Biaxial Precision Gantry," *IEEEASME Trans. Mechatron.*, vol. 15, no. 5, pp. 728–735, Oct. 2010, doi: 10.1109/TMECH.2009.2032292.
- [2] K. Ohishi and R. Furusawa, "Actuators for Motion Control: Fine Actuator Force Control for Electric Injection Molding Machines," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 6, no. 1, pp. 4–13, Mar. 2012, doi: 10.1109/MIE.2012.2182831.
- [3] M. Östring, S. Gunnarsson, and M. Norrlöf, "Closed-loop identification of an industrial robot containing flexibilities," *Control Eng. Pract.*, vol. 11, no. 3, pp. 291–300, Mar. 2003, doi: 10.1016/S0967-0661(02)00114-4.
- [4] M. S. Razaq and J. Jung, "A Comprehensive Review of State-of-the-Art Parameter Estimation Techniques for Permanent Magnet

-
- Synchronous Motors in Wide Speed Range,” IEEE Trans. Ind. Inform., vol. 16, no. 7, pp. 4747–4758, Jul. 2020, doi: 10.1109/TII.2019.2944413.
- [5] “System Identification: Theory for the User: Ljung, Lennart: 9780136566953: Amazon.com: Books.” <https://www.amazon.com/System-Identification-Theory-User-2nd/dp/0136566952> (accessed May 07, 2021).
- [6] S. E. Saarakkala and M. Hinkkanen, “Identification of two-mass mechanical systems using torque excitation: Design and experimental evaluation,” in 2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA), May 2014, pp. 2489–2496, doi: 10.1109/IPEC.2014.6869939.
- [7] S. E. Saarakkala and M. Hinkkanen, “State-space speed control of two-mass mechanical systems: Analytical tuning and experimental evaluation,” in 2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Sep. 2013, pp. 3762–3769, doi: 10.1109/ECCE.2013.6647199.
- [8] A. Frei, A. Grgic, W. Heil, and A. Luzi, “Design Of Pump Shaft Trains Having Variable-Speed Electric Motors,” 1986, doi: 10.21423/R1VH7V.

Đánh giá mức độ tiết kiệm vật liệu và hình dạng hợp lý ở một số chi tiết máy chịu tải trọng tĩnh

Phạm Tuấn Long¹

¹Khoa: Cơ – Điện, Trường: Đại học Mở - Địa chất, Việt Nam, phamtuanlong@humg.edu.vn

THÔNG TIN BÀI BÁO

TÓM TẮT

Quá trình:

Nhận bài 15/6/2021
Chấp nhận 17/8/2021
Đăng online 20/12/2021

Từ khóa:

Vật liệu, tiết kiệm, hình dạng, cơ khí

Mục đích nghiên cứu của bài báo tập trung vào một số chi tiết máy có dạng thanh chịu tải tĩnh trong cơ khí nhằm đưa ra những giải pháp tính toán, những phân tích, nhận định về hình dạng chịu lực hợp lý đồng thời có thể tiết kiệm tối đa vật liệu sử dụng để gia công chi tiết.

© 2021 Trường Đại học Mở - Địa chất. Tất cả các quyền được bảo đảm.

1. Mở đầu

Trong tất cả các lĩnh vực hoạt động, sản xuất của xã hội nói chung và ngành cơ khí, chế tạo máy nói riêng, vấn đề tính toán làm sao tiết kiệm nguyên vật liệu khi chế tạo các chi tiết, bộ phận máy... luôn được quan tâm hàng đầu.

Bài báo này tập trung vào một khía cạnh rất nhỏ của vấn đề tiết kiệm vật liệu khi dựa trên việc tính toán độ bền để đề cập đến vấn đề tiết kiệm vật liệu và hình dạng hợp lý của chi tiết máy dạng trục chịu tải trọng tĩnh.

Áp dụng cho một số chi tiết máy dạng trục cụ thể.

2. Nội dung của bài báo

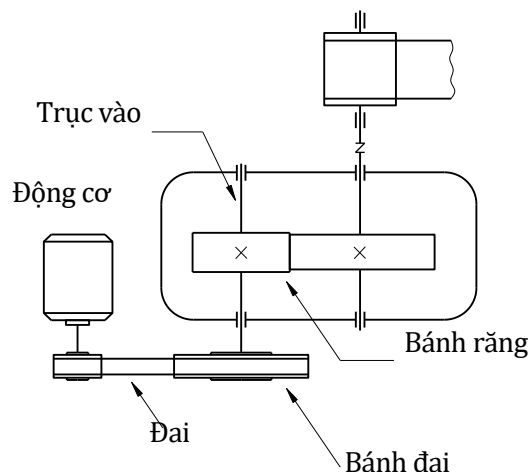
2.1. Tiết kiệm vật liệu

Ta xét 2 trường hợp như sau:

Trường hợp 1:

Xét sơ đồ hộp giảm tốc bánh răng trụ 1 cấp như hình 1 (Nguyễn Trọng Hiệp, 2002; Nguyễn Hữu Lộc, 2000)

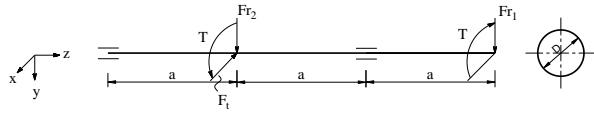
Trên trục vào của hộp giảm tốc có lắp bánh răng và bánh đai



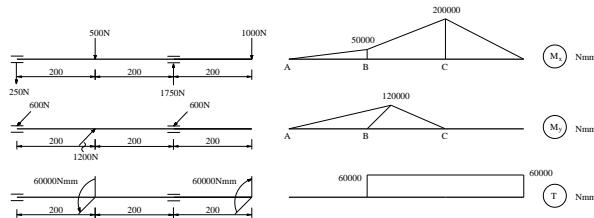
Hình 1. Sơ đồ hộp giảm tốc

Giả sử trục có $D = 30$ mm, $a = 200$ mm, $[\sigma] = 200$ Mpa. Tải trọng tác dụng lên trục có giá trị: $T = 60000$ Nmm, $Fr_1 = 1000$ N, $Fr_2 = 500$ N, $Ft = 1200$ N. Hãy kiểm tra bền cho trục

Sơ đồ tính của trục thể hiện như hình 2 (Đặng Việt Cường, Nguyễn Nhật Thăng, Nhữ Phương Mai, 2003)



Hình 2. Sơ đồ tính của trục chịu uốn và xoắn



Hình 3. Các biểu đồ mô men

+) Vị trí nguy hiểm là tại mặt cắt B và C

+) Ta có $M_{td} = \sqrt{M_x^2 + M_y^2 + T^2}$

+) Tại mặt cắt B: $M_x = 50000 \text{ Nmm}$; $M_y = 120000 \text{ Nmm}$; $T = 60000 \text{ Nmm}$

$$M_{td} = \sqrt{M_x^2 + M_y^2 + T^2} = \sqrt{50000^2 + 120000^2 + 60000^2} = 143178,2 \text{ Nmm}$$

+) Tại mặt cắt C: $M_x = 200000 \text{ Nmm}$; $M_y = 0 \text{ Nmm}$; $T = 60000 \text{ Nmm}$

$$M_{td} = \sqrt{M_x^2 + M_y^2 + T^2} = \sqrt{200000^2 + 60000^2} = 208806,1 \text{ Nmm}$$

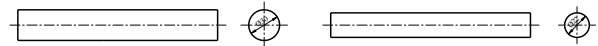
+) Điều kiện bền cho các mặt cắt: $\sigma_{max} = \frac{M_{td}}{0,1 D^3} \leq [\sigma]$. Ta sẽ kiểm tra bền cho mặt cắt $\sigma_{max} = \frac{208806,1}{0,1 \cdot 30^3} = 77,33 \text{ Mpa} < 200 \text{ Mpa}$

Kết luận: Trục đảm bảo độ bền

Từ kết luận trên nhận thấy hoàn toàn có thể thiết kế ra 1 trục có đường kính nhỏ hơn 30 mm mà vẫn đảm bảo bền

Nếu trục đã cho có đường kính D chưa biết, với các tải trọng tác dụng lên trên trục không thay đổi. Theo điều kiện bền tại mặt cắt C:

$$\sigma_{max} = \frac{208806,1}{0,1 D^3} \leq 200 \rightarrow D \geq \sqrt[3]{\frac{208806,1}{0,1 \cdot 200}} \approx 22 \text{ mm}$$



Hình 4. Trục ở các đường kính khác nhau

Ở trường hợp này, mức độ tiết kiệm vật liệu có thể xác định bằng biểu thức:

$$\psi = \frac{F_1 - F_2}{F_1} \cdot 100(\%) \quad (1)$$

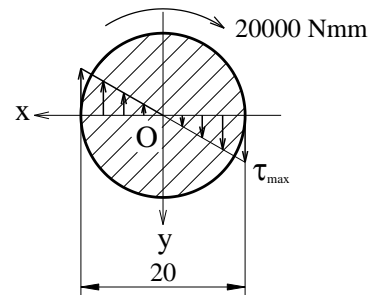
Trong đó: F_1, F_2 - Diện tích mặt cắt 2 trục (mm); ψ - mức độ tiết kiệm vật liệu (%)

$$F_1 = \frac{\pi 30^2}{4}; \quad F_2 = \frac{\pi 22^2}{4} \rightarrow \psi = \frac{30^2 - 22^2}{30^2} \cdot 100 = 46,22\%$$

Như vậy: Nếu thiết kế trục với $D = 22 \text{ mm}$ sẽ tiết kiệm được 46,22% vật liệu.

Trường hợp 2

Xét tại mặt cắt nguy hiểm của 1 trục chịu xoắn thuần túy. Mô men $T = 20000 \text{ Nmm}$, $D = 20 \text{ mm}$, $[\tau] = 100 \text{ Mpa}$.



Hình 5. Ứng suất trên mặt cắt trục

Trường hợp này, trên mặt cắt ngang xuất hiện ứng suất tiếp phân bố như trên hình 5. Càng xa trọng tâm mặt cắt, ứng suất càng lớn. Do đó, ứng suất tại các điểm trên chu vi mặt cắt có giá trị lớn nhất.

(Bùi Trọng Lưu, Nguyễn Văn Vượng, 2003)

Ứng suất tiếp lớn nhất trên mặt cắt

$$\tau_{max} = \frac{T}{W_p} \quad (2)$$

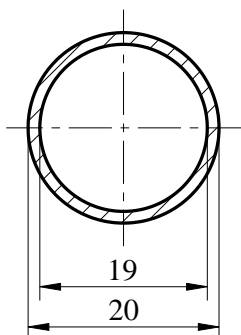
Trong đó: T - Mômen xoắn (Nmm), W_p - Mômen chống uốn mm^3

$\tau_{max} = \frac{T}{W_p} = \frac{20000}{0,2 \cdot 20^3} = 12,5 \text{ Mpa} \leq 100$ đảm bảo điều kiện bền.

Từ sự phân bố ứng suất trên hình 5 ta nhận thấy càng xa trọng tâm mặt cắt, ứng suất càng lớn (vật liệu làm việc càng nhiều). Càng gần trọng tâm, ứng suất càng nhỏ (vật liệu làm việc càng ít).

Vì mặt cắt thừa bên, ta hoàn toàn có thể bỏ bớt phần vật liệu ít làm việc bằng cách khoét rỗng mặt cắt bằng 1 vòng tròn đường kính d .

Lúc này ta có mặt cắt có dạng hình tròn rỗng (hình 6)



Hình 6. Mặt cắt sau khi khoét rỗng

Công thức kiểm tra bền lúc này:

$$\tau_{max} = \frac{T}{0,2D^3(1-\left(\frac{d}{D}\right)^4)} \leq 100 \text{ thay } D \text{ và } T \text{ vào}$$

công thức ta giải ra được $d \leq 19,2$ lấy $d = 19$ mm.

Mức độ tiết kiệm vật liệu: (Vũ Đình Lai, 2002)

$$\psi = \frac{F_2}{F_1} \cdot 100(\%) = \frac{19^2}{20^2} \cdot 100 = 90,25\%$$

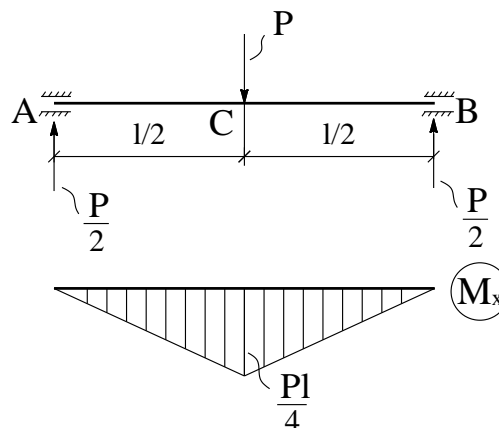
Chi phí để chế tạo trục rỗng thường cao nên trục đặc được sử dụng phổ biến hơn

Tuy nhiên trong trường hợp trục có yêu cầu khắt khe về mặt khối lượng, có thể khoét rỗng để có được mặt cắt ngang như hình 6.

2.2. Hình dạng hợp lý

Ta xét trục chịu uốn mặt cắt tròn đường kính D như hình 7

(Đặng Việt Cường, Nguyễn Nhật Thăng, Nhữ Phương Mai, 2003)



Hình 7. Trục chịu uốn

Từ điều kiện bền của trục

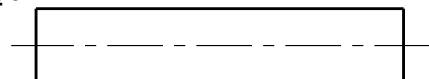
$$\sigma_{max} = \frac{M_x}{W_x} = \frac{Pl}{4,0,1D^3} \leq [\sigma] \quad (3)$$

Trong đó: M_x - Mômen uốn (Nmm), P - lực (N), l - chiều dài (mm), W_x - Mômen chống uốn (mm^3), D - Đường kính trục (mm), $[\sigma]$ - ứng suất cho phép (MPa)

Từ (3) Ta có:

$$D \geq \sqrt[3]{\frac{Pl}{0,4 \cdot [\sigma]}} \quad (4)$$

Từ đó ta lấy kết quả tính D ở (4) áp dụng cho toàn trục



Hình 8. Hình dạng của trục với D đã tính

Trục có hình dạng như vậy chưa hợp lý

Để hợp lý hơn ta tính σ_{max} một mặt cắt bất kỳ

$$\sigma_{max} = \frac{M_x}{W_x} = \frac{Pz}{4,0,1D_z^3} = [\sigma]$$

$$\rightarrow D_z = \sqrt[3]{\frac{Pz}{0,4 \cdot [\sigma]}} \quad (5)$$

Như vậy theo điều kiện bền của ứng suất pháp, hình dạng hợp lý của trục như hình 9



Hình 9. Hình dạng hợp lý theo tính toán

Theo điều kiện bền của ứng suất tiếp:

$$\tau_{max} = \frac{4 Q_y}{3 F} \quad (6)$$

Trong đó: $Q_y = P/2$ - Lực cắt(N), F - Diện tích mặt cắt ngang hình tròn (mm²)

$$\tau_{max} = \frac{4 Q_y}{3 F} = \frac{4 P}{3 \cdot 2 \pi D_z^2} = \frac{[\sigma]}{2} \rightarrow D_z = \sqrt{\frac{16P}{3\pi[\sigma]}}$$

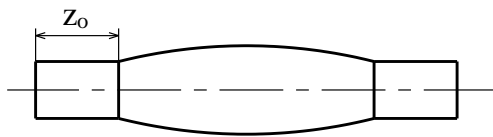
D_o

Như vậy, đường kính nhỏ nhất của trục phải bằng D_o

Độ dài đoạn trục có đường kính D_o tính từ 2 đầu trục

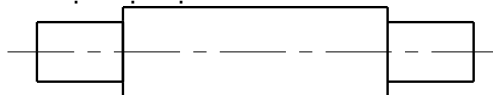
$$\frac{P z_o}{0,2 D_o^3} = \frac{8P}{3\pi D_o^2} \rightarrow z_o = \frac{1,6 D_z}{3\pi} = \frac{1,6}{3\pi} \sqrt{\frac{16P}{3\pi[\sigma]}}$$

Như vậy, hình dạng trục sau khi tính toán sẽ như hình 10



Hình 10. Hình dạng trục tính theo ứng suất tiếp

Để đơn giản cho việc chế tạo trục, người ta có thể chế tạo trục bậc như hình 11



Hình 11. Hình dạng trục phù hợp

2.3. Nội dung và kết quả đạt được

Dựa trên lý thuyết về độ bền của chi tiết máy đưa ra những trường hợp chưa thực sự hợp lý trên phương diện hình dạng và tiết kiệm vật liệu.

Lý thuyết này có thể áp dụng cho một số kết cấu thực tế.

3. Kết luận

- Bài báo đã đưa ra được một số trường hợp để minh họa cho việc tiết kiệm vật liệu và hình dạng hợp lý của trục dựa trên điều kiện bền của chi tiết.

- Người học có thể tham khảo để hiểu sâu hơn những kiến thức liên quan về tính toán bền đối với chi tiết chịu lực phức tạp và chịu xoắn thuần túy.

- Trong thời gian tới, tác giả sẽ hướng tới việc nghiên cứu khả năng tiết kiệm vật liệu và hình dạng hợp lý của trục dựa trên các tiêu chí khác như độ cứng, độ ổn định...

Tài liệu tham khảo

Đặng Việt Cường, Nguyễn Nhật Thăng, Nhữ Phương Mai, (2003). Sức bền vật liệu, tập 1, nhà xuất bản Khoa học và Kỹ thuật, Hà Nội, 30 trang.

Vũ Đình Lai, (2002). Sức bền vật liệu, nhà xuất bản Giao thông vận tải, Hà Nội, 20 trang.

Bùi Trọng Lựu, Nguyễn Văn Vượng, (2003). Bài tập sức bền vật liệu, nhà xuất bản Giáo dục, Hà Nội, 10 trang

Nguyễn Trọng Hiệp, (2002). Chi tiết máy tập 1. Nhà xuất bản Giáo dục, Hà Nội, 40 trang

Nguyễn Hữu Lộc, (2000). Cơ sở thiết kế máy. Nhà xuất bản Giáo dục, Hà Nội, 25 trang.

Các phương pháp xử lý tín hiệu đo lường trước và sau bộ biến đổi ADC

Nguyễn Tiến Sỹ^{1,*}, Kim Thị Cẩm Ánh², Hà Thị Chúc³

^{1,2,3} Khoa Cơ điện, Trường Đại học Mở - Địa chất, Việt Nam, nguyentiensi@hmg.edu.vn

THÔNG TIN BÀI BÁO

Quá trình:

Nhận bài 15/6/2021
Chấp nhận 17/8/2021
Đăng online 20/12/2021

Từ khóa:

Biến đổi tương tự sang số,
bộ lọc Kalman, cảm biến,
lọc nhiễu

TÓM TẮT

Trong đo lường, vấn đề lớn gặp phải là xử lý giảm nhiễu, nâng cao độ chính xác tín hiệu đo từ các loại cảm biến trước khi vào bộ biến đổi tương tự sang số của vi xử lý. Can nhiễu dẫn tới sai số giữa giá trị đo được và giá trị thực. Nghiên cứu trình bày so sánh, đánh giá và đề xuất giải pháp giảm nhiễu cho tín hiệu điện áp từ cảm biến; đồng thời đưa ra một số phương pháp xử lý tín hiệu số sau khi biến đổi ADC. Kết quả được kiểm chứng trên hệ thống được thiết kế gồm cảm biến ánh sáng và module được nhúng thuật toán xử lý tín hiệu đã đề xuất, module có nhiệm vụ thu thập và biến đổi dữ liệu thu được từ cảm biến ánh sáng sang dữ liệu số và hiển thị. Phương pháp xử lý tín hiệu được áp dụng trong các thiết bị đo lường, bộ thu thập dữ liệu, quan trắc thông số môi trường nhằm giảm nhiễu, nâng cao độ chính xác của thiết bị.

© 202 Trường Đại học Mở - Địa chất. Tất cả các quyền được bảo đảm.

1. Mở đầu

Bộ biến đổi ADC hay bộ chuyển đổi tín hiệu tương tự sang tín hiệu số là một mạch chuyển đổi giá trị điện áp liên tục (analog) sang giá trị chuỗi nhị phân (digital) mà thiết bị kỹ thuật số có thể hiểu được sau đó được sử dụng để xử lý, tính toán. Mạch ADC có thể là vi mạch như dòng ADC08xx hoặc được nhúng vào vi điều khiển như PIC, AVR, STM, TI. Sơ đồ nguyên lý chung của bộ biến đổi ADC được thể hiện như hình 1.

Tín hiệu Analog thường là tín hiệu điện áp đầu ra từ cảm biến như cảm biến nhiệt độ PT100, LM35; cảm biến ánh sáng; độ ẩm; áp suất,... Nhược điểm của tín hiệu Analog là dễ bị tác động bởi tín hiệu nhiễu như nhiễu nhiệt, nhiễu điện từ từ nguồn, nhiễu từ dây tín hiệu song hành,...

Tín hiệu đo lường cảm biến được chuẩn hoá bao gồm các bước phổ biến như sau (NI, 2016)

1/ Khuếch đại tín hiệu làm tăng mức điện áp phù hợp với khoảng làm việc của bộ ADC, đồng thời làm tăng độ phân giải và độ nhạy của phép đo

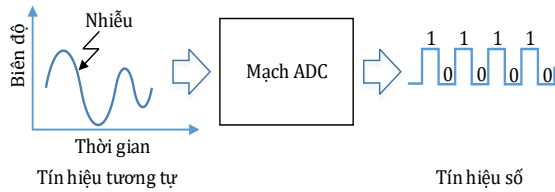
2/ Suy hao làm giảm mức điện áp so với khoảng của bộ ADC. Thường gặp trong trường hợp đo điện áp lớn hơn 10V

3/ Lọc triệt tiêu tín hiệu nhiễu không mong muốn trong một khoảng tần số nhất định

4/ Cách ly khi tín hiệu điện áp nằm ngoài khoảng số hoá có thể gây hại cho hệ thống đo

5/ Tuyến tính hoá khi tín hiệu điện áp ngõ ra từ cảm biến không quan hệ tuyến tính với đại lượng vật lý cần đo

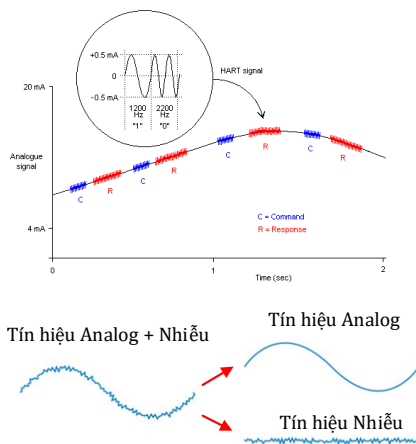
Trong báo cáo này, tác giả tập trung vào giới thiệu một số phương pháp xử lý giảm nhiễu với tín hiệu Analog (trước bộ ADC) và xử lý số tín hiệu (sau bộ ADC)



Hình 1. Sơ đồ bộ biến đổi ADC

2. Xử lý giảm nhiễu tín hiệu Analog

Trong đo lường, tín hiệu Analog có các dạng như 4-20mA, 0-20mA, 0-5V, 0-10V. Tùy theo ứng dụng và thiết bị công nghiệp mà sử dụng loại tín hiệu Analog tương ứng. Ví dụ cảm biến áp suất, nhiệt độ thường sử dụng tín hiệu dạng 4-20mA hoặc 0-10V.



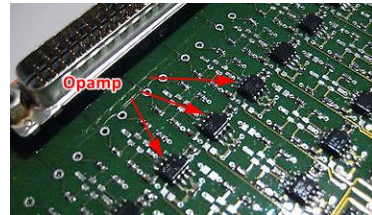
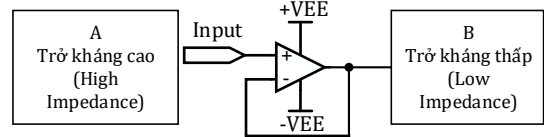
Hình 2. Tín hiệu 4-20mA khi bị nhiễu

Hình 2 mô tả tín hiệu Analog là tín hiệu đầu vào của hệ thống đo nên khi xảy ra nhiễu; nếu không xử lý kịp thời có thể dẫn đến sự tác động không chính xác của cơ cấu chấp hành đầu ra, gây hậu quả nghiêm trọng về người và thiết bị.

Có rất nhiều phương pháp để xử lý tín hiệu Analog. Trường hợp tín hiệu Analog bị can nhiễu nhẹ làm suy giảm tín hiệu ví dụ từ 4-20mA xuống còn 3.95mA-19.5mA thì có thể xử lý tạm thời bằng phần mềm.

Để chống nhiễu cho tín hiệu Analog dùng IC khuếch đại thuật toán (Henri Sino, 2011). Hình 3 là mạch khuếch đại lặp lại (bộ đệm) với hệ số khuếch đại của mạch bằng 1 giúp giữ nguyên đặc tính của tín hiệu, đồng thời lợi dụng ưu điểm của

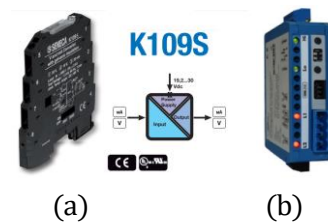
Opamp cho đầu vào V_{in} có trở kháng rất lớn, dòng tải tín hiệu nhỏ, tín hiệu ít suy hao; đồng thời đầu ra tín hiệu có trở kháng rất nhỏ, V_{out} giữ nguyên đặc tính của tín hiệu, trong khi công suất tín hiệu tăng lên, khiến suy hao nhỏ.



Hình 3. Bộ đệm cho tín hiệu Analog và hình ảnh mạch thực tế

$$V_B = V_A; K_u = 1 \quad (1)$$

Chống nhiễu nâng cao cho tín hiệu Analog có thể sử dụng mạch Analog Front-End (AFE) hay mạch xử lý tín hiệu nhỏ (tiền xử lý). Tín hiệu được đưa vào mạch khuếch đại nhiều tầng với hệ số khuếch đại bằng tích hệ số khuếch đại từng tầng, sau đó qua mạch lọc LPF, BPF, HPF để loại các tín hiệu ở ngoài dải mong muốn (Anna Richelli, 2016).



Hình 4. Một số bộ cách ly-lọc nhiễu K109S (a) và OMX333UNI (b)

Trong thực tế, trường hợp tín hiệu bị nhiễu quá nặng, cách đơn giản và kinh tế là dùng bộ cách ly chống nhiễu, ví dụ như bộ K109S của Seneca hoặc bộ OMX333UNI của hãng Orbit Merret.

Đường tín hiệu Analog trong thiết kế mạch in cần được thiết kế chống nhiễu bằng một số phương pháp như:

- 1/ Phối hợp trở kháng trên đường truyền

- 2/ Đường tín hiệu Analog ngắn nhất có thể
- 3/ Tạo các via nối GND dọc theo đường Analog
- 4/ Tạo các tấm chắn điện từ

Như vậy, bằng các biện pháp giảm nhiễu tín hiệu Analog đã kể trên, tín hiệu tương tự được loại bỏ nhiễu trước khi vào bộ biến đổi ADC để thực hiện chuyển đổi thành tín hiệu số.

3. Xử lý tín hiệu số sau bộ biến đổi ADC

Giá trị số trả về sau khi biến đổi ADC phụ thuộc vào độ phân giải bộ ADC. Ví dụ ADC 12-bit thì giá trị đọc về nằm trong khoảng từ 0 đến 4095. Giá trị ADC sẽ cố định khi điện áp tham chiếu (V_{ref}) của bộ ADC là ổn định. Do vậy trước khi xử lý ADC, cần ổn định nguồn V_{ref} bằng cách sử dụng các IC ổn áp tạo điện áp chuẩn.

Các phương pháp xử lý tín hiệu số được đề xuất bao gồm phương pháp trung bình bình phương, phương pháp lọc Kalman.

3.1. Phương pháp lấy trung bình các mẫu

Đây là phương pháp đơn giản nhất để ổn định giá trị đo được sau khi biến đổi ADC. Thuật toán được trình bày như sau:

Bước 1: Thiết lập biến $sum = 0$;

Bước 2: Thực hiện vòng lặp với biến $count$ chạy từ 0 đến n (n là số vòng lặp, lũy thừa của 2)

Bước 3: Đọc giá trị số sau khi biến đổi ADC và tính tổng các giá trị đọc được

$sum += read_adc();$

Bước 4: Tính trung bình kết quả thu được

$sum /= n;$

3.2. Phương pháp trung bình bình phương

Đây là phương pháp tính trung bình bình phương các mẫu sau quá trình lấy mẫu theo công thức (2). Phương pháp này đặc biệt hiệu quả trong tìm giá trị rms (giá trị hiệu dụng) của tín hiệu. Hình 5 mô tả tín hiệu ADC với tần số lấy mẫu 100kHz, sử dụng 100 mẫu ($n=100$) để tính trung bình bình phương theo công thức (2)

$$V_{rms} = \frac{1}{n} \sqrt{\sum(V^2) - (\sum V)^2} \quad (2)$$

Bước 1: Thiết lập biến $RMS, V1, V2$;

Bước 2: Thực hiện vòng lặp với biến $count$ chạy từ 0 đến n (n là số vòng lặp, lũy thừa của 2)

Bước 3: Đọc giá trị số sau khi biến đổi ADC và tính tổng các giá trị đọc được

$ADC = read_adc();$

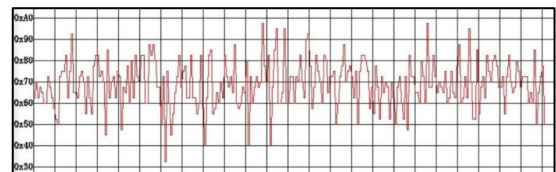
$V1 = V1 + ADC * ADC;$

$V2 = V2 + ADC;$

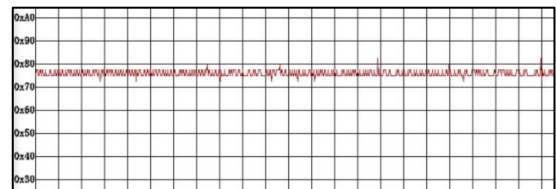
Bước 4: Tính trung bình bình phương

$RMS = \sqrt{V1/n - (V2/n)^2};$

$RMS = RMS * V_{ref}/n;$



(a)



(b)

Hình 5. Tín hiệu từ bộ biến đổi ADC (a) và sau khi qua bộ lọc trung bình các mẫu (b)

3.3. Phương pháp sử dụng bộ lọc Kalman

Phương pháp này được đề xuất năm 1960 bởi nhà khoa học Kalman (Kalman và nnk, 1960). Bộ lọc Kalman là thuật toán ước lượng giá trị chưa biết chính xác hơn so với chỉ sử dụng một phép đo duy nhất. Trong báo cáo, tác giả sử dụng mô hình đo cường độ ánh sáng quang trở LDR và kết nối với bộ ADC 12-bit của vi điều khiển ESP32 đã được nhúng thuật toán bộ lọc Kalman. Sơ đồ khối kết nối các thành phần trong mô hình được thể hiện trong hình 6. Khi cường độ ánh sáng thay đổi, quang trở cho giá trị điện áp thay đổi tuyến tính. Giá trị điện áp được đưa vào bộ ADC của ESP32 để lấy mẫu và ước lượng giá trị dùng bộ lọc Kalman.



Hình 6. Sơ đồ khối kết nối thiết bị

Các phương trình bộ lọc Kalman có dạng như phương trình (3) (Greg Welch và nnk, 2001)

$$\hat{X}_k = K_k \cdot Z_k + (1 - K_k) \cdot \hat{X}_{k-1} \quad (3)$$

Trong đó:

\hat{X}_k là giá trị ước lượng hiện tại

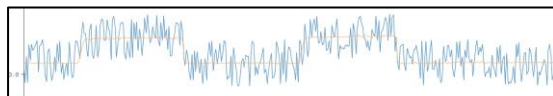
K_k là hệ số Kalman

\hat{X}_{k-1} là giá trị ước lượng tại thời điểm trước

Z_k là giá trị đo được

k là số lần lặp

Độ chênh lệch giữa giá trị đo được và giá trị thực được gọi là sai số e . Khi giá trị mong muốn thay đổi cần có sự thoả hiệp giữa tốc độ bám đuổi của giá trị ước lượng với giá trị thực và độ dao động của giá trị ước lượng. Dữ liệu sau khi được xử lý bằng bộ lọc Kalman sẽ có độ trễ so với dữ liệu chưa được xử lý. Tuy nhiên với tần số xung nhịp của ESP32 lên tới 240MHz, thời gian hoàn thành mỗi lần lấy mẫu tín hiệu điện áp của cảm biến quang trở chỉ khoảng 5us (ESP32 Series Datasheet)



Hình 7. Tín hiệu từ bộ biến đổi ADC (màu xanh) và sau khi qua bộ lọc Kalman (màu vàng)

Áp dụng thuật toán của bộ lọc Kalman cho kết quả tín hiệu số sau khi lọc được thể hiện như đồ thị hình 7. Tín hiệu sau lọc nhiễu có thể đánh giá là khá mịn và ổn định hơn nhiều so với giá trị thô sau bộ biến đổi ADC. Tín hiệu này tiếp tục được xử lý đến khâu hiển thị hoặc tác động đến cơ cấu chấp hành.

Kết luận

Báo cáo đã phân tích các giải pháp xử lý giảm nhiễu tín hiệu bao gồm tín hiệu Analog trước bộ ADC (tín hiệu Analog từ các loại cảm biến) và giải pháp xử lý tín hiệu số sau bộ ADC. Đây là các giải pháp thường được áp dụng trong các mạch đo lường trong công nghiệp.

Đồng thời báo cáo cũng đưa ra một mô hình đo điện áp đầu ra từ cảm biến quang trở và ước lượng giá trị số tương ứng sử dụng bộ lọc Kalman đơn giản. Kết quả tín hiệu được xử lý lọc nhiễu khá mịn và có phương sai nhỏ.

Lời cảm ơn

Tác giả xin chân thành cảm ơn các cán bộ của bộ môn Kỹ thuật điện – Điện tử, Khoa Cơ điện, Đại học Mở - Địa chất đã đóng góp về mặt chuyên môn, hỗ trợ về trang thiết bị thí nghiệm, giúp tác giả hoàn thiện báo cáo.

Tài liệu tham khảo

- National Instruments, (2016). Engineer's Guide to Accurate Sensor Measurements – White Paper. <https://ni.com/compactdaq>.
- Henri Sino (2011). Electromagnetic Interference (EMI) Filtering Reduces Errors in Precision Analog Applications. *Analog Dialogue 45-01*. <https://www.analog.com/analogdialogue>
- Anna Richelli (2016). EMI susceptibility Issue in Analog Front-End for Sensor Applications. *Journal of Sensors*.
- Greg Welch, Gary Bishop (2001). An Introduction to the Kalman Filter. University of North Carolina at Chapel Hill Department of Computer Science.
- Trịnh Tuấn Dương, Nguyễn Ngọc Linh (2019). Ứng dụng bộ lọc Kalman trong việc xử lý tín hiệu thu được từ cảm biến đo nồng độ bụi Sharp GP2Y1010AU0F. *Tạp chí khoa học công nghệ, Trường ĐH Công nghệ, ĐH Quốc gia Hà Nội*, E-ISSN 2615-9619.



ESP32 Series Datasheet (topic 4.1.2), the ADC characteristics shows the maximum sampling rates. <https://www.espressif.com>

M. S. Grewal, A. P. Andrews, (2001). Kalman Filtering - Theory and Practice Using MATLAB. *Wiley*.

Anna Richelli (2016). EMI susceptibility Issue in Analog Front-End for Sensor Applications. *Journal of Sensors*

Xây dựng bộ đo công suất ứng dụng cho các bài thí nghiệm, thực hành mạch điện xoay chiều của phòng thí nghiệm Kỹ thuật điện – Điện tử trường Đại học Mở - Địa chất

Nguyễn Trường Giang¹

¹ Khoa Cơ – Điện, Trường Đại học Mở - Địa chất

THÔNG TIN BÀI BÁO

Quá trình:
 Nhận bài 15/6/2021
 Chấp nhận 17/8/2021
 Đăng online 20/12/2021

Từ khóa:

Bộ đo công suất; ứng dụng theo dõi công suất.

TÓM TẮT

Bài báo trình bày kết quả nghiên cứu việc xây dựng bộ đo công suất ứng dụng cho các bài thí nghiệm thực hành mạch điện xoay chiều. Nội dung chính của bài báo là xây dựng bộ đo công suất ứng dụng cho các bài thí nghiệm, thực hành theo dõi kết quả và cài đặt trực tiếp trên thiết bị. Số liệu đo được hiển thị và lưu trữ theo thời gian thực trên thiết bị và các thiết bị khác như smartphone, máy tính bảng, có kết nối 4G, wifi. Các kết quả thực nghiệm đo đối với các bài thí nghiệm, thực hành mạch điện xoay chiều cho kết quả tốt, chứng tỏ khả năng sẵn sàng thay thế cho các thiết bị đo công suất cũ, hỏng.

© 2021 Trường Đại học Mở - Địa chất. Tất cả các quyền được bảo đảm.

1. Mở đầu

Hiện nay hầu hết các đồng hồ đo công suất tác dụng trong các bài thí nghiệm thực hành đều là đồng hồ cơ, thời gian được trang bị đã lâu nên nhu cầu cải tiến và thay thế bằng các đồng hồ kỹ thuật số với tính năng vượt trội và độ chính xác cao là cần thiết. Áp dụng những công nghệ tiên tiến, sử dụng các module đo công suất chuyên dụng kết hợp với bộ vi xử lý ESP8266 tác giả đã chế tạo bộ đồng hồ đo công suất, đo dòng điện và điện áp, phù hợp với các bài thí nghiệm, thực hành đo các thông số trong mạch điện xoay chiều.

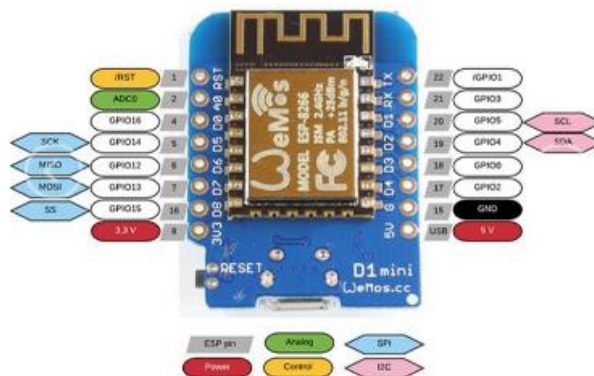
2. Thiết bị phần cứng và kết quả nghiên cứu chế tạo

2.1. Thiết bị phần cứng

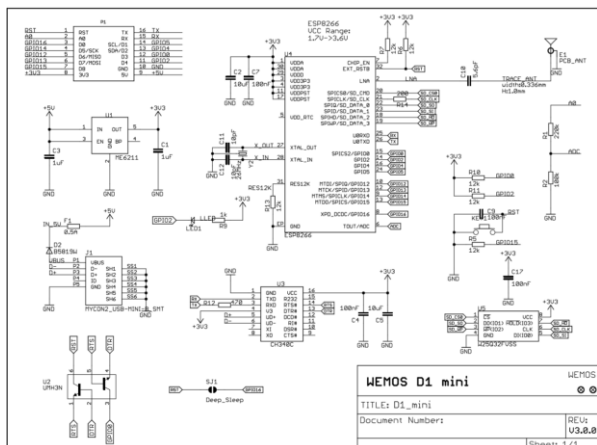
2.1.1. Module vi điều khiển WeMos D1mini

Module WeMos D1 mini là board được phát triển dựa trên module ESP8266-12E và phát triển theo tiêu chuẩn của board mạch Arduino

Uno, tương thích với chương trình Arduino IDE. Module này được tích hợp WiFi nên dễ dàng thực hiện các ứng dụng thu thập dữ liệu và điều khiển thiết bị thông qua WiFi. Hình 1 là hình ảnh và sơ đồ chân, hình 2 là sơ đồ nguyên lý module WeMosD1 mini.



Hình 1. Hình ảnh và sơ đồ chân module WeMosD1 mini



Hình 2. Sơ đồ nguyên lý module WeMosD1 mini

2.1.2. Module đo lường PZEM004T

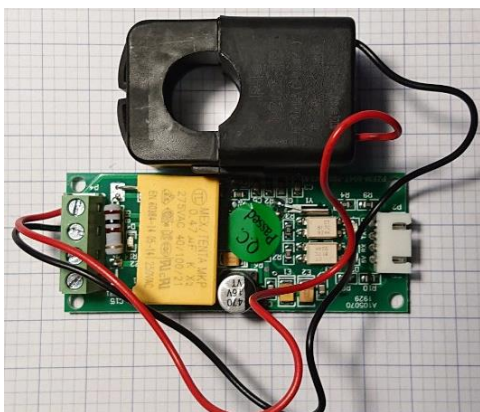
Hình 3 là hình ảnh và hình 4 mô tả sơ đồ khối module PZEM004T.

Module có các chức năng sau:

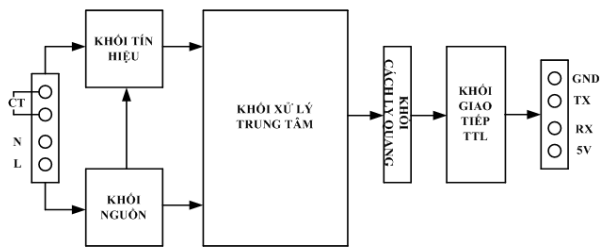
Đo các thông số (điện áp, dòng điện, công suất tác dụng và năng lượng).

Báo động quá tải, quá điện áp.

Giao tiếp nối tiếp (giao tiếp TTL), sử dụng chức năng này để giao tiếp với các thiết bị đầu cuối thông qua các chân đọc và thiết lập thông số.



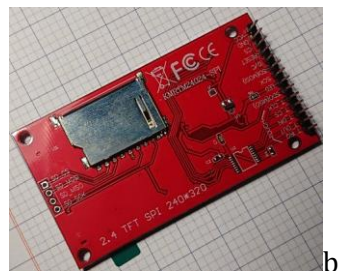
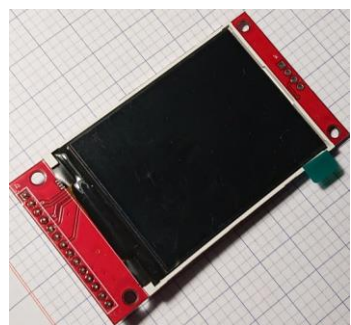
Hình 3. Hình ảnh module PZEM-004T



Hình 4. Sơ đồ khối module PZEM004T

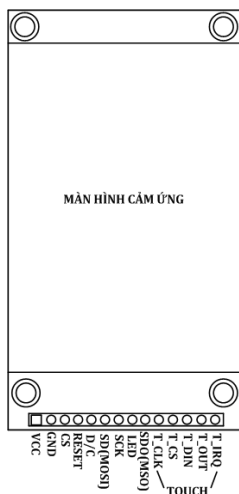
2.1.3. Màn hình cảm ứng (LCD TFT 2.4 SPI ILI9341 TOUCH)

Màn hình LCD TFT cảm ứng điện trở 2,4 inch ILI9341 giao tiếp SPI. Hình 5 và hình 6 là hình ảnh và sơ đồ chân màn hình cảm ứng LCD TFT ILI9341



a) Mặt trước; b) Mặt sau

Hình 5. Hình ảnh màn hình cảm ứng LCD TFT ILI9341



Hình 6. Sơ đồ chân màn hình cảm ứng LCD TFT 2.4 SPI ILI9341 TOUCH

Định dạng hiển thị:

Công suất: phạm vi đo 0÷22kW

Trong khoảng 0÷1kW, định dạng hiển thị 000÷999.9;

Trong khoảng 1÷22kW định dạng hiển thị 1.000 ÷22.00.

Điện năng: khoảng đo 0÷9999kWh

Trong khoảng 0 ÷ 10kWh, định dạng hiển thị 0.000 ÷ 9.999;

Trong khoảng 10 ÷ 100kWh, định dạng hiển thị 10.00 ÷ 99.99;

Trong khoảng 100 ÷ 1000kWh, định dạng hiển thị 100.0 ÷ 999.9;

Trong khoảng 1000 ÷ 9999kWh, định dạng hiển thị 1000 ÷ 9999.

Điện áp: phạm vi đo : 80 ÷ 260VAC

Định dạng hiển thị là 110.0 ÷220.0

Dòng điện: phạm vi đo: 0÷ 100A

Định dạng hiển thị: 00.00 ÷ 99.99

2.1.4. Module nguồn chuyển đổi AC – DC

Bộ đo công suất cần sử dụng nguồn AC cho các thiết bị cần giám sát được hoạt động đồng thời

cần nguồn 5VDC cho các module LCD, vi điều khiển. Vì vậy tác giả chỉ sử dụng 01 đầu vào nguồn AC và chuyển sang 5VDC thông qua module nguồn HLK-PM01 cấp cho các module trong mạch. Hình ảnh module nguồn HLK-PM01 được mô tả trên hình 7.

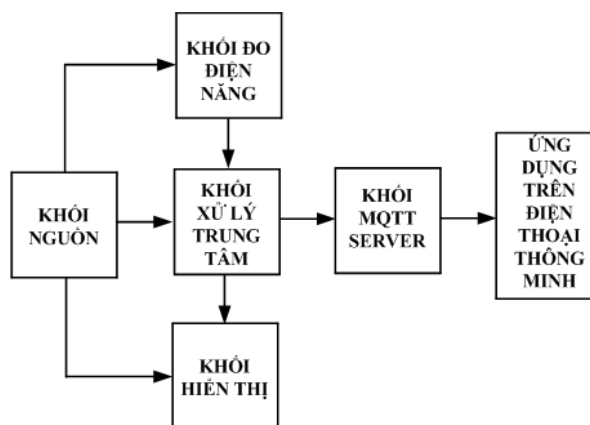


Hình 7. Hình ảnh module nguồn HLK-PM01

2.2. Thiết kế, chế tạo bộ đo công suất

2.2.1. Thiết kế sơ đồ khối

Sơ đồ khối của thiết bị bao gồm các khối như hình 8.



Hình 8. Sơ đồ khối của bộ đo công suất

Chức năng các khối:

Khối nguồn: nguồn điện xoay chiều 220VAC được dùng để cấp cho đầu vào và nguồn xoay chiều trên module PZEM004T. Nguồn 5VDC được chuyển đổi từ nguồn xoay chiều thông qua module nguồn HLK- PM01 có chức năng cấp nguồn để toàn mạch hoạt động.

Khối đo điện năng sử dụng module PZEM004T.

Khối xử lý trung tâm: sử dụng module vi điều khiển WeMos D1 mini kết nối với các thiết bị ngoại vi và giao tiếp với server thông qua WiFi. Để đo dữ liệu thu thập được từ module PZEM004T thông qua ứng dụng trên smartphone hoặc máy tính, tác giả sử dụng giao thức MQTT theo mô hình Publish/Subscribe.

Khối hiển thị: sử dụng màn hình cảm ứng LCD TFT 2.4 SPI ILI9341 để dễ dàng theo dõi các thông số điện đo được và cài đặt các tham số cho thiết bị

2.2.2. Kết nối chân linh kiện

Linh kiện các khối được kết nối theo sơ đồ chân hình 9.

ESP8266 Mini D1	LCD	PZEM	Relay	Buzzer	Nguồn
5V					V+
GND	GND				V-
3V3	VCC				
D8	CS				
RST	RESET				
D4	D/C				
D7	SDI				
D5	SCK				
D3	LED				
D6	SDO				
D5	T_CLK				
D0	T_CS				
D7	T_DIN				
D6	T_DO				
	T_IQR				
3V3		5V			
RX		RX			
TX		TX			
GND		GND			
			VCC		V+
			GND		V-
D2			IN		
				VCC	V+
				GND	V-
D1				I/O	

Hình 9. Sơ đồ kết nối chân linh kiện

2.2.3. Phần mềm lập trình cho vi điều khiển

Tác giả đã sử dụng phần mềm Arduino IDE để xây dựng, biên dịch và nạp chương trình điều khiển cho bộ đo công suất



Hình 10. Giao diện lập trình và biên dịch trên Arduino IDE

3. Kết quả đạt được

Từ các phân tích về thiết kế, tác giả đã chế tạo thành công bộ đo công suất, với màn hình LCD TFT màu 2.4 inch có cảm ứng và giao diện trực quan. Ngoài ra, bộ đo công suất có ứng dụng hỗ trợ theo dõi trên smartphone và hỗ trợ kết nối với ứng dụng bên thứ 3 như Home Assistant.

Các chức năng chính của bộ đo công suất:

Hiển thị kết quả đo điện áp, tần số, dòng điện, công suất, số điện hàng ngày, hàng tháng, tổng số điện đã sử dụng.

Lưu kết quả đo (số điện) trên thiết bị, kể cả khi mất kết nối internet.

Hỗ trợ ứng dụng hiển thị trên smartphone .

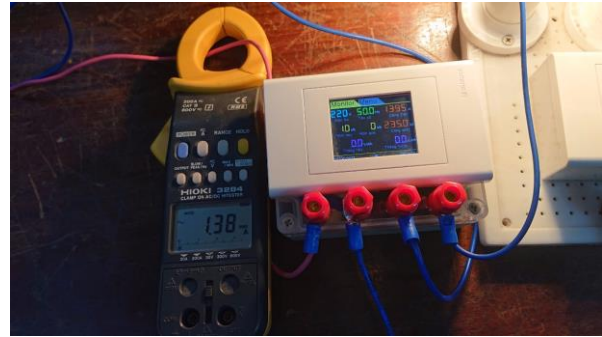
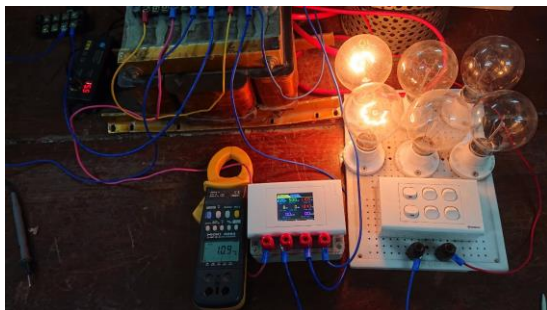
Hỗ trợ kết nối với Home Assistant.

Có giao thức kết nối MQTT.

Kết quả đo tương đương với các thiết bị đo chuyên dụng (đã được kiểm định) trong phòng thí nghiệm.



Hình 11. Hình ảnh bộ đo công suất sau khi hoàn thiện



Hình 12. Hình ảnh đấu nối bộ đo công suất trong bài thí nghiệm mạch điện và kết quả đo được

4. Kết luận

Trong bài báo tác giả đã tổng kết lại quá trình nghiên cứu, thiết kế và chế tạo bộ đo công suất.

Dựa trên các phần mềm mã nguồn mở, tác giả đã tạo ra giao diện riêng để thực hiện việc cài đặt và kết nối thiết bị.

Các kết quả thực nghiệm đo đối với các bài thí nghiệm, thực hành mạch điện xoay chiều cho kết quả tương đương với thiết bị đo chuẩn của phòng thí nghiệm.

Tài liệu tham khảo

[1] <http://allaboutcircuits.com/projects/breadboard-and-program-an-esp-01-circuit-with-the-arduino-ide/>.

[2] <http://arduino.cc/en/Main/Software>

Tác động của mạng 5G đối với sự phát triển của tự động hóa và số hóa công nghiệp

Tổng Ngọc Anh ^{1,*}

¹ Khoa Cơ – Điện, Trường Đại học Mở - Địa chất, Việt Nam, tongngocanh@humg.edu.vn;

THÔNG TIN BÀI BÁO

Quá trình:

Nhận bài 17/6/2021
Chấp nhận 18/8/2021
Đăng online 20/12/2021

Từ khóa:

5G, mạng di động 5G,
Internet of Things (IoT),
Wifi 6, Internet công
nghiệp - Industrial
Internet of Things (IIoT)

TÓM TẮT

Ngành công nghiệp di động đang phát triển vượt bậc và đã có những bước chuẩn bị trong việc triển khai mạng di động thế hệ thứ 5 (5G). Sự xuất hiện của mạng 5G với các đặc tính tốc độ nhanh, độ trễ thấp, tính tin cậy cao, thực sự như một động lực thúc đẩy đáng kể cho các ngành công nghiệp IoT (Internet of Things), trí tuệ nhân tạo (AI – Artificial Intelligent), xe tự hành, thực tế ảo, blockchain và các ứng dụng tự động hóa thông minh khác. Sự ra đời ấy không chỉ đơn giản là một bước tiến của mạng di động thế hệ tiếp theo, mà nó còn mở ra một chân trời mới cho mọi ngành công nghệ. Bài báo này sẽ đưa ra các phân tích, đánh giá về các thế hệ mạng di động và nhấn mạnh những tác động quan trọng của mạng 5G tới sự phát triển của tự động hóa thông minh và số hóa trong các ngành công nghiệp.

© 2021 Trường Đại học Mở - Địa chất. Tất cả các quyền được bảo đảm.

1. Đặt vấn đề

Sự phát triển của các thế hệ mạng di động 1G, 2G, 3G, 4G đã kéo theo những bước tiến vượt bậc trong các ngành khoa học kỹ thuật nói chung, cũng như ngành công nghiệp nói riêng. Trung bình khoảng 10 năm kể từ khi mạng di động thế hệ đầu tiên (1G – first generation) ra đời năm 1981, đánh dấu một thế hệ mạng di động mới, được đặt tên lần lượt là 1G, 2G, 3G, 4G và 5G (Pathak 2013; Mishra 2018). Bài báo này tập trung phân tích các đặc điểm của mạng di động 5G và những tác động của mạng 5G lên các ngành: IoT, công nghệ oto, công nghiệp sản xuất, y tế chăm sóc sức khỏe, thành phố thông minh và một số ngành khác.

2. Lịch sử phát triển của các thế hệ mạng di động

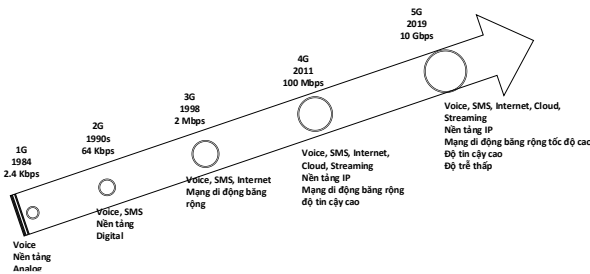
Nếu như thế hệ mạng di động đầu tiên (1G) chỉ cho phép người dùng trao đổi thông tin dưới

dạng thoại (voice) trong phạm vi nhỏ, thì thế hệ mạng di động thứ hai (2G) cho phép chúng ta có thể kết nối toàn cầu với nhau thông qua hình thức thoại (voice) và nhắn tin văn bản (text sms). 3G cung cấp thêm khả năng truyền tải dữ liệu tốc độ cao (high-speed data) từ mạng truy nhập Internet. 4G mang lại sự khác biệt khá lớn về tốc độ truyền tải dữ liệu này, đồng thời bắt đầu cung cấp các nền tảng trực tuyến và dịch vụ Internet tốc độ cho đại chúng. Riêng mạng 5G, đang được biết đến như một thế hệ mạng di động mạnh mẽ nhất, trang bị khả năng truyền nhận dữ liệu vô hạn (Pathak 2013; GSMA 2017; Mishra 2018).

Tốc độ dữ liệu của các thế hệ mạng di động cũng từng bước được nâng cao. Mạng di động thế hệ thứ 5, là bước tiến tiếp theo của mạng di động 4G, được kỳ vọng mang tới tốc độ từ 1 – 10 Gbps cho người sử dụng đầu cuối (Bhalla 2010; Mishra 2018).



Hình 1. Lịch sử phát triển các thế hệ mạng di động



Hình 2. Tốc độ dữ liệu các thế hệ mạng di động

3. Các đặc tính của mạng di động 5G

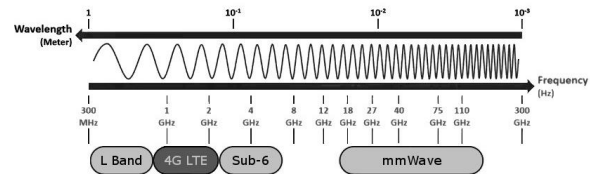
3.1. Tiêu chuẩn mạng

Mạng 5G hiện nay có 2 tiêu chuẩn: một là dạng mạng liên kết NSA (Non-standalone). Dạng này dựa có cấu trúc nền tảng vẫn dựa trên nền tảng của mạng di động 4G. Hai là mạng dạng độc lập SA (Standalone). Đối với dạng SA, mạng lõi lúc này đã được thay đổi hoàn toàn, được trang bị các công nghệ phân chia hoạch định mạng và mã hóa sóng mang con. Kiến trúc mạng 5G theo chuẩn SA được tối ưu hóa về giá thành mà vẫn cải thiện được chất lượng sử dụng dịch vụ (Cero et al. 2017; Saha et al. 2016).

3.2. Kỹ thuật trải phổ

Mạng 5G sử dụng công nghệ mmWave cho các dải tần số cao (trên 17GHz), và sử dụng các sóng mang cho các phổ tín hiệu 3 - 6 GHz (sub-6), băng tần dưới 1GHz (300-800 MHz) và dải tần của mạng 4G. Ở Việt Nam, hiện đang nghiên cứu sử dụng dải dưới 6GHz (Sub-6), áp dụng

cho dải tần từ 3.6 – 4 GHz, dải này cho phép mạng 5G phủ sóng được khoảng cách tầm trung. Trong công nghệ mmWave, người ta tập trung sử dụng nhiều các trạm tế bào có kích thước nhỏ (small cells), thay vì việc sử dụng song hành trạm phát có công suất lớn và small cells như mạng 4G. Vị trí đặt small cells sẽ được thiết kế để lắp trên các cột đèn hoặc các tòa nhà, khi đó, sóng mmWave có thể dễ dàng truyền mà ít chịu sự ảnh hưởng của thời tiết hoặc các chướng ngại vật vật lý (Liu and Jiang 2016; De Matos and Gondim 2016; Hossain 2013).



Hình 3. Phổ tần số sử dụng trong mạng 5G (Robert Triggs, Online)

3.3. Kỹ thuật định tuyến (Beamforming)

Kỹ thuật beamforming trong mạng 5G cho phép các bộ định tuyến (router) truyền tín hiệu tới các thiết bị sử dụng nhanh hơn, mạnh hơn với độ tin cậy cao hơn so với mạng vô tuyến thông thường, cho phép khắc phục các giới hạn về cự ly truyền dẫn khi sử dụng phổ dạng sóng ở tần số cao.

3.4. Kỹ thuật đa ăng ten (Massive MIMO)

Kỹ thuật Massive MIMO cho phép sử dụng nhiều ăng ten phát và nhiều ăng ten thu tại cùng một thời điểm trên cùng một trạm thu phát sóng để phục vụ nhiều người sử dụng. Kỹ thuật này sẽ tận dụng triệt để hiệu năng sử dụng tần số tại một trạm. Thông thường, nó được kết hợp cùng kỹ thuật beamforming ở trên.

Bên cạnh đó, mạng di động thế hệ thứ 5 cung cấp khả năng hỗ trợ giao tiếp giữa máy – máy được cải thiện, giảm mức độ tiêu thụ công suất và độ trễ thấp hơn so với mạng 4G. Mạng 5G sử dụng băng tần siêu rộng UWB (Ultra Wide Band) với độ rộng băng tần cao hơn mà vẫn sử dụng năng lượng tiêu thụ thấp hơn. Băng thông của mạng 5G có thể đạt tới 4000 Mbps, nhanh gấp 100 lần so với mạng di động 4G ngày nay. Mạng 5G cũng có thể cung cấp tới hàng trăm tỷ

các kết nối, giao tiếp máy trong phạm vi rộng với băng thông di động cực cao. Ngoài ra, mạng di động 5G có độ trễ cực thấp (1ms), tiết kiệm năng lượng tới 90%, độ tin cậy rất cao 99.9%, tốc độ truyền dữ liệu lên tới 10 Gbps, cho phép truyền dữ liệu với dung lượng lên tới 10 Tb (Barreto et al. 2016; Hu 2016; Saha et al. 2016; Cero et al. 2017).

4. Những tác động của mạng 5G

Hiện nay, các ngành công nghiệp sản xuất đang từng bước được nâng cao với mục đích tăng doanh thu bằng cách thay đổi trong các quá trình phục vụ khách hàng, tăng cung và cầu, cạnh tranh trực tiếp với đối thủ, giảm các chi phí sản xuất bằng cách tăng năng suất lao động, giảm rủi ro đi cùng với tăng cường an ninh, an toàn và bảo mật. Để thực hiện điều đó, các ngành công nghiệp này phải tiến tới các quy trình về số hóa với các yêu cầu như sau (Ericsson, 2017):

- Hệ thống dây chuyền sản xuất phải được trang bị khả năng kết nối tức thời, linh hoạt, siêu đáng tin cậy cho hàng triệu thiết bị
- Giá thành thiết bị phải rẻ, có thời lượng pin kéo dài
- Có khả năng theo dõi, vận hành, bảo dưỡng toàn trình quá trình sản xuất từ xa
- Có thể sử dụng thực tế ảo/ thực tế tăng cường
- Đặc biệt, có thể sử dụng trí tuệ nhân tạo để tăng cường trong nhiều quá trình, thậm chí là cả doanh nghiệp

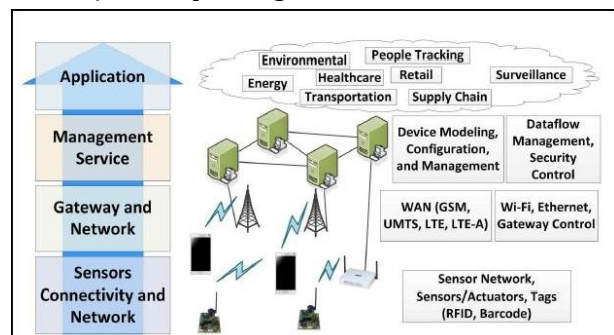
Những đặc trưng của mạng 5G sẽ là công nghệ chính để số hóa các ngành công nghiệp bởi nó có khả năng cung cấp băng thông rộng tốc độ cao, đáng tin cậy cũng như đảm bảo về tính bảo mật. Bên cạnh đó, mạng 5G sẽ cung cấp nền tảng để thúc đẩy số hóa và tự động hóa của công nghệ 4.0 bao gồm:

- Truyền thông băng rộng: thích hợp cho các ngành công nghiệp truyền thông và giải trí, Internet

- Giao tiếp máy và máy (Machine to Machine – Massive IOT): thích hợp cho các ngành mua sắm, bán lẻ và sản xuất
- Độ trễ thấp, độ tin cậy cao: thích hợp cho các ngành sản xuất xe tự hành, y tế và thành phố thông minh (smart cities).

4.1. Tác động của mạng 5G đối với IOT

Khái niệm về IOT đã được ứng dụng từ năm 2015, với nền tảng cấu trúc bao gồm: các cảm biến không dây (wireless sensors), hệ thống thu thập dữ liệu (DAS – Data Acquisition System), chuyển vùng Internet (Internet Gateway), Dịch vụ quản lý dữ liệu, trung tâm dữ liệu và điện toán đám mây. Hệ thống IOT ngày nay đang dần phải đối mặt với sự tăng lên của các Nodes mạng cũng như các vấn đề bảo mật. Đối với mạng 4G, vấn đề truyền dữ liệu dung lượng thấp có thể áp dụng được cho nhiều Nodes nhiều cảm biến. Tuy nhiên khi yêu cầu của người sử dụng tăng lên, đòi hỏi truyền hình ảnh và video, mạng 4G sẽ đứng trước thử thách không hề nhỏ. Mạng 5G sẽ giải quyết được vấn đề này, mạng 5G sẽ cung cấp các điều kiện cần thiết và khả năng kết nối linh hoạt cho các thiết bị đầu cuối, bao gồm tốc độ truy cập lớn, thông lượng cao, độ tin cậy tốt, độ trễ thấp, ... sẽ cải thiện hoàn toàn phạm vi và ứng dụng của IOT ngày nay như thành phố thông minh, camera an ninh thông minh, bộ điều nhiệt thông minh, thiết bị nhà bếp thông minh ...



Hình 4. Kiến trúc phân tầng trong IOT (Opentechdinary, 2015)

Chính vì vậy, mạng di động thế hệ mới này chắc chắn có thể đáp ứng được với sự tăng lên

của các trạm cảm biến trong tương lai (Li et al. 2018), thông qua các tiêu chí sau:

Tốc độ dữ liệu: là yếu tố quan trọng đối với các hệ thống truyền thông không dây, cụ thể, mạng 5G có thể hỗ trợ tốc độ dữ liệu lớn nhất là 10 Gbps và nhỏ nhất là 100 Mbps (5G Forum 2016).

Các ứng dụng IOT lưu động: hiện nay, nhiều thiết bị IOT có sự chuyển động tương đối giữa máy phát và máy thu, những yêu cầu này đang là vấn đề thách thức đối với mạng 4G. Tuy nhiên, với mạng 5G, số lượng trạm di động có kích thước nhỏ lớn sẽ khắc phục được điều này.

Trễ truyền dẫn: mạng 5G với những cải tiến đáng kể về công nghệ lõi theo chuẩn ALL IP, cho phép độ trễ giảm tới mức tối thiểu (xấp xỉ 0) (Saha et al. 2016; Hu 2016; Ford et al. 2017)

Mật độ kết nối: số lượng thuê bao/ thiết bị truy cập trong một đơn vị diện tích là không giới hạn trong mạng 5G (Amaral et al. 2016; NGMN Alliance 2017).

Độ tin cậy trong mạng 5G: đánh giá tỉ lệ mất gói khi thực hiện ở lớp vật lý. Trong mạng 5G, độ tin cậy đạt 99,999% (Ford et al. 2017; Rappaport et al. 2014; Ge et al. 2016; Elayoubi et al. 2016)

Độ chính xác về vị trí: trong mạng 5G, độ chính xác khi thực hiện định vị theo trạm phát sóng đạt mức nhỏ hơn 1m (Elayoubi et al. 2016)

Độ phủ sóng: mạng 5G cung cấp khả năng kết nối mọi lúc, mọi nơi mà vẫn đảm bảo tốc độ dữ liệu ở mức 1Gbps dựa theo nhu cầu của người sử dụng. Đối với các trạm IOT, yêu cầu về mức phủ sóng của trạm phải đạt trên 99,999% và chỉ có mạng 5G mới có khả năng đáp ứng này (NGMN Alliance 2017)

Hiệu năng sử dụng phổ: được định nghĩa là thông lượng của tất cả người dùng trên một trạm phủ sóng hoặc một vùng địa lý (cách khác được gọi là: thông lượng truy cập mạng trên một Hz băng thông), thông lượng này được quy chuẩn trong IEEE là 30bps/Hz cho đường tải xuống và 15bps/Hz cho đường tải lên (Liu and Jiang 2016). Mạng 5G cho phép tăng thông lượng này lên tới 3 – 5 lần hiệu năng sử dụng

phổ (Liu and Jiang 2016; De Matos and Gondim 2016; Hossain 2013)

4.2. Tác động của mạng 5G đối với ngành công nghệ ô tô

Theo một nghiên cứu năm 2017 của Qualcomm, vào năm 2035, mạng 5G sẽ mang lại tổng sản lượng kinh tế hơn 2,4 nghìn tỷ USD trong lĩnh vực ô tô, bao gồm cả chuỗi cung ứng và khách hàng của nó. Tác động kinh tế 5G trong lĩnh vực này sẽ chiếm khoảng 20% tổng tác động kinh tế 5G toàn cầu vào năm 2035 (Condon 2017). Theo Diễn đàn Kinh tế Thế giới, quá trình chuyển đổi kỹ thuật số của ngành công nghiệp ô tô sẽ tạo ra 67 tỷ đô la giá trị trong giai đoạn 2015–2025. Ngoài ra, sự chuyển đổi này sẽ tạo ra 3,1 nghìn tỷ đô la lợi ích xã hội bao gồm cải tiến phương tiện tự hành và hệ sinh thái doanh nghiệp vận tải trong cùng thời kỳ (Diễn đàn Kinh tế Thế giới 2015). Các nhà sản xuất ô tô đang chạy đua để cải tiến công nghệ cung cấp năng lượng cho ô tô tự hành (Smart Cars). Smart Cars tiêu tốn nhiều băng thông, yêu cầu phản hồi nhanh hơn từ mạng và kết nối mạng liên tục. 5G hỗ trợ băng thông cao hơn và độ trễ thấp hơn, cho phép Smart Cars hoạt động hiệu quả. Công nghệ 5G đồng thời cũng thu thập chính các dữ liệu từ xe tự hành. Công nghệ này giúp lái xe thông minh an toàn hơn và hiệu quả hơn. Như vậy, mạng 5G sẽ giúp kích hoạt các dịch vụ đi xe tự hành trong đô thị và hầu hết người sử dụng. Ngoài ra, mạng 5G có thể cung cấp nhiều dịch vụ cho các nhà sản xuất, bao gồm thông tin điều hướng, thông tin giao thông, tính phí điện tử, cảnh báo nguy hiểm, cảnh báo va chạm, cập nhật thời tiết và các dịch vụ an ninh mạng để giám sát các phương tiện xâm nhập.

4.3. Tác động của mạng 5G đối với ngành công nghiệp sản xuất

Các công ty sản xuất trên khắp thế giới đang chịu áp lực cạnh tranh gay gắt do vòng đời sản phẩm và kinh doanh ngắn hơn. Tỷ suất lợi nhuận đang bị siết chặt hơn bao giờ hết. Để cạnh tranh trên toàn cầu, các công ty sản xuất bắt buộc phải nâng cao hiệu quả và giảm chi phí thông qua các công nghệ đổi mới quy trình mới

như robot, tự động hóa nhà kho, nhà máy thông minh và trợ giúp điều chỉnh linh hoạt. Mạng 5G và IoT sẽ đóng những vai trò quan trọng trong việc nâng cao và tạo điều kiện cho những tiến bộ sản xuất này. 5G sẽ mang đến nhiều cơ hội về việc thực hiện xây dựng một nhà máy thông minh, có thể tận dụng các công nghệ như tự động hóa, trí thông minh nhân tạo và thực tế ảo để xử lý sự cố. 5G là một công nghệ quan trọng cho số hóa ngành công nghiệp giúp tăng cường trực tiếp kết nối, chất lượng, tốc độ, độ trễ và băng thông. 5G có thể giúp khắc phục các vấn đề khó khăn, bao gồm các vấn đề liên quan đến kết nối như không đủ băng thông, tốc độ và độ trễ. 5G cũng sẽ cải thiện khả năng kết nối cho một mạng lưới cảm biến lớn để bảo trì, dự đoán tình trạng hoạt động cho các máy móc, robot trong nhà máy. Mạng 5G sẽ cho phép tính linh hoạt cao hơn, chi phí thấp hơn và thời gian thực hiện ngắn hơn cho các thay đổi và thay đổi bố trí mặt bằng nhà máy. Các mạng, dịch vụ và khả năng kết nối 5G có tiềm năng chuyển đổi mô hình sản xuất, kinh doanh và bán hàng theo những cách có lợi cho sản xuất.

4.4. Tác động của mạng 5G đối với ngành y tế và chăm sóc sức khỏe

Hiện nay, đứng trước đại dịch Covid-19 đang gia tăng, yêu cầu về chăm sóc và điều trị sức khỏe từ xa đang là vấn đề khá cấp thiết khi mà các bác sĩ, nhân viên y tế gặp khó khăn trong việc di chuyển tới hiện trường. Các dịch vụ và mạng 5G sẽ cung cấp các ưu điểm của nền tảng y tế di động như tính di động và kết nối ưu việt để bác sĩ và y tá có thể theo dõi bệnh nhân mọi lúc, mọi nơi. Công nghệ 5G đồng thời cho phép bệnh nhân sử dụng thiết bị cảm biến nhỏ, gắn trên cơ thể để truyền các thông tin về triệu chứng bệnh (nếu có) và tình trạng sức khỏe của họ. Mạng 5G với tốc độ nhanh hơn và nhiều băng thông hơn có thể giúp các bác sĩ có quyền truy cập vào thông tin của bệnh nhân để theo dõi và chẩn đoán từ xa. Ví dụ như vào tháng 4 năm 2019, một bác sĩ phẫu thuật thần kinh Trung Quốc đã phẫu thuật thành công cho một bệnh nhân mắc bệnh Parkinson bằng cách điều

khiển một robot phẫu thuật theo thời gian thực thông qua mạng 5G (China Daily 2019).

4.4. Tác động của mạng 5G đối với smart cities

Truyền tải điện đang là lĩnh vực được áp dụng IOT, tại đây, các công ty điện lực có thể sử dụng truyền tải điện thông minh để tăng hiệu quả trong việc giám sát, quản lý cũng như chủ động trong việc bảo trì và ứng phó khi có sự cố điện, đồng thời, người sử dụng cũng có thể trực tiếp theo dõi điện năng tiêu thụ của hộ gia đình thông qua các thiết bị di động. Với đặc trưng về băng thông, tốc độ dữ liệu, tính real-time, độ tin cậy, tính bảo mật, mạng 5G thực sự có vai trò rất quan trọng trong việc đóng góp vào sự phát triển của một thành phố thông minh tích hợp công nghệ thông tin và truyền thông với các lĩnh vực như: trường học, bệnh viện, giao thông, cung cấp và truyền tải điện, quản lý chất thải, thực thi pháp luật cũng như nhiều lĩnh vực khác.

Bên cạnh đó, không thể phủ nhận rằng mạng 5G cũng có những tác động đáng kể tới các ngành khác, trong đó có Việt Nam, theo chiều hướng không có lợi. Ví dụ như đối với ngành truyền hình, do phổ tần số sub-6 của 5G nằm cùng dải tần với các trạm thu vệ tinh băng tần C, nên tín hiệu truyền hình ngày nay đang bị can nhiễu, dẫn đến tình trạng mất sóng xảy ra thường xuyên (hình 5). Điều này sẽ khiến cho số lượng lớn thuê bao của các khách hàng truyền thống bị giảm, ảnh hưởng trực tiếp tới doanh thu của các đơn vị kinh doanh dịch vụ truyền hình trả tiền.



Hình 5. Phổ tín hiệu truyền hình phía thu khi có tác động của mạng 5G

5. Kết luận

Bài báo đã phân tích các đặc điểm của mạng di động thế hệ thứ 5, những lợi thế cũng như hạn chế mà mạng 5G mang lại cho các ngành công nghiệp. Đối với Việt Nam, việc triển khai mạng 5G hiện tại chưa phải là điều cấp thiết. Tuy nhiên, với sự có mặt của mạng 5G chắc chắn sẽ là yếu tố quyết định tới sự phát triển của rất nhiều ngành công nghiệp.

Tài liệu tham khảo

- Pathak S (2013). Evolution in generations of cellular mobile communication. Master of Science in Cyber Law and Information Security. Project report on Telecommunication and network security on. *Evolution in generations of cellular mobile communication*. Retrieved June 14, 2019,
- GSMA (2017) *The 5G era: age of boundless connectivity and intelligent automation*. GSM Association. Retrieved May 14, 2019,
- Mishra AR (2018) *Fundamentals of network planning and optimization 2G/3G/4G: evolution to 5G, 2nd edn*. Wiley, New York (ISBN: 9781119331711)
- Bhalla MR, Bhalla AV (2010). *Generations of mobile wireless technology: a survey*. Int J Comput Appl 5(4): 26–32. Retrieved June 9, 2019
- Cero E, Baraković Husić J, Baraković S (2017) *IoT's tiny steps towards 5G: telco's perspective*. Symmetry 9:1–38
- China Daily (2019) China performs the first 5G-based remote surgery on the human brain. March 18. Retrieved July 30, 2019
- Saha RK, Saengudomlert P, Aswakul C (2016) *Evolution towards 5G mobile networks—a survey on enabling technologies*. Eng J 20(1):87–112
- Barreto AN, Faria B, Almeida E, Rodriguez I, Lauridsen M, Amorim R, Vieira R (2016) *5G wireless communications for 2020*. J Commun Inf Syst 31:146–163
- Ericsson (2017) *The 5G business potential. Second Edition*. October. Retrieved May 24, 2019
- Li S, Xu LD, Zhao S (2018) *5G Internet of Things: a survey*. Journal of Industrial Information Integration. February 19. Retrieved May 24, 2019
- Hu F (2016) *5G overview: key technologies*. In: Hu F (ed) *Opportunities in 5G Networks*, 1st edn. CRC Press, Boca Raton, pp 1–557
- Ford R, Zhang M, Mezzavilla M, Duttam S, Rangap S, Zorzi M (2017) *Achieving ultra-low latency in 5G millimeter wave cellular networks*. IEEE Commun Manag 55:196–203
- Rappaport TS, Daniels RC, Heath RW, Murdock JN (2014) *Introduction In: Millimeter wave wireless communication*. Pearson Education, Upper Saddle River, NJ, USA (ISBN-13: 978-0-13-217228-8)
- Ge X, Chen J, Ying S, Chen M (2016) *Energy and coverage efficiency trade-off in 5G small cell network*. IEEE Trans Green Commun Netw XX(Y):1–28
- Elayoubi SE, Fallgren M, Spapis P, Zimmermann G, Martín-Sacristán D, Yang C, Jeux S, Agyapong P, Campoy L, Qi Y (2016) *5G service requirements and operational use cases: analysis and METIS II vision*. In: Proceedings of the 2016 European



-
- Conference on networks and communications (EuCNC), Athens, Greece, 27-30 June
- NGMN Alliance (2017) *5G white paper*. Retrieved June 14, 2019
- Liu G, Jiang D (2016) *5G: vision and requirements for mobile communication system towards the year 2020*. Chin J Eng.
- De Matos WD, Gondim PRLM (2016) *Health solutions using 5G networks and M2M communications*. IT Prof. 18:24-29
- Hossain S (2013) *5G wireless communication systems*. Am J Eng Res 2:344-353
- Condon S (2017) *Report: By 2035, 20 percent of 5G's economic impact will be in automotive*. Between the Lines, May 3. Retrieved June 24, 2019
- Mohsen Attaran, *The impact of 5G on the evolution of intelligent automation and industry digitization*, 2020
- China Daily (2019) *China performs the first 5G-based remote surgery on the human brain*. March 18. Retrieved July 30, 2019.

Nghiên cứu sự ảnh hưởng của các thông số hai tầng cánh đến hệ số công suất của tuabin gió trục ngang chong chóng kép

Đoàn Kim Bình^{1,*}, Bùi Minh Hoàng², Nguyễn Văn Tuệ³, Nguyễn Sơn Tùng⁴

¹ Khoa Cơ - Điện, Trường Đại học Mở - Địa Chất, Việt Nam, doankimbinh@humg.edu.vn;

² Khoa Cơ - Điện, Trường Đại học Mở - Địa Chất, Việt Nam, buiminhhong@humg.edu.vn;

³ Khoa Cơ - Điện, Trường Đại học Mở - Địa Chất, Việt Nam, nguyenvantue@humg.edu.vn;

⁴ Khoa Cơ - Điện, Trường Đại học Mở - Địa Chất, Việt Nam, nguyensontung@humg.edu.vn;

THÔNG TIN BÀI BÁO

TÓM TẮT

Quá trình:

Nhận bài 17/6/2021

Chấp nhận 18/8/2021

Đăng online 20/12/2021

Từ khóa:

wind turbine double blade

Trong báo cáo này tác giả tập trung đi vào việc phân tích các thông số hai tầng cánh như: số cánh Z, đường kính mỗi tầng cánh, tỉ tốc đầu mút cánh λ, biên dạng profile cánh ... tới hệ số công suất C_p . Từ đó, đưa ra một bộ thông số tối ưu cho tuabin gió chong chóng kép phù hợp với vận tốc gió thấp tại Việt Nam.

© 2021 Trường Đại học Mở - Địa chất. Tất cả các quyền được bảo đảm.

1. Mở đầu

Hệ thống cánh là bộ phận quan trọng nhất trong tổ máy phát điện tuabin gió, nó có nhiệm vụ biến đổi năng lượng của dòng khí thành cơ năng trên trục quay để quay máy phát điện. Trong hệ thống cánh, profile là một thông số hình học quan trọng nhất trong việc trao đổi năng lượng của cánh với dòng chất khí. Trong quá trình tính toán thiết kế cánh bánh tua bin của động cơ gió nói riêng và của máy cánh dẫn nói chung việc lựa chọn đúng hoặc thiết kế được một profile phù hợp sẽ góp phần tạo ra một ro to gió có hiệu suất cao.

Đối với tua bin gió có công suất nhỏ, thường chọn một profile cho cả chiều dài cánh nhằm đơn giản cho việc xâu cánh cũng như chế tạo bề mặt làm việc của cánh. Đối với các tua bin gió công suất lớn dọc theo chiều dài cánh có thể là sự kết tiếp nhiều profile khác nhau để có cơ sở ưu tiên là bán kính lớn là nơi ưu tiên khả năng tạo mô men quay tác động lên trục. Ở bán kính nhỏ ưu tiên cho độ bền cánh. Một khi cạnh nào đó thì profile cánh tua bin gió có những đặc trưng riêng thường dày hơn

profile cánh máy bay cánh tua bin cũng như các thiết bị máy cánh khác.

Một yêu cầu quan trọng nữa của profile cánh là làm sao trên một đơn vị chiều dài cánh lượng tổn thất năng lượng là nhỏ nhất có thể. Nhìn chung cánh tua bin gió có độ võng không lớn lắm hay nói cánh khác nhỏ hơn rất nhiều so với cánh tua bin hơi. Cánh tua bin gió cũng có yêu cầu là ít thay đổi tâm áp và có mô men xoay cánh nhỏ, đôi khi các cánh có bố trí ở phần bán kính nhỏ các profile có bụng hơi vòng ra phía ngoài.

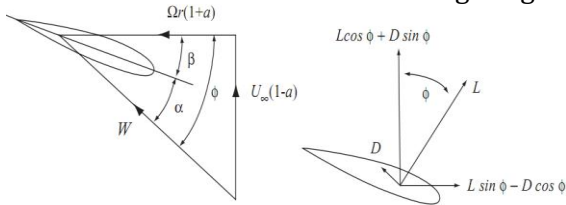
Ngoài thông số profile cánh thì các thông số hệ số λ, số cánh Z, góc tấn α và profile sẽ ảnh hưởng đến hệ số C_p .

2. Xác định sự ảnh hưởng của các thông số hai tầng cánh đến hệ số công suất C_p

2.1. Công thức hệ số công suất C_p

Xét tua bin có cánh quay với vận tốc góc Ω và vận tốc dòng khí là U_∞ , có Z cánh, bán kính R và chiều dài dây cung là c. Góc đặt cánh là β . Cả hai thông số c và β đều thay đổi biến thiên theo bán kính cánh quạt.

Lực tác dụng lên phân tố cánh phụ thuộc và hai yếu tố này có thể thay đổi được kích thước cánh và góc tấn nhờ sự xác định vận tốc tương đối với cánh. Thành phần vận tốc chuyển động dọc theo bán kính của cánh roto coi như là không đáng kể.



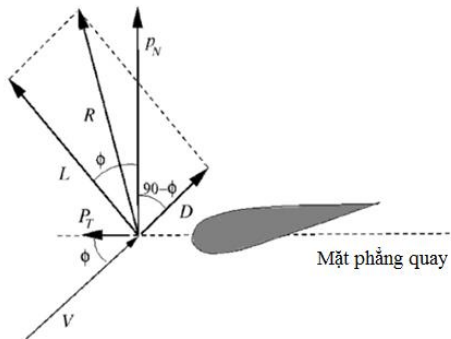
Hình 1. Lực và vận tốc tương đối

Ta có công thức tính công suất:

$$P = \frac{1}{2} C_p \cdot \rho \cdot \frac{\pi \cdot D^2}{4} \cdot v^3 \cdot \eta_{td} \cdot \eta_{mf} \quad (1)$$

Trong đó: P - Công suất tuabin gió (w); C_p - Hệ số công suất; ρ - khối lượng riêng không khí (kg/m^3); D - Đường kính cánh tuabin (m); v - Vận tốc gió (m/s); η_{td} - Hiệu suất thủy động; η_{mf} - Hiệu suất máy phát;

Mặt khác xét lực tiếp tuyến P_N và lực pháp tuyến P_T tác dụng lên cánh trong hình 2 ta có:



Hình 2. Lực tác dụng lên cánh

$$P_N = L \cdot \cos \phi + D \cdot \sin \phi \quad (2)$$

$$P_T = L \cdot \sin \phi - D \cdot \cos \phi \quad (3)$$

Trong đó: P_N - Lực tiếp tuyến (N); P_T - Lực pháp tuyến (N); L - Lực nâng (N); D - Lực cản (N); ϕ - Góc tới (độ);

Xét lực phân tố dT và mô men phân tố dM tác dụng lên cánh tuabin ta có:

$$dT = Z P_N dr \quad (4)$$

$$dM = r \cdot Z \cdot P_T \cdot dr \quad (5)$$

Từ (5) ta có

$$dM = Z \cdot r \cdot (0,5 \cdot \rho \cdot c \cdot C_L \cdot V^2 \cdot \sin \phi - 0,5 \cdot \rho \cdot c \cdot C_D \cdot V^2 \cdot \cos \phi) dr \quad (6)$$

Công suất của tuabin :

$$P = M \cdot \Omega \quad (7)$$

Từ (1) và (7) ta có công thức tính C_p

$$C_p = \frac{8 \cdot M \cdot \Omega}{\rho \cdot \pi \cdot D^2 \cdot v^3 \cdot \eta_{td} \cdot \eta_{mf}} \quad (8)$$

Trong đó: dT - Lực phân tố pháp tuyến (N); dN - Lực phân tố tiếp tuyến (N) ; Z - Số cánh tuabin; C_L - Hệ số lực nâng; C_D - Hệ số lực cản; c - Chiều dài dây cung cánh (m); V - Hiệu suất máy phát; M - Mô men tác dụng lên cánh tuabin gió (N.m); Ω - Vận tốc góc cánh (rad/s);

2.2. Sự ảnh hưởng của tỉ số đầu mút cánh λ đến hệ số công suất C_p

Tỷ số đầu mút cánh thiết kế (λ): λ được chọn phụ thuộc yêu cầu moment khởi động của máy công tác. Nếu tuabin gió phối hợp tải với máy phát thì cần phải chọn λ cao và nếu phối hợp tải với bơm piston có moment khởi động cao thì λ phải thấp. Hệ số moment khởi động của rotor tăng nhanh với sự giảm λ . Ngoài ra việc chọn hệ số λ còn phụ thuộc vào vận tốc gió. Ở nước ta vận tốc gió thấp nên chọn hệ số λ thấp hơn do mô men khởi động thấp phù hợp với vận tốc gió, nếu chọn λ cao thì cần phải vận tốc gió lớn để khởi động như vậy không phù hợp với vận tốc gió nước ta.

2.3. Sự ảnh hưởng của số cánh Z đến hệ số công suất C_p

Số cánh Z : không có một quy định chính xác nào để tính toán số cánh Z . Thông thường thì Z giảm khi λ tăng. Ta có thể chọn số cánh trên những cơ sở sau:

Khi Z tăng, sự mất mát đầu mút cánh giảm và vì vậy C_p tăng với sự tăng của Z . Tuy nhiên, sự khác biệt này chỉ lớn đối với rotor 1 tầng cánh cánh và 2 tầng cánh, thì số cánh thường là 3 cánh, còn lớn hơn 3 cánh thì có thể bỏ qua.

Nếu Z nhỏ thì cung cánh sẽ lớn, vì vậy số Reynold cục bộ sẽ lớn. Giá trị cực tiểu của C_D/C_L thấp hơn khi cánh khí động có số Reynold cao, và vì vậy C_p cũng cao hơn. Có nghĩa là C_p tăng theo sự tăng của cung cánh.

Để cho cánh có thể chịu được moment xoắn và moment uốn và chống lại sự rung động, không ổn định về mặt khí động thì cung cánh không nên quá nhỏ so với chiều dài cánh.

Với những rotor quay chậm thường có nhiều cánh. Nếu dùng ít cánh thì cung cánh sẽ lớn và điều này kết hợp với khoảng cách yêu cầu giữa rotor và cột sẽ dẫn đến moment lớn của lực bên của rotor quanh tâm cột. Điều này có thể gây nên tình trạng không ổn định của hệ thống an toàn.

Đối với tuabin chong chóng kép tại Việt Nam thì ta chọn số cánh của hai tầng cánh là $Z = 3$

2.4. Sự ảnh hưởng của đường kính D đến đến hệ số công suất C_p

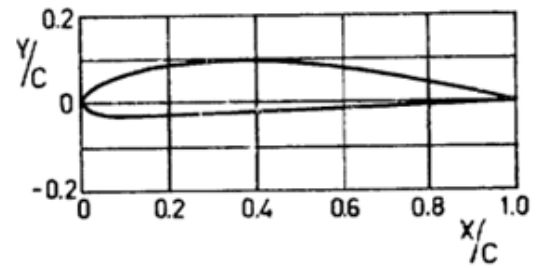
Đối với tua bin gió chong chóng kép, do có hai tầng cánh cho nên vận tốc cánh sau luôn bị cản và suy yếu hơn so với tầng cánh trước, do vậy để công suất theo công thức (1) thì đường kính cánh sau thường lớn hơn cánh trước. Áp dụng luật tương tự, công suất cho hai tầng cánh được phân chia như sau:

$$\begin{aligned} P1 &= 0,6.P \\ P2 &= 0,4.P \end{aligned} \quad (8)$$

Trong đó: $P1$ - Công suất tầng cánh trước tuabin gió (w); $P2$ - Công suất tầng cánh sau tuabin gió (w);

2.5. Sự ảnh hưởng của biên dạng profile và chiều dài dây cung cánh đến đến hệ số công suất C_p

Chọn profile : việc chọn profile ta sử dụng profile NACA để nghiên cứu đặc tính khí động học vì nó có rất nhiều giá trị thuận lợi của số Re , góc tấn, chiều dài dây cung, hệ số lực nâng và lực đẩy, tỉ lệ trượt, hệ số áp suất.



Hình 3. Profile cánh

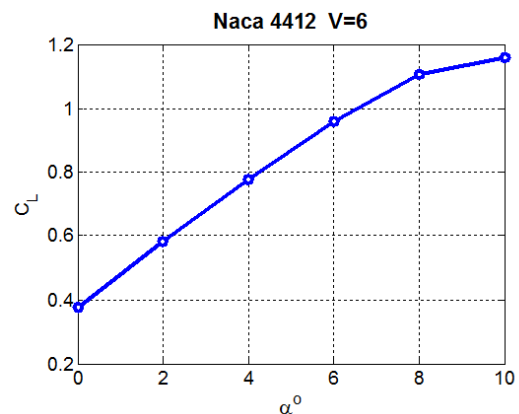
Với profill NACA 4 số: Định nghĩa với 4 số tự nhiên

Số thứ nhất chỉ độ vồng lớn nhất so với 1/100 dây cung

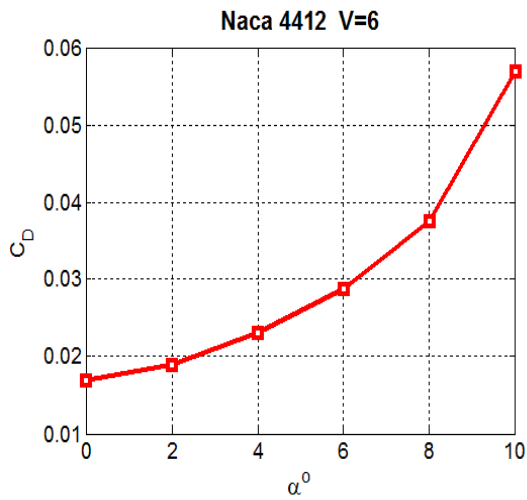
Số thứ hai chỉ độ vồng lớn nhất so với 1/10 dây cung

Hai số cuối chỉ độ dày lớn nhất tính theo phần trăm dây cung

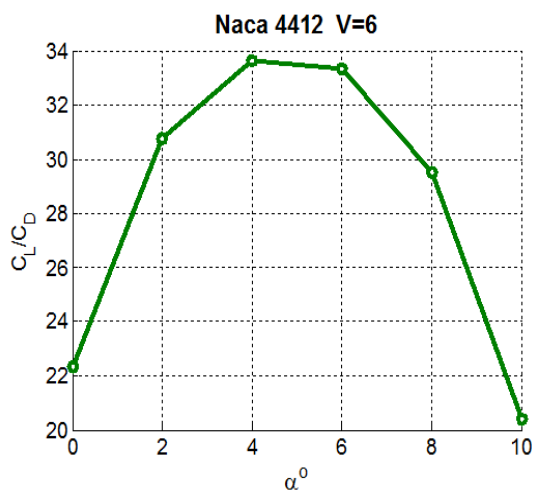
Ở đây ta chọn profill NACA 4412 để nghiên cứu tính toán cho cánh tua bin do profile Naca 4412 tạo lực nâng tốt và có tâm áp gần tâm khí động đảm bảo độ ổn định. Ta thực hiện chạy mô phỏng trường vận tốc $V = 6$ (m/s) và đưa ra được đồ thị thể hiện sự phụ thuộc của các thông số profile cánh của hai tầng cánh như sau:



Hình 4. Đồ thị sự phụ thuộc C_l vào góc tấn của Naca 4412



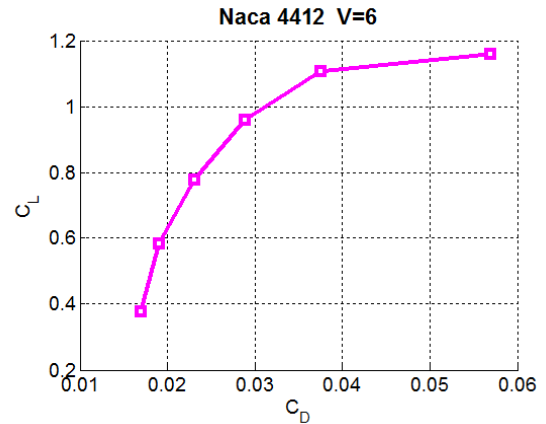
Hình 5. Đồ thị sự phụ thuộc của C_D vào góc tấn của Naca 4412



Hình 6. Đồ thị sự phụ thuộc $k = C_L / C_D$ vào góc tấn của Naca 4412

Khi đó góc tấn $\alpha = 40$. Đây là góc tấn tối ưu chúng ta cần đặt cánh.

Khi góc tấn α thay đổi thì theo công thức (2), (3) các thông số khác thay đổi dẫn đến công thức (8) thay đổi. Hệ số C_p thay đổi.



Hình 7. Đồ thị sự phụ thuộc C_L và C_D vào góc tấn của Naca 4412

2.6. Bộ thông số tối ưu tuabin chong chóng kéo phù hợp với vận tốc gió tại Việt Nam.

Dựa vào những phân tích trên ta chọn các thông số trước khi tính toán là :

Chọn cấu hình tuabin gió trục ngang chong chóng kép.

Về cấu hình ta chọn Loại tuabin gió có cánh trước lớn hơn cánh sau có ưu điểm tận dụng tối đa công suất cánh có đường kính lớn. Nhưng có nhược điểm là cánh sau nhỏ hơn sẽ nhận được rất ít công suất (nhỏ hơn 8 lần so với công suất cánh trước).

Loại tuabin gió có cánh trước nhỏ hơn cánh sau có ưu điểm với cùng một công suất thiết kế, loại tuabin này vẫn đáp ứng đủ công suất và có số vòng quay lớn hơn do đó máy phát sẽ nhỏ gọn hơn so với loại tuabin có cánh trước lớn hơn cánh sau rất nhiều.

Số cánh hai tầng cánh $Z = 3$.

Profill cánh chọn profile Naca 4412.

Góc tấn profill $\alpha = 40$.

Tỉ tốc đầu mút cánh $\lambda = 6$.

Vận tốc gió thay đổi từ 5-8 (m/s) phù hợp với tốc độ gió tại Việt Nam

Từ đó ta thu được các kết quả sau:

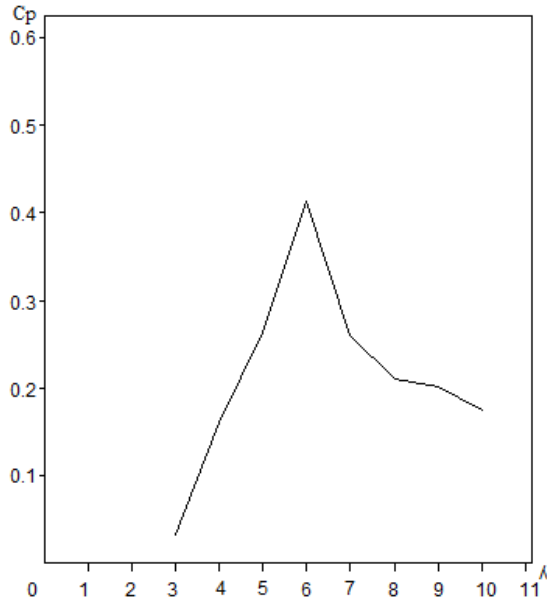
Bảng 1. Kết quả thông số cánh trước.

λ	V = 5 (m/s)			V = 6 (m/s)		
	Cp	n	P	Cp	n	P
3	0.0327	7.165605	827.2435	0.0327	8.598726	1429.477
4	0.1603	9.55414	4058.766	0.1603	11.46497	7013.548
5	0.2637	11.94268	6676.672	0.2637	14.33121	11537.29
6	0.4135	14.33121	10468.37	0.3418	17.19745	14954.4
7	0.2135	16.71975	5405.398	0.2135	20.06369	9340.527
8	0.2097	19.10828	5309.319	0.2097	22.92994	9174.504
9	0.2209	21.49682	5591.319	0.2209	25.79618	9661.799
10	0.1746	23.88535	4419.722	0.1746	28.66242	7637.279
λ	V = 7 (m/s)			V = 8 (m/s)		
	Cp	n	P	Cp	n	P
3	0.0327	10.03185	2269.956	0.0327	11.46497	3388.389
4	0.1603	13.3758	11137.25	0.1603	15.28662	16624.71
5	0.2637	16.71975	18320.79	0.2637	19.10828	27347.65
6	0.4135	20.06369	28725.2	0.4135	22.92994	42878.43
7	0.2135	23.40764	14832.41	0.2135	26.75159	22140.51
8	0.2097	26.75159	14568.77	0.2097	30.57325	21746.97
9	0.2209	30.09554	15342.58	0.2209	34.3949	22902.04
10	0.1746	33.43949	12127.72	0.1746	38.21656	18103.18

Bảng 2. Kết quả thông số cánh trước.

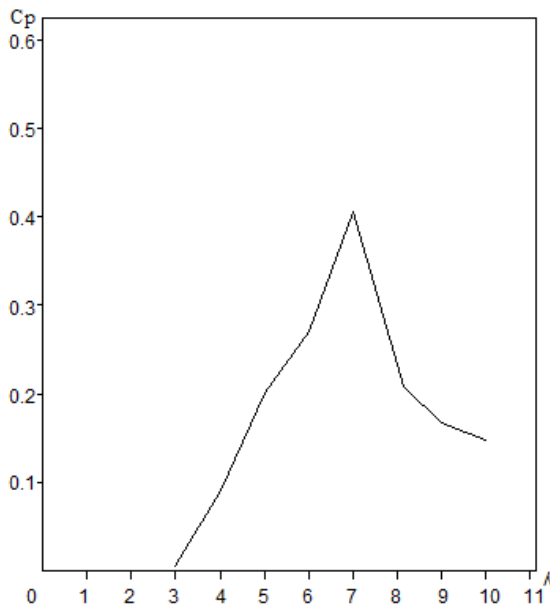
λ	V = 5 (m/s)			V = 6 (m/s)		
	Cp	n	P	Cp	n	P
3	0.0048	7.165605	121.78	0.0048	8.598726	210.4359
4	0.0908	9.55414	2298.746	0.0908	11.46497	3972.233
5	0.2011	11.94268	5090.961	0.2011	14.33121	8797.181
6	0.2705	14.33121	6847.635	0.2705	17.19745	11832.71
7	0.4061	16.71975	10279.73	0.4061	20.06369	17763.38
8	0.1762	19.10828	4460.573	0.1762	22.92994	7707.87
9	0.1678	21.49682	4249.169	0.1678	25.79618	7342.565
10	0.1479	23.88535	3745.17	0.1479	28.66242	6471.653
λ	V = 7 (m/s)			V = 8 (m/s)		
	Cp	n	P	Cp	n	P
3	0.0048	10.03185	334.1644	0.0048	11.46497	498.8111
4	0.0908	13.3758	6307.76	0.0908	15.28662	9415.665
5	0.2011	16.71975	13969.6	0.2011	19.10828	20852.58
6	0.2705	20.06369	18789.91	0.2705	22.92994	28047.91
7	0.4061	23.40764	28207.59	0.4061	26.75159	42105.79
8	0.1762	26.75159	12239.81	0.1762	30.57325	18270.51
9	0.1678	30.09554	11659.72	0.1678	34.3949	17404.6
10	0.1479	33.43949	10276.75	0.1479	38.21656	15340.21

Từ đó ta thu được đồ thị đặc tính CP cánh trước như sau:



Hình 8. Đường đặc tính $C_p - \lambda$ tầng cánh trước.

Đồ thị đặc tính CP cánh sau như sau:



Hình 9. Đường đặc tính $C_p - \lambda$ ứng với tầng cánh sau.

3. Kết luận

Nội dung bài báo tác giả đã tập trung đi vào việc phân tích các thông số hai tầng cánh như: số cánh Z, đường kính mỗi tầng cánh, tỉ tốc đầu mút cánh λ , biên dạng profile cánh ... tới hệ số công suất C_p . Từ đó, đưa ra một bộ thông số tối ưu cho tuabin gió chong chóng kép phù hợp với vận tốc gió thấp tại Việt Nam.

Tài liệu tham khảo

- Nghiên cứu, thiết kế và chế tạo bộ phát điện bằng sức gió có công suất từ 10 đến 30 KW phù hợp với điều kiện Việt Nam, Đề tài nghiên cứu khoa học cấp nhà nước mã số KC.06.20.CN, GS.TSKH Nguyễn Phùng Quang, nghiệm thu 2007.
- Tiềm năng và phương hướng khai thác các dạng năng lượng tái tạo ở VIỆT NAM, PGS.TS Nguyễn Xuân Cự, PGS.TS Lưu Đức Hải, Ts Trần Thanh Lâm, TS. Trần Văn Quy, Bộ kế hoạch đầu tư, 2009
- Cơ sở năng lượng mới và năng lượng tái tạo, Đặng Đình Thống, Lê Danh Liên, Nhà xuất bản khoa học kỹ thuật, Quý III năm 2008.
- Aerodynamic optimization of a Small-Scale wind turbine blade for low windspeed conditions, Nicolte Arnalda Cencenli, 2008.
- Development of a New Generation of Design Tools for Horizontal Axis Wind Turbines, Vontisina S.G, NTUA, Final Raport J002-CT92-0113, Athens, 1995.
- Calculation of the Stationary blad load aerodynamics in VIDYM, Jonhanson, Hjalmar, (IN Swedish) TG- raport nr98-15, May 1998.

Nghiên cứu áp dụng công nghệ vòi phun khí – lỏng dành cho động cơ đốt trong

Nguyễn Sơn Tùng ^{1,*}, Nguyễn Thanh Tuấn ²

¹ Khoa Cơ – Điện, trường Đại học Mở - Địa chất, Email: nguyensontung@humg.edu.vn

² Khoa Dầu khí, trường Đại học Mở - Địa chất, Email: nguyenthantuan@humg.edu.vn

THÔNG TIN BÀI BÁO

Quá trình:
Nhận bài 17/6/2021
Chấp nhận 18/8/2021
Đăng online 20/12/2021

Từ khóa:

Vòi phun nhiên liệu, vòi phun khí – lỏng, phun sương

TÓM TẮT

Giảm thiểu tác động có hại của khí thải động cơ đốt trong đến môi trường đang là vấn đề được các nhà khoa học, chính phủ quan tâm, nhất là tại các khu đô thị lớn với mật độ ô tô, xe máy tham gia giao thông ngày càng gia tăng. Cho tới ngày nay, có rất nhiều giải pháp được nghiên cứu và đưa vào ứng dụng thực tế nhằm cải thiện chất lượng đốt cháy nhiên liệu tăng công suất có ích của động cơ, giảm tỷ lệ các hợp chất khí mono oxit (NO, CO) trong khí thải. Sử dụng vòi phun khí – lỏng nhằm tạo ra các hạt bụi sương nhiên liệu phân tán, hoà trộn với không khí bên trong buồng đốt là một giải pháp không những đảm bảo đốt cháy hoàn toàn lượng nhiên liệu được đưa vào buồng đốt mà còn nâng cao tuổi thọ của vòi phun. Bài báo này, nghiên cứu công nghệ sử dụng vòi phun tạo sương và ứng dụng vòi phun nhiên liệu dành cho động cơ đốt trong nhằm giảm thiểu các tác động có hại của khí thải động cơ đến môi trường và con người cũng như tiết kiệm nhiên liệu.

© 2021 Trường Đại học Mở - Địa chất. Tất cả các quyền được bảo đảm.

1. Mở đầu

Nghiên cứu phát triển hệ thống phun nhiên liệu của động cơ diesel nhằm nâng cao chất lượng làm việc của động cơ, tiết kiệm nhiên liệu và giảm tác hại của khí thải động cơ tới môi trường được các nhà khoa học quan tâm nghiên cứu, các hãng sản xuất ô tô, sản xuất động cơ đốt trong và phụ tùng đã đầu tư kinh phí, thực hiện các dự án nghiên cứu nhằm cải thiện hệ thống phun nhiên liệu. Hãng sản xuất thiết bị và phụ tùng động cơ đốt trong Denso (Nhật Bản) đã nghiên cứu phát triển các mẫu vòi phun cao áp, hệ thống phun nhiên liệu tích áp (*common-rail system*) sử dụng bộ điều khiển điện tử ECU (*Electronic Control Unit*) nhằm nâng cao hiệu suất làm việc của động cơ, giảm lượng tiêu thụ nhiên liệu (*do cấp nhiều hơn lượng cần thiết*) từ đó giảm thiểu các chất gây ô nhiễm môi trường

trong khí thải như oxit nito (NO_x), các hạt bụi mịn PM (*muội cac-bon*). Với tính năng ưu việt vốn có về công suất, chi phí nhiên liệu rẻ kết hợp với việc đổi mới công nghệ nâng cao chất lượng làm việc của động cơ diesel, giảm thiểu tác hại đến môi trường của khí thải đáp ứng chính sách bảo vệ môi trường ngày càng được thắt chặt tại các quốc gia, trong 50 năm tới động cơ diesel vẫn giữ vai trò chủ đạo trong lĩnh vực giao thông vận tải, máy công trình cho tới khi các nghiên cứu sử dụng nguồn năng lượng thay thế hoàn thiện và đưa vào áp dụng trong thực tiễn. Theo nghiên cứu của Phạm Văn Việt, Cao Đức Thiệp, (2019) cho biết ngày nay tại Pháp và Italy có đến 40% số phương tiện giao thông sử dụng động cơ diesel, hãng sản xuất xe ô tô nổi tiếng BMW vẫn duy trì và phát triển dòng xe được trang bị động cơ diesel. Các nghiên cứu phát triển hệ thống phun nhiên liệu tập trung nổi bật

như giải pháp như tăng áp suất phun và vận tốc các hạt phân tán sau vòi phun để tăng hiệu quả khuếch tán, hoà trộn nhiên liệu dầu (*dạng phun sương*) với không khí bên trong buồng đốt, hệ thống phun nhiên liệu tích áp, hệ thống phun nhiên liệu điện tử (EFI), hệ thống phun nhiên liệu điện tử - thủy lực (HEUI).

Động cơ đốt trong sử dụng nhiên liệu dầu diesel (*một sản phẩm của khai thác dầu mỏ*) làm việc theo nguyên lý do Rudolf Diesel thiết kế vào năm 1897. Khác với động cơ đốt trong sử dụng nhiên liệu xăng, động cơ diesel không có hệ thống đánh lửa mà hỗn hợp nhiên liệu tự bốc cháy do nhiệt độ bên trong xy lanh tăng cao bởi quá trình nén không khí. Cuối kỳ nén, nhiên liệu được phun tới vào buồng đốt, các hạt bụi nhiên liệu lỏng phun tới hoá hơi và hoà trộn với không khí tạo thành hỗn hợp và tự bốc cháy. Áp suất phun nhiên liệu yêu cầu rất cao để đạt được chùm hạt bụi dầu phân tán sau vòi phun. Theo Phạm Văn Việt, Cao Đức Thiệp, 2019, áp suất phun của hệ thống phun nhiên liệu tích áp (*common-rail*) trên các động cơ diesel hiện đại có thể đạt tới 1400 bar (xấp xỉ 20 000 psi), lượng nhiên liệu được phun vào buồng đốt được định lượng chính xác nhờ bộ ECU dựa trên các thông số áp suất phun, độ mở van tiết lưu cũng như thời gian phun. Hệ thống này bao gồm các thiết bị như bơm cao áp (*bơm thủy lực thể tích*), các cảm biến tốc độ trục khuỷu, cảm biến áp suất, vòi phun cao áp, van điện tử và hệ thống điều khiển điện tử ECU. Do tính toán định lượng chính xác lượng nhiên liệu cần thiết với công suất tiêu thụ của động cơ nên so với phương pháp sử dụng vòi phun truyền thống phương pháp này đã giảm được 40% lượng CO, giảm 60% lượng bụi PM (*các hydrocacbon chưa cháy hoàn toàn*) có trong khí thải.

Do làm việc với áp suất cao, vận tốc chuyển động của dòng nhiên liệu trong vòi phun lớn nên các vòi phun nhanh chóng bị mòn hỏng, tại vị trí các đệm làm kín cũng bị biến dạng, mòn hỏng dẫn tới giảm khả năng làm kín. Khi khả năng làm kín không được đảm bảo thì áp suất làm việc của vòi phun giảm, dưới sự nén ép của bơm cao áp một phần nhiên liệu sẽ rò rỉ sớm hoặc phun sót ở dạng nhỏ giọt, nhiên liệu phun không tới dẫn tới chất lượng

hoà trộn nhiên liệu với không khí giảm. Như vậy, không đáp ứng được chất lượng chuẩn bị hỗn hợp nhiên liệu. Để khắc phục vấn đề mòn hỏng, kéo dài tuổi thọ của hệ thống phun nhiên liệu cũng như giảm chi phí sản xuất các thiết bị của hệ thống, bài báo này trình bày cơ sở phương pháp sử dụng vòi phun kết hợp khí - lỏng nhằm tạo ra chùm tia nhiên liệu phân tán đáp ứng yêu cầu hoà trộn chuẩn bị hỗn hợp nhiên liệu với áp suất phun yêu cầu nhỏ hơn so với các thiết kế hiện nay.

2. Cơ sở lý thuyết

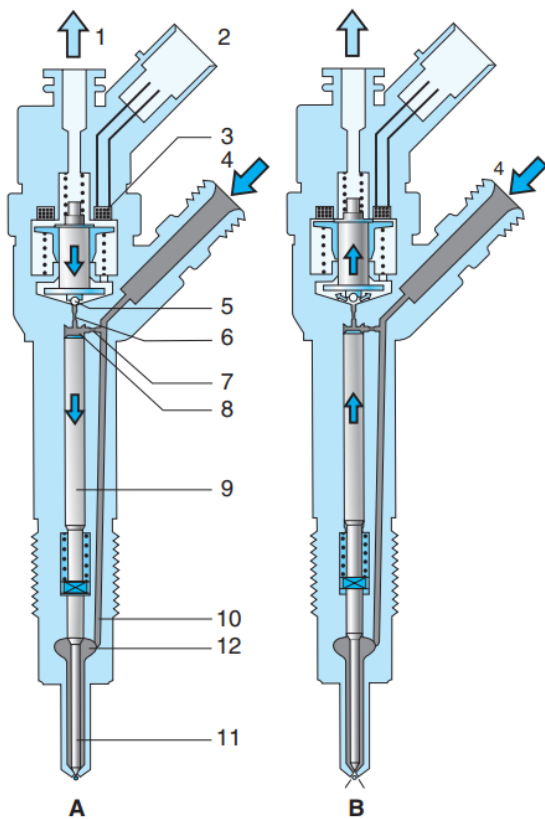
2.1. Hệ thống phun nhiên liệu của động cơ diesel hiện đại

Hiện nay, các động cơ diesel hiện đại hầu hết sử dụng hệ thống phun nhiên liệu trực tiếp. Hình 2 giới thiệu sơ đồ cấu tạo của hệ thống phun nhiên liệu tích áp trên các động cơ diesel (Sean Bennett, 2010). Dầu nhiên liệu từ thùng chứa qua phin lọc thứ cấp tới bơm chuyển dầu, sau đó nhiên liệu được đẩy qua phin lọc tinh để loại bỏ các tạp chất lẫn trong nhiên liệu trước khi vào bơm cao áp. Bơm cao áp nén và đẩy dầu tới bình tích áp, các kim phun (vòi phun) được kết nối với bình tích áp bởi các ống xi phông. Tại bình tích áp nhiên liệu luôn được duy trì ở một mức áp suất nhất định được giới hạn bởi van an toàn. Bộ điều khiển sẽ tính toán và quyết định thời điểm phun nhiên liệu cũng như lượng nhiên liệu được phun vào buồng đốt. Nhiên liệu được phun qua vòi phun sau đó bị xé nhỏ thành dạng hạt lỏng phân tán (*droplets*) và nhanh chóng hoá hơi hoà trộn với khối không khí nén bên trong buồng đốt. Vòi phun có số lỗ phun, đường kính lỗ phun và áp suất phun phụ thuộc vào thiết kế của các hãng sản xuất. Nhìn chung, áp suất phun càng lớn, đường kính lỗ phun nhỏ thì nhiên liệu càng được xé nhỏ, tốc độ bay hơi nhanh để dàng hoà trộn với không khí.

Chất lượng phun được thể hiện bằng độ phun mịn của các hạt lỏng nhiên liệu phân tán (*droplets*) và độ phun đều. Độ phun mịn của chùm tia phân tán được đánh giá bằng kích thước đường kính trung bình d_{32} (Phạm Minh Tuấn, 2008):

$$d_{32} = \frac{\sum_{i=1}^n V_i}{\sum_{i=1}^n F_i} = \frac{1}{3} \cdot \frac{\sum_{i=1}^n r_i^3}{\sum_{i=1}^n r_i^2} \quad (1)$$

Trong đó: V_i – thể tích các hạt nhiên liệu lỏng phân tán được coi là hình cầu, (m^3), F_i – diện tích bề mặt các hạt lỏng nhiên liệu phân tán (m^2), r_i – bán kính các hạt lỏng nhiên liệu hình cầu (m), n – số hạt lỏng nhiên liệu phân tán trong chùm tia sau vòi phun.



- 1 – Cổng hồi nhiên liệu, 2 – Đầu nối dây điều khiển, 3 – Van điện từ, 4 – Cổng cấp nhiên liệu, 5 – Van bi, 6 – Van tiết lưu, 7 – Đường cấp áp suất điều khiển, 8 – Van áp suất, 9 – Van điều khiển pit tông vòi phun (plunger), 10 – Đường cấp nhiên liệu tới vòi phun, 11 – Kim phun
A – Trạng thái đóng kín B – Trạng thái phun

Hình 1 – Vòi phun nhiên liệu công nghệ điện tử - thủy lực EHI (Sean Bennett, 2010)

Sự phân tán, xé nhỏ và phân bố đều của nhiên liệu sau vòi phun phụ thuộc vào số lỗ phun, đường kính lỗ phun, áp suất phun, vận tốc chuyển động sau vòi phun, sức căng mặt ngoài, độ nhớt của nhiên liệu và ma sát với không khí trong buồng đốt. Tăng khối lượng riêng (mật độ) của môi trường không khí bên trong buồng đốt làm tăng quá trình ma sát và xé nhỏ nhiên liệu. Áp suất cuối quá trình nén trong buồng đốt thông thường chỉ đạt từ 30 ÷ 50 bar. Kích thước các hạt nhiên liệu lỏng phân tán sau vòi phun cần đạt độ mịn tới đường kính 50 μm , thậm chí nhỏ hơn. Thông số chính của một số hệ thống phun nhiên liệu và kiểu buồng đốt được trình bày trong Bảng 1 (Phạm Minh Tuấn, 2008).

2.2. Vòi phun

2.2.1. Vòi phun áp suất

Phương pháp sử dụng vòi phun cao áp là một phương pháp truyền thống để tạo ra các hạt bụi lỏng phân tán. Dòng chất lỏng được tăng tốc khi chuyển động qua tiết diện lưu thông hẹp của vòi phun (*lỗ nhỏ*), tại đây năng lượng thế năng của dòng nước được chuyển thành năng lượng động năng. Do đó, vận tốc của các phần tử chất lỏng tăng lên. Sự ma sát giữa dòng tia có vận tốc lớn phía sau vòi phun với không khí xung quanh và sức căng mặt ngoài của chất lỏng là quá trình hình thành sự phân tán, xé nhỏ dòng tia trở thành các hạt bụi lỏng có kích thước nhỏ. Các hạt bụi lỏng phía sau vòi phun tạo thành chùm tia hình nón có góc côn khoảng 10° ÷ 15°. Kích thước của hạt bụi lỏng càng nhỏ khi áp suất phía trước vòi phun càng lớn và tiết diện vòi phun nhỏ.

Áp suất phun qua vòi phun:

$$p = \frac{\rho \cdot Q^2}{2 \cdot C_v^2 \cdot A^2} \quad (2)$$

Trong đó: p – áp suất phun, (Pa), ρ – khối lượng riêng của chất lỏng, (kg/m^3), Q – lưu lượng dòng chảy qua vòi phun (m^3/s), C_v – hệ số lưu lượng, A – tiết diện lưu thông của lỗ vòi phun (m^2).

2.2.2. Vòi phun khí lỏng

Năm 1878, Rayleigh nghiên cứu sự phân tán của chất lỏng không có độ nhớt qua vòi phun áp suất ở

vận tốc thấp dựa trên cơ sở nghiên cứu trước đó của Plateau. Năm 1931, Weber tiếp tục nghiên cứu hiện tượng này và mở rộng sang đối tượng chất lỏng có tính nhớt. Những nghiên cứu này đã đặt nền móng cho việc nghiên cứu, phát triển và ứng dụng vòi phun phân tán hay còn gọi là vòi phun sương (*chất lỏng là nước*).

Vòi phun kết hợp khí - lỏng (*twin-fluid atomization*) còn được gọi là vòi phun sương sử dụng dòng khí hỗ trợ (*air assisted atomization*) vòi phun thổi khí (*air - blasted atomization*) là do sử dụng dòng khí ở vận tốc cao phun kết hợp với dòng tia chất lỏng sau vòi phun thứ cấp nhằm mục đích tăng ma sát giữa pha lỏng với pha khí để tăng cường sự xé nhỏ và phân tán pha lỏng. Sự kết hợp của dòng khí làm thúc đẩy quá trình phân tán dòng lỏng thành các hạt bụi phân tán có kích thước đạt tới độ mịn trong phạm vi từ vài chục mi-cro-met tới vài trăm mi-cro-met. Quá trình kết hợp của dòng khí và dòng nước có thể diễn ra bên trong vòi phun hoặc bên ngoài vòi phun. Với quá trình diễn ra bên trong vòi phun, dòng chất lỏng phun qua vòi phun sơ cấp và bị phân tán, xé nhỏ sơ bộ một phần hoặc có dạng màng mỏng liên tục với áp suất đủ lớn. Sau đó, dòng lỏng phân tán tiếp tục ma sát mãnh liệt với dòng khí chuyển động với vận tốc lớn và bị xé nhỏ thành các hạt mịn hơn và hỗn hợp dòng khí - lỏng cùng chuyển động qua lỗ vòi phun thứ cấp. Với quá trình hoà trộn phía sau vòi phun, dòng lỏng sau vòi phun sơ cấp sẽ kết hợp với dòng khí bên ngoài vòi phun (Arthur H. Lefebvre và Vincent G. McDonell)

Bên cạnh thông số áp suất phun thì tỷ lệ giữa dòng khí và dòng lỏng là một thông số quan trọng quyết định chất lượng phân tán hạt mịn phía sau vòi phun. Lưu lượng thể tích và khối lượng riêng

của dòng khí được xác định theo điều kiện áp suất và nhiệt độ phòng. Tỷ lệ lưu lượng dòng khí/lỏng được xác định như sau (Felix Barreras và nnk, 2006):

$$ALR = \frac{m_a}{m_l} = \frac{Q_a \cdot \rho_a}{Q_l \cdot \rho_l} \quad (3)$$

Trong đó: ALR - tỷ lệ lưu lượng khí/lỏng, m_a - lưu lượng khối lượng dòng khí, (kg/s), m_l - lưu lượng khối lượng dòng nước, (kg/s), Q_a - lưu lượng thể tích của dòng khí, (m^3/s), Q_l - lưu lượng thể tích của dòng nước, (m^3/s), ρ_a - khối lượng riêng của chất khí, (kg/m^3), ρ_l - khối lượng riêng của nước, (kg/m^3).

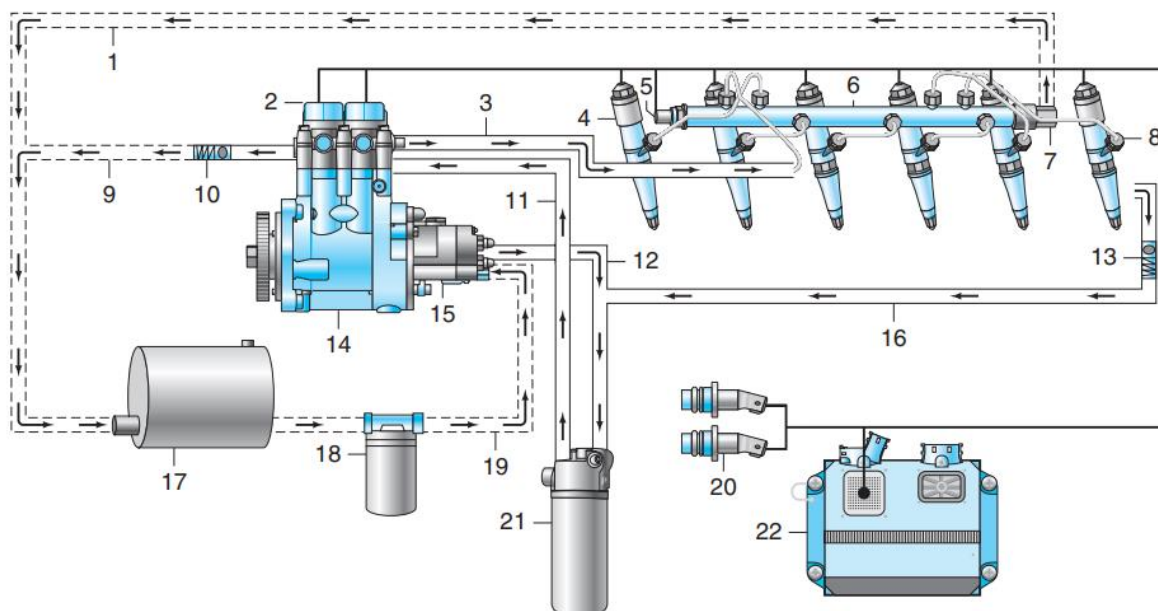
Vận tốc yêu cầu của dòng chất lỏng tại vòi phun sơ cấp:

$$v_{l_0} = \sqrt{\frac{2 \cdot \Delta p_l}{\rho_l} + \left(\frac{Q_l}{A_{li}}\right)^2} \quad (4)$$

Trong đó: v_{l_0} - vận tốc dòng chất lỏng tại miệng ra của vòi phun, (m/s), Δp_l - áp suất bơm, (Pa), ρ_l - khối lượng riêng của chất lỏng, (kg/m^3), Q_l - lưu lượng dòng chất lỏng, (m^3/s), A_{li} - tiết diện lưu thông tại lối vào vòi phun, (m^2).

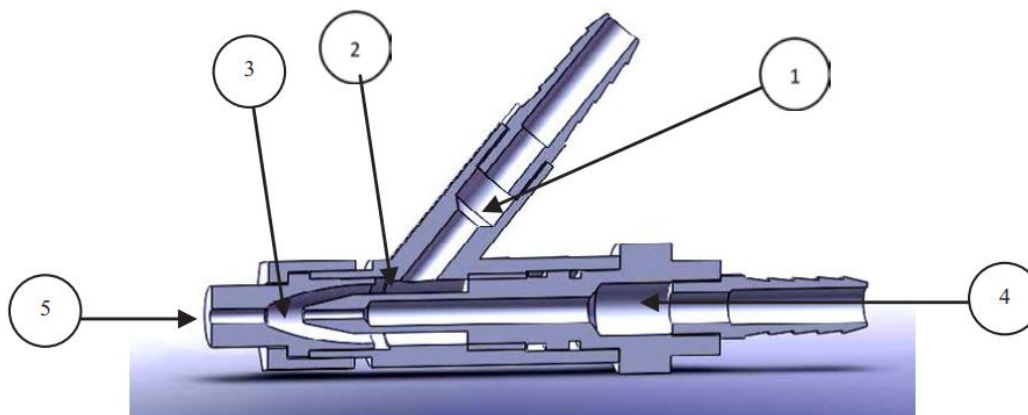
$$A_{l_0} = \frac{Q_l}{v_{l_0}} = \pi \cdot n \cdot \delta \cdot (D_o - \delta) \quad (5)$$

Trong đó: A_{l_0} - tiết diện lưu thông tại lối ra của vòi phun, (m^2), n - số lượng lỗ phun, δ - bề dày của tia nước phun dạng trụ rỗng/dạng hình chuông, (m), D_o - đường kính ngoài của chùm tia nước trụ rỗng/hình chuông, (m).



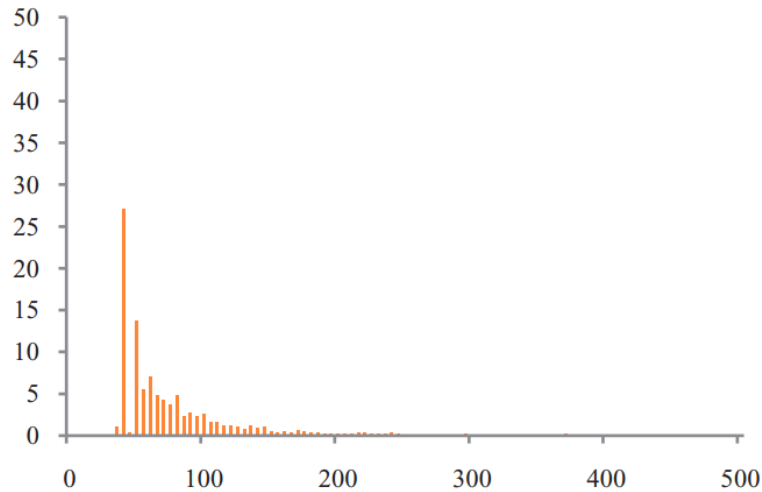
1 - Ống hồi nhiên liệu từ bình tích áp, 2 - Van điện từ, 3 - Ống cấp nhiên liệu cao áp, 4 - Vòi phun nhiên liệu EHI, 5 - Cảm biến áp suất nhiên liệu, 6 - Bình tích áp, 7 - Van an toàn, 8 - Ống xi phông, 9 - Ống xả nhiên liệu thừa từ bơm, 10 - Van an toàn, 11, 12, 16, 19 - Ống dẫn, 13 - Van giảm áp, 14 - Bơm nhiên liệu, 15 - Bơm chuyển dầu, 17 - Thùng chứa dầu, 18 - Lọc sơ cấp, 20 - Cảm biến tốc độ, 21 - Lọc thứ cấp, 22 - Bộ điều khiển ECU

Hình 2 - Sơ đồ hệ thống phun nhiên liệu tích áp trên động cơ diesel hiện đại (Sean Bennett, 2010)



1 - Ống cấp chất lỏng cao áp, 2 - Tiết diện phun hình vành khăn, 3 - Khoảng hoà trộn, 4 - Ống cấp dòng khí, 5 - Vòi phun

Hình 3 - Kết cấu vòi phun khí - lỏng dành cho hệ thống phun nhiên liệu (Pipatpong và nnk, 2011)



Hình 4 – Phổ phân bố tỷ lệ kích thước các hạt bụi lỏng với đường kính khác nhau (Pipatpong và nnk, 2011)

Bảng 1. Thông số kỹ thuật hệ thống phun nhiên liệu động cơ diesel hiện đại

STT	Kiểu buồng đốt	Số lỗ phun	Đường kính lỗ phun (mm)	Áp suất phun (bar)
1	Buồng cháy hoà khí thể tích	5 ÷ 10	0,15 ÷ 0,25	200 ÷ 600
				1000 ÷ 2000 (CR)
2	Buồng cháy màng thể tích	3 ÷ 5		150 ÷ 200
3	Buồng cháy màng	1 ÷ 2		150 ÷ 180
4	Buồng cháy ngăn cách	1	80 ÷ 150	

3. Áp dụng vòi phun khí – lỏng cho hệ thống phun nhiên liệu động cơ đốt trong

Trong nghiên cứu ứng dụng vòi phun khí – lỏng cho hệ thống cấp nhiên liệu dành cho động cơ đẩy phương tiện nghiên cứu hàng không vũ trụ do Giáo sư Gianluca D’Errico, trường Đại học Anno, Milan, Italia thực hiện cho thấy với nhiên liệu dùng cho động cơ phương tiện hàng không, tỷ lệ khí – nhiên liệu với phương pháp air – blasted atomization để đạt được cỡ hạt trung bình có $d_{32} = 75 \mu\text{m}$ là xấp xỉ 1:1, để đạt cỡ hạt có đường kính $d_{32} = 50 \mu\text{m}$ là xấp xỉ 1:8. Kết quả nghiên cứu thử nghiệm với chất lỏng là nước, vòi phun có đường

kính 0,5 mm, vận tốc dòng nước đạt 40 m/s qua vòi phun thì các hạt nước phân tán phía sau vòi phun có độ mịn $d_{32} = 50 \mu\text{m}$.

Trong nghiên cứu thực nghiệm do Pipatpong Watanawanyoo và các cộng sự về việc ứng dụng vòi phun khí – lỏng cho động cơ đốt trong. Trong thực nghiệm, nhóm nghiên cứu đã thực hiện công nghệ chụp ảnh X-Quang để xác định kích thước hạt mịn phân tán thu được. Quá trình thực nghiệm với dòng không khí và nước. Dòng khí được phun với áp suất trong phạm vi 68,9 ÷ 689 kPa (10 ÷ 100 psi) tương ứng với lưu lượng dòng khí từ 0,4 ÷ 8,6 g/s, lưu lượng nước 1,9 ÷ 4,3 g/s. Với tỷ lệ lưu lượng khí – lỏng ALT = 2,27 cho kích thước các hạt

bụi lỏng phân tán đạt được trong phạm vi từ $7 \div 200 \mu\text{m}$ với phổ phân bố được thể hiện trên hình 4.

Nghiên cứu của Geoffrey Cathcart và John Tubb khi vận dụng vòi phun khí lỏng – lỏng cho động cơ xăng phun nhiên liệu trực tiếp cũng cho thấy hiệu quả tiết kiệm nhiên liệu đạt tới 8% so với vòi phun nhiên liệu truyền thống (Geoffrey Cathcart và John Tubb, 2002) và (Geoffrey Cathcart và John Tubb, 2000).

4. Kết luận

Thông qua kết quả nghiên cứu của Giáo sư Gianluca D'Errico và nhóm nghiên cứu của Pipatpong cho thấy kích thước yêu cầu các hạt bụi sương mịn của nhiên liệu cần phải đạt tới khoảng $50 \mu\text{m}$ là hoàn toàn có thể đạt được khi sử dụng vòi phun khí – lỏng. Khi áp dụng vòi phun khí – lỏng áp suất phun nhiên liệu được xác định bởi áp suất phun qua vòi phun sơ cấp (*xác định theo công thức 2*) cộng với áp suất của không khí bên trong buồng đốt ở cuối giai đoạn nén, xấp xỉ 50 bar. Áp suất phun qua vòi phun sơ cấp rơi vào khoảng từ $2 \div 6,5$ bar. Như vậy, áp suất phun do bơm cao áp tạo ra chỉ cần đạt tới 60 bar là có thể thực hiện phun nhiên liệu đạt chất lượng tốt. Việc giảm áp suất làm việc sẽ làm tăng tuổi thọ của thiết bị bơm cao áp, vòi phun và các bộ phận của hệ thống cung cấp nhiên liệu và góp phần giảm chi phí sản xuất.

Lượng nhiên liệu phun hoàn toàn có thể kiểm soát dễ dàng bởi hệ thống điều khiển và vòi phun điện tử - thủy lực, lưu lượng khí được tính toán xác định hợp lý. Do đó, việc thay đổi hệ thống khi sử dụng vòi phun nhiên liệu khí – lỏng chỉ cần sửa đổi cấu trúc phần đầu vòi phun.

Mặc dù các kết quả nghiên cứu thực nghiệm của các nhóm nghiên cứu trước đó áp dụng với chất lỏng là nước. Tuy nhiên, dựa trên các kết quả nghiên cứu đã công bố này kết hợp với phần cơ sở lý thuyết vòi phun, các công thức tính toán xác định áp suất phun, tỷ lệ lưu lượng khí – lỏng là cơ sở giúp nhóm tác giả xây dựng mô hình thực nghiệm trong các nghiên cứu tiếp theo.

Lời cảm ơn

Thay mặt nhóm tác giả, tôi xin gửi lời cảm ơn tới Ban tổ chức Hội nghị khoa học toàn quốc về Cơ

khí – Điện – Tự động hoá MEAE 2021 và các phản biện đã đóng góp ý kiến giúp chúng tôi hoàn thiện bài báo này. Tôi xin gửi lời cảm ơn tới Trung tâm thư viện trường Đại học Mở - Địa chất đã hỗ trợ chúng tôi trong việc tìm kiếm tài liệu tham khảo. Cảm ơn sự góp ý của các đồng nghiệp công tác cùng tôi tại khoa Cơ – Điện và khoa Dầu khí trường Đại học Mở - Địa chất.

Tài liệu tham khảo

- Arthur H. Lefebvre và Vincent G. McDonell, *Atomization and Sprays*, Taylor & Francis Group
- Felix Barreras, Antoni Lozano, Jorge Barroso, *Experimental characterization of industrial twin-fluid atomization*, 2006, Volume 16 Atomization and Spray, University of Matanza, Cuba
- Geoffrey Cathcart và John Tubb, 2000, *Fundamental Characteristic of an Air – Assisted Direct Injection Combustion System as Applied to 4 – Stroke Automotive Gasoline Engines*, SAE 2000 World Congress, Detroit, Michigan, March, 2000.
- Geoffrey Cathcart và John Tubb, 2002, *Application of Air – Assisted Direct Fuel Injection to Pressure Charged Gasoline Engines*, SAE 2000 World Congress, Detroit, Michigan, March, 2002.
- Pipatpong Watanawanyoo, Hiroyuki Hirahara, Hirofumi Mochida, Teruyuki Furukawa, Masanori Nakamura, Sumpun Chaitep, 2011, *Experimental Investigation on Spray Characteristic in Twin - Fluid Atomizer*, 2011 International Conference on Advances Engineering, Elsevier Journal.
- Phạm Minh Tuấn, 2008, *Lý thuyết động cơ đốt trong*, NXB KHKT
- Sean Bennett, 2010, *Modern Diesel Technology: Diesel Engine*, Delmar Cengage Learning ISBN-10: 1-4018-9809-2
- Van Viet Pham, Duc Thiep Cao, 2019, *A Brief Review of Technology Solutions on Fuel Injection System of Diesel Engine to Increase the Power and Reduce Environmental Pollution*, Journal of Mechanical Engineering Research and Development.

Đánh giá dung sai công suất của các tấm pin quang điện thương mại trong điều kiện vận hành thực tế

Ngô Xuân Cường^{1,*}, Đỗ Như Ý², Nguyễn Thị Hồng³

¹ Khoa Kỹ thuật và Công nghệ - Đại học Huế, Việt Nam, email: ngoxuancuong@hueuni.edu.vn

² Khoa Cơ điện, Đại học Mở - Địa chất, Việt Nam, email donhuy.hung@gmail.com

³ Khoa Nhiệt lạnh - Xây dựng, Trường Cao đẳng Công nghiệp Huế, Việt Nam, email ntuong@hueic.edu.vn

THÔNG TIN BÀI BÁO

TÓM TẮT

Quá trình:

Nhận bài 17/6/2021

Chấp nhận 18/8/2021

Đăng online 20/12/2021

Từ khóa: pin quang điện, dung sai công suất, đa tinh thể.

Các thông số kỹ thuật của tấm pin quang điện thường được nhà sản xuất đưa ra trong điều kiện tiêu chuẩn và điều kiện nhiệt độ pin làm việc định mức, trong điều kiện vận hành thực tế các thông số này thay đổi liên tục phụ thuộc vào yếu tố thời tiết như bức xạ, nhiệt độ, thành phần phổ của bức xạ, góc tới của bức xạ và các thông số khác. Các tấm pin quang điện thương mại có cùng công suất định mức nhưng có các giá trị dung sai công suất khác nhau, dung sai lớn là một trong các nguyên nhân dẫn đến việc giảm đáng kể sản lượng điện của các chuỗi pin quang điện. Bài báo này phân tích công suất và sản lượng của bốn tấm pin quang điện thương mại giống nhau loại đa tinh thể làm việc dưới cùng các điều kiện lắp đặt và thời tiết, từ đó đánh giá dung sai công suất dưới điều kiện làm việc thực tế của chúng. Các kết quả thí nghiệm đã chỉ ra rằng, sản lượng điện sinh ra bởi các tấm pin quang điện giống nhau loại đa tinh thể được nghiên cứu có sự chênh lệch trung bình lớn nhất vào khoảng 6.1%, và dung sai công suất trung bình cao nhất 7,686%.

© 2020 Trường Đại học Mở - Địa chất. Tất cả các quyền được bảo đảm.

1. Mở đầu

Trong những năm qua, sự phát triển không ngừng của các nhà máy điện tái tạo trong hệ thống điện là do các quá trình tự do hóa của thị trường điện Việt Nam và các chính sách của chính phủ nhằm giảm phát thải khí carbon.

Trong tình hình đó, các hệ thống quang điện có cơ hội phù hợp nhất với lợi thế quan trọng là chúng có thể tạo ra năng lượng điện rất gần với phụ tải điện qua đó có thể tránh được tổn thất truyền tải.

Hơn nữa, các hệ thống quang điện không phát ra khí thải ô nhiễm, không rung động và tính mô đun hóa của chúng, có thể tuân theo hình thái của vị trí lắp đặt và do đó chúng gây ra tác động môi trường thấp hơn so với các hệ thống năng lượng tái tạo khác.

Các hệ thống quang điện ngày nay được xây dựng theo cấu hình song song nối tiếp cố định các tấm pin quang điện đơn. Do được cấu hình như vậy, nên dòng điện và điện áp của các chuỗi hay mảng được quyết định bởi các tế bào quang điện hiệu suất thấp nhất.

Cho đến nay, vật liệu bán dẫn chủ yếu được sử dụng trong các tấm pin quang điện là silicon, đặc biệt là silicon đơn và đa tinh thể. Trong loại tấm pin quang điện này, các ma trận của tế bào được đóng gói để hoạt động ngoài trời đáng tin cậy trong hơn 25 năm, chú ý đến các yếu tố như độ cứng để chịu tải cơ học, bảo vệ khỏi các tác nhân thời tiết và độ ẩm, bảo vệ khỏi tác động, cách điện cho sự an toàn của con người. Các lớp khác nhau mà tấm pin được tạo thành sau đó được xếp chồng lên nhau. Một mặt phẳng thủy tinh cường lực được sử dụng để tăng độ cứng cơ học và bảo vệ,

các tế bào quang điện được ghép nối và được kẹp bởi chất đóng gói (phổ biến nhất là keo EVA) và mặt sau của tấm pin không được chiếu sáng, thường được phủ bởi một tấm nhựa composite với tác dụng cản ẩm và các chất ăn mòn khác.

Quá trình sản xuất tấm pin quang điện, như bất kỳ quy trình sản xuất nào, bao gồm một số giai đoạn xác định sự thay đổi không thể tránh khỏi giữa các đặc tính của từng tấm pin trong đầu ra từ toàn bộ quy trình sản xuất. Trên cơ sở này, các nhà sản xuất tấm pin quang điện xác định dung sai công suất tối đa cho tấm pin quang điện của họ phân phối (thường từ 3% đến 10%) [1], dung sai này xác định sự không đồng nhất giữa các đặc tính I - V của các tấm pin quang điện do cùng một nhà sản xuất sản xuất, điều này dẫn đến làm giảm hiệu suất của hệ thống quang điện bao gồm một số tấm pin được kết nối nối tiếp và song song.

Viện Fraunhofer về Hệ thống Năng lượng Mặt trời ISE đã thử nghiệm 1.776 tấm pin PV để đạt tiêu chuẩn IEC và khoảng 20% tấm pin không đạt trong thử nghiệm, và 8% bị lỗi từ nhà sản xuất [2]. Hiệu ứng không phù hợp "MISMATCH" cho biết sự sai lệch về điện giữa các tế bào quang điện của toàn bộ tấm pin. Nguyên nhân của sự sai lệch là do các yếu tố bên trong hoặc bên ngoài tế bào đơn lẻ [2, 3].

Các yếu tố bên ngoài có thể kể đến là: chất bẩn ở phần trước của tế bào; sự suy thoái của các vật liệu được sử dụng để bao bọc tế bào; việc che bóng một phần của một tế bào quang điện hoặc sự che bóng không đồng đều của một nhóm tế bào quang điện có thể do các đám mây gây ra hoặc do một lớp khói. Điều này có thể gây ra sự gia nhiệt của một phần nhỏ của tế bào quang điện (hiện tượng hotspot) có thể dẫn đến vỡ và cháy tấm pin quang điện.

Các yếu tố bên trong bao gồm: các đặc điểm bên ngoài không đồng nhất của tế bào, do sản xuất không đối xứng, sự suy thoái của lớp nở tế bào, các khuyết tật sản xuất, có thể phá vỡ tế bào. Tất cả những yếu tố này dẫn đến việc giảm hiệu suất của tấm pin, có nghĩa là công suất tạo ra của một tấm pin nhỏ hơn tổng công suất được tạo ra của các tế bào quang điện đơn lẻ. Các yếu tố có thể xác định bằng mắt thường như: bong bóng, vết nứt trong tế bào, ăn mòn các dây nối tế bào, tách lớp mặt sau

của tấm pin mặt trời, các ô bóng mờ một phần và màu sắc không đồng nhất của chất đóng gói [4].

Việc cải thiện sản xuất tấm pin có thể đạt được nhờ vào sự lựa chọn thích hợp của các tế bào, tuy nhiên có nghĩa là chi phí sản xuất tấm pin sẽ tăng lên. Vì lý do này, đôi khi nên chấp nhận mức giảm công suất sinh ra từ bằng cho đến thấp hơn 5% công suất có được từ tất cả các tế bào quang điện giống nhau.

Bài báo [5] đã đánh giá hiệu suất của hệ thống quang điện, đặc biệt chú ý đến các hiệu ứng dung sai, bài báo cho thấy tỷ lệ dung sai công suất có thể đáng kể như thế nào, về mặt giảm công suất đầu ra, khi hệ thống quang điện hoạt động trong điều kiện che bóng một phần.

Từ các phân tích ở trên, nghiên cứu này thiết lập hệ thống điện mặt trời hòa lưới áp mái thực nghiệm để phân tích công suất và sản lượng của bốn tấm pin quang điện thương mại giống nhau loại đa tinh thể làm việc dưới cùng các điều kiện lắp đặt và thời tiết, từ đó đánh giá dung sai công suất dưới điều kiện làm việc thực tế của chúng. Các kết quả thực nghiệm cho phép định lượng giá trị công suất và dung sai công suất thực tế, qua đó cho thấy tầm quan trọng của việc lựa chọn các tấm pin có dung sai giảm và với mục đích cung cấp các chỉ dẫn hữu ích cho các nhà thiết kế nhà máy quang điện.

2. Mô hình thực nghiệm

Bảng 1. Thông số kỹ thuật của tấm pin quang điện SUN330-72P.

Thông số	Giá trị
Công suất đỉnh	330Wp
Dung sai công suất	5%
Điện áp tại Pmp	37.8V
Dòng tại Pmp	8.73A
Điện áp hở mạch	45.5V
Dòng ngắn mạch	9.22A
Hiệu suất tấm pin	17.09%
Loại tế bào	Đa tinh thể 156.75x156.75mm
Số diode bypass	3
<i>Tất cả giá trị điện được đo tại điều kiện tiêu chuẩn</i>	

Để nghiên cứu đánh giá dung sai công suất các tấm pin quang điện dưới điều kiện làm việc thực tế, nghiên cứu đã đề xuất mô hình hệ thống điện mặt trời hòa lưới áp mái với công suất 1,32kWp gồm có 4 tấm pin quang điện thương mại loại đa tinh thể SUN330-72P, thông số kỹ thuật của chúng trình bày bảng 1, và một vi biến tần hòa lưới HY-1200-Pro với 4 cổng vào MPPT, thông số trên bảng 2.

Bảng 2. Thông số kỹ thuật của vi biến tần hòa lưới HY-1200-Pro.

Thông số	Giá trị
Hãng	Huayu
Loại	HY-1200-Pro
Số đầu vào MPPT	4
Công suất đầu vào được đề xuất	4 × 210~400W
Điện áp khởi động	20V
Điện áp DC đầu vào cực đại	60V
Dải điện áp MPPT	25~55V
Dải điện áp DC hoạt động	20~60V
Dòng điện ngắn mạch DC cực đại	13A
Dòng điện đầu vào cực đại	4 × 10.4 A
Công suất đầu ra đỉnh	1200W
Dòng điện đầu ra cực đại	4.34A
Điện áp định mức/phạm vi	230Vac/ a.c.184~265V
Tần số định mức/ phạm vi	50.0/47.5~51.5Hz
Hệ số công suất	>0.95
Hiệu suất biến tần đỉnh	96.5%
Hiệu suất MPPT tỉnh	99%
Tiêu thụ điện vào buổi đêm	<50mW

Với việc sử dụng vi biến tần hòa lưới HY-1200-Pro với 4 cổng vào MPPT độc lập cho phép xác định độc lập công suất đầu vào của 4 tấm pin quang điện kết với nó, qua đó có thể xác định được dung sai công suất của chúng.

Mô hình hệ thống điện mặt trời hòa lưới áp mái đề xuất thể hiện trên hình 1, và được lắp đặt trên mái nhà phòng thí nghiệm tại thành phố Huế (vĩ độ 16,5). Hệ thống điện mặt trời được lắp cố định trên một dàn khung với góc nghiêng 16,5o nam theo hướng bắc nam, góc nghiêng này được chọn theo góc nghiêng tối ưu hàng năm cho hệ thống cố

định được tìm thấy là xấp xỉ bằng vĩ độ của vị trí lắp đặt [6, 7].

Hệ thống được lắp đặt và đi vào thí nghiệm từ 28/12/2020, điện năng sinh ra từ hệ thống điện mặt trời hòa lưới áp mái được đưa thẳng vào lưới điện thông qua đồng hồ điện tử 2 chiều do điện lực địa phương cung cấp, để ghi nhận sản lượng điện phát lên lưới. Thêm vào đó sản lượng điện do 4 tấm pin quang điện sinh ra được hệ thống đo lường và lưu trữ tích hợp sẵn bên trong vi biến tần hòa lưới ghi nhận, và các thông số được lưu trữ trên nền tảng dữ liệu của nhà sản xuất, cho phép người sử dụng lấy thông tin về xử lý. Tần suất lưu dữ liệu của phần mềm kể trên là 5-6 phút 1 lần, và chỉ có tín hiệu trong khoảng thời gian có ánh sáng mặt trời.



Hình 1. Hệ thống quang điện hòa lưới áp mái.

3. Kết quả và thảo luận

Chúng tôi thu thập các phép đo từ ngày 1 tháng 1 năm 2021 đến ngày 31 tháng 5 năm 2021 (5 tháng) và chọn 01 ngày nắng nghiên cứu điển hình cụ thể.

Trên hình 2 đưa ra tổng sản lượng điện sinh ra bởi các tấm pin quang điện và được ký hiệu tương ứng là: PV1, PV2, PV3, PV4. Các kết quả thí nghiệm đã chỉ ra rằng, sản lượng điện sinh ra bởi các tấm pin quang điện giống nhau loại đa tinh thể được nghiên cứu có sự chênh lệch trung bình lớn nhất vào khoảng 6.1%. Nhận thấy rõ ràng các tấm pin quang điện PV1, PV2, PV4 có tổng sản lượng sinh ra gần tương đương nhau khoảng 190 kWh tương đương với 3.81 giờ nắng/ngày. Tấm PV3 là tấm có sản lượng sinh ra lớn nhất 201.8 kWh tương đương với 4.05 giờ nắng/ngày. Tổng sản lượng hệ thống đề xuất thu được là 775.1 kWh, trong trường hợp nếu các tấm pin quang điện được mất nối tiếp, thì dòng điện sinh ra của chuỗi bằng dòng

điện của tấm pin thấp nhất, có nghĩa là công suất sinh ra của chúng bằng 4 lần công suất sinh ra của tấm pin quang điện thấp nhất, đồng nghĩa với hao phí đi 2.2% sản lượng thu được.

Bảng 3. Công suất lớn nhất (W) sinh ra bởi tấm PV.

Tháng	PV1	PV2	PV3	PV4
1/2021	253.5	254.88	263.44	252.8
2/2021	293.56	300.3	315.95	303.93
3/2021	298.08	306.9	312.96	299.39
4/2021	278.05	277.2	289	269.8
5/2021	278.1	281.24	304	287.56

Tấm PV2 có sản lượng ít nhất, chúng tôi chọn nó làm công suất cơ sở để tính toán. Trên bảng 3 đưa ra công suất lớn nhất sinh ra bởi các tấm PV, kết quả chỉ ra rằng công suất lớn nhất sinh ra lớn nhất vào tháng 2 với công suất đỉnh 315.95W.

Để tính toán dung sai công suất cho các tấm pin, chúng tôi lựa chọn tấm pin có sản lượng điện sinh thấp nhất làm cơ sở và tính toán theo công thức sau:

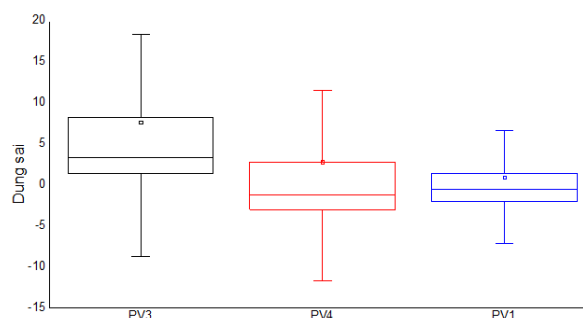
$$DS = 100 \frac{P}{P_{CS}} \quad (1)$$

trong đó, DS là dung sai công suất, %; P, Pcs là công suất trong cùng 1 thời điểm của tấm pin được tính và tấm pin cơ sở tương ứng, W;

Từ các kết quả thu được, dung sai công suất thu được trình bày trong bảng 4, giá trị trung bình dung sai công suất tổng thể là 3.818%, và giá trị dung sai công suất trung bình cao nhất là 7.686% đối với tấm PV3.

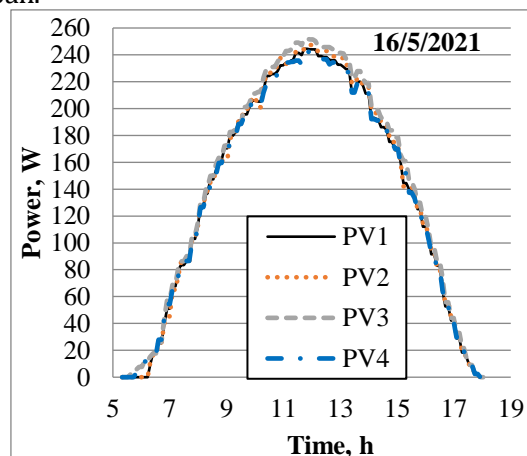
Bảng 4. Dung sai công suất (%) của các tấm pin quang điện.

Tháng	DS_{PV3}	DS_{PV4}	DS_{PV1}
1/2021	8.537	2.346	0.272
2/2021	9.208	4.967	2.049
3/2021	7.872	2.972	0.981
4/2021	7.153	3.091	2.112
5/2021	6.163	1.148	-0.664
Trung bình	7.686	2.843	0.925

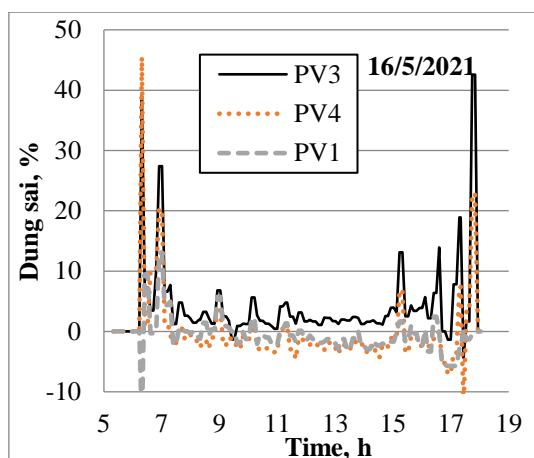


Hình 3. Sự phân phối dung sai công suất.

Sự phân phối dung sai của các tấm pin quang điện nghiên cứu được mô tả trên biểu đồ boxplot của chúng trên hình 3. Để có cái nhìn cụ thể về dung sai công suất trong một ngày cụ thể, chúng tôi lựa chọn 1 ngày nắng điển hình ít mây không mây trong các tháng để kiểm tra. Trên hình 4a thể hiện công suất sinh ra của các tấm pin quang điện, hình 4b thể hiện dung sai công suất của chúng theo giờ. Rõ ràng rằng dung sai công suất lớn nhất thu được khoảng sáng sớm và chiều muộn, khi bức xạ mặt trời nhỏ và góc tới của bức xạ ánh sáng lên bề mặt các tấm pin không đồng đều, điều này làm ảnh hưởng hiệu suất và điện năng sinh ra của các tấm pin quang điện, tuy nhiên trọng số của khoảng thời gian này khá nhỏ, nên nó ít ảnh hưởng lên dung sai công suất trung bình đã tính toán.



(a)



(b)

Hình 4. a) Công suất của các tấm pin trong ngày điển hình; b) Dung sai công suất của các tấm pin.

4. Kết luận

Dung sai công suất lớn là một trong các nguyên nhân dẫn đến việc giảm đáng kể sản lượng điện của các chuỗi tấm pin quang điện. Bài báo này phân tích công suất và sản lượng của bốn tấm pin quang điện thương mại giống nhau loại đa tinh thể làm việc dưới cùng các điều kiện lắp đặt và thời tiết, từ đó đánh giá dung sai công suất dưới điều kiện làm việc thực tế của chúng. Kết quả thu được chỉ ra rằng, chênh lệch sản lượng điện sinh ra lớn nhất vào khoảng 6.1%, các tấm pin quang điện PV1, PV2, PV4 có tổng sản lượng sinh ra gần tương đương nhau khoảng 190 kWh tương đương với 3.81 giờ nắng/ngày, tấm PV3 là tấm có sản lượng sinh ra lớn nhất 201.8 kWh tương đương với 4.05 giờ nắng/ngày.

Thêm vào đó, giá trị trung bình dung sai công suất tổng thể là 3.818%, và giá trị dung sai công suất trung bình cao nhất là 7.686% đối với tấm PV3 so với dung sai công suất nhà sản xuất cung cấp 5%, rõ ràng rằng có sự tăng lên của dung sai công suất của các tấm pin quang điện thương mại so với thông số nhà sản xuất, điều này sẽ dẫn đến ảnh hưởng công suất của các tấm pin mắc nối tiếp hoặc song song hay rộng hơn là công suất của cả hệ thống quang điện. Các kết quả của bài báo khuyến cáo việc lựa chọn các tấm pin quang điện có dung sai công suất nhỏ, để làm tăng hiệu suất tổng thể cho cả hệ thống quang điện.

Tài liệu tham khảo

- [1] Cipriani, G., Di Dio, V., Marcotulli, A., & Miceli, R. (2014, October). Manufacturing tolerances effects on PV array energy production. In 2014 International Conference on Renewable Energy Research and Application (ICRERA) (pp. 952-957). IEEE.
- [2] Kumar, E. S., & Sarkar, B. (2013, April). Investigation of the common quality and reliability issues in the photovoltaic panels. In 2013 International Conference on Energy Efficient Technologies for Sustainability (pp. 320-325). IEEE..
- [3] Di Dio, V., La Cascia, D., Miceli, R., & Rando, C. (2009, June). A mathematical model to determine the electrical energy production in photovoltaic fields under mismatch effect. In 2009 International Conference on Clean Electrical Power (pp. 46-51). IEEE.
- [4] Munoz, M. A., Alonso-García, M. C., Vela, N., & Chenlo, F. (2011). Early degradation of silicon PV modules and guaranty conditions. *Solar energy*, 85(9), 2264-2274.
- [5] Miceli, R., Cipriani, G., Di Dio, V., & Marcotulli, A. (2015). Incidence of PV module rated power tolerances on PV system energy production. *International Journal of Renewable Energy Research (IJRER)*, 5(2), 491-500.
- [6] Ngo, X. C., Nguyen, T. H., Do, N. Y., Nguyen, D. M., Vo, D. V. N., Lam, S. S., ... & Le, Q. V. (2020). Grid-connected photovoltaic systems with single-axis sun tracker: case study for central Vietnam. *Energies*, 13(6), 1457.
- [7] Benganem, M. (2011). Optimization of tilt angle for solar panel: Case study for Madinah, Saudi Arabia. *Applied Energy*, 88(4), 1427-1433.

Chiến lược thích ứng công nghiệp dầu khí trong xu hướng chuyển dịch năng lượng và đề xuất định hướng phát triển ngành dầu khí Việt Nam

Nguyễn Trung Khương¹

¹⁾ Ban Chiến lược, Tập đoàn Dầu khí Việt Nam, Việt Nam, Email: khuongnt@pvn.vn

THÔNG TIN BÀI BÁO

TÓM TẮT

Quá trình:

Nhận bài 17/6/2021

Chấp nhận 18/8/2021

Đăng online 20/12/2021

Từ khóa:

Chuyển dịch năng lượng, Chiến lược thích ứng công nghiệp dầu khí, Xu hướng tiêu thụ dầu khí, Vai trò Tập đoàn DKVN.

Bài báo trình bày hiện trạng và xu hướng phát triển ngành công nghiệp dầu khí thế giới bao gồm phân tích hiện trạng, xu hướng tiêu thụ dầu mỏ, khí đốt và các sản phẩm dầu khí; và phân tích các chiến lược thích ứng của công nghiệp dầu khí trong bối cảnh chuyển dịch năng lượng. Bài báo cũng phân tích hiện trạng, vị trí vai trò của Ngành dầu khí Việt Nam trong hệ thống năng lượng quốc gia và triển vọng phát triển trong tương lai.

© 2021 Trường Đại học Mở - Địa chất. Tất cả các quyền được bảo đảm.

1. Mở đầu

Quá trình chuyển đổi năng lượng trong thế kỷ 21 nhằm hướng tới mục tiêu giảm phát thải carbon để giảm thiểu biến đổi khí hậu theo như Thỏa thuận chung Paris (COP21). Theo McGlade và Ekins [1] ước tính rằng khoảng một phần trữ lượng dầu và một phần hai trữ lượng khí sẽ phải giữ lại trong lòng đất để hạn chế sự thay đổi nhiệt độ toàn cầu vào cuối thế kỷ đến 2°C so với thời kỳ tiền công nghiệp. Khi các Chính phủ theo đuổi các sáng kiến ngày càng tham vọng nhằm giảm phát thải khí nhà kính, giảm sự phụ thuộc vào nhiên liệu hóa thạch và đa dạng hóa nền kinh tế năng lượng, ngành công nghiệp dầu khí thế giới đối mặt với thách thức định vị lại chiến lược kinh doanh của mình trong bối cảnh xu hướng tiêu thụ dầu khí

suy giảm trong khi nhu cầu nhiên liệu sạch, năng lượng tái tạo (NLTT) tăng.

Bài báo này không đi sâu phân tích mô hình kinh doanh năng lượng carbon thấp, chiến lược thích ứng cụ thể của một Tập đoàn dầu khí bởi thực tế hiện nay các xu hướng đang trong quá trình hình thành phụ thuộc vào từng loại hình công ty, từng quốc gia, từng khu vực trên thế giới, hiện còn quá sớm để đánh giá chi tiết về thành công của họ. Thay vào đó, Bài báo tiếp cận phương pháp luận theo hướng tập trung tổng hợp, tóm tắt các nhóm giải pháp chiến lược thích ứng phù hợp với công nghiệp dầu khí trong bối cảnh chuyển dịch năng lượng, trong đó trình bày những giải pháp giảm phát thải thuộc “Phạm vi 1”² và “Phạm vi 2”³ trong các hoạt động dầu khí truyền thống và những định hướng phát triển doanh nghiệp

¹ Tác giả liên hệ, Email: khuongnt@pvn.vn

² “Phạm vi 1” là Phát thải trực tiếp từ chính hoạt động của ngành công nghiệp dầu khí.

³ “Phạm vi 2” là Phát thải gián tiếp phát sinh từ việc sử dụng năng lượng được mua bởi ngành công nghiệp dầu khí.

carbon thấp để đón đầu xu hướng tiềm năng phát triển nhiên liệu carbon thấp cũng như điện năng trong tương lai. Đồng thời, Phân tích đánh giá vai trò của Tập đoàn Dầu khí Việt Nam (Tập đoàn DKVN) trong hệ thống năng lượng Quốc gia, đánh giá về các định hướng chuyển dịch của tập đoàn DKVN.

2. Xu hướng tiêu thụ dầu khí và các sản phẩm dầu khí

Xu hướng tiêu thụ dầu mỏ và khí đốt tùy thuộc vào tốc độ đổi mới công nghệ, tham vọng của các chính sách năng lượng, động lực thị trường, xu hướng xã hội và nhiều yếu tố khác. Bài báo đề cập đến hai kịch bản của Cơ quan năng lượng quốc tế (IEA) bao gồm: Kịch bản chính sách được công bố STEPS (Stated Energy Policies Scenarios) và Kịch bản phát triển bền vững SDS (Sustainable Development Scenario); trong đó Kịch bản SDS đưa ra một lộ trình cho ngành năng lượng toàn cầu thực hiện đồng thời ba mục tiêu phát triển bền vững (Sustainable Development Goal - SDG) của Liên Hợp Quốc liên quan đến năng lượng như đạt được tiếp cận năng lượng phổ cập (SDG 7), giảm

các tác động của ô nhiễm không khí (SDG 3) và giải quyết vấn đề biến đổi khí hậu (SDG 13) - giữ nhiệt độ tăng dưới 1,8 ° C với xác suất 66% tương đương với mức 1,65° C với xác suất 50% [2, 3]. Điều này đòi hỏi những thay đổi nhanh chóng và rộng khắp trên tất cả các bộ phận của hệ thống năng lượng.

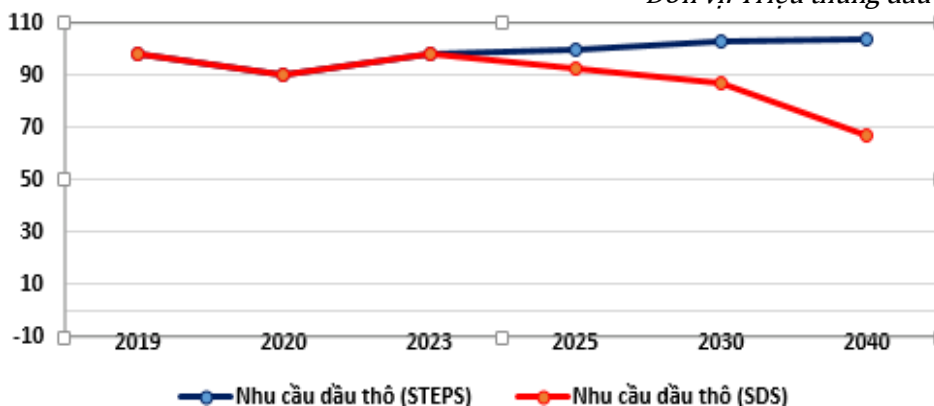
2.1. Xu hướng tiêu thụ dầu mỏ và khí đốt

2.1.1. Xu hướng tiêu thụ dầu mỏ

Theo dự báo của IEA năm 2020 [4], trong Kịch bản STEPS, nền kinh tế toàn cầu quay trở lại mức trước Covid-19 vào năm 2021. Nhu cầu dầu phục hồi từ mức giảm lịch sử vào năm 2020, vượt lên mức trước khủng hoảng vào năm 2023 và tiếp tục xu hướng tăng nhẹ. Tuy nhiên, nhu cầu dầu sẽ thấp hơn 2 triệu thùng dầu quy đổi/ngày vào năm 2030 so với dự báo năm 2019 trước đây và đến năm 2040 dầu thô chiếm khoảng 27% tổng nhu cầu NLSC. Đối với Kịch bản SDS, dầu thô sẽ đạt đỉnh trước năm 2025 và đến năm 2040 đạt khoảng 67 triệu thùng dầu quy đổi/ngày chiếm tỷ trọng 23% (Hình 1).

Hình 1. Xu hướng tiêu thụ dầu thô thế giới

Đơn vị: Triệu thùng dầu quy đổi/ngày



Nguồn: IEA [5, 6]

Tuy nhiên, nhu cầu tiêu thụ dầu mỏ tại mỗi khu vực là khác nhau, Châu Á – Thái Bình Dương vẫn là nơi tiêu thụ dầu mỏ lớn nhất thế giới chiếm 42% vào năm 2040 so với 36% năm 2018 với tốc độ tăng trưởng trung bình 1,0%/năm, trong đó đóng góp chủ yếu từ sự tăng trưởng của Ấn Độ 3.1%/năm. Ngược lại, nhu cầu tiêu thụ dầu mỏ tại Châu Âu và Bắc Mỹ giảm với tốc độ -1,6%/năm và

-0,9%/năm, tương ứng. Về cơ cấu tiêu thụ dầu mỏ theo lĩnh vực, GTVT vẫn là ngành tiêu thụ dầu mỏ chính chiếm tỷ trọng 58% trong Kịch bản STEPS và 46% trong Kịch bản SDS vào năm 2040. Mặc dù vậy, xu hướng tiêu thụ từng phân ngành Giao thông vận tải có sự thay đổi theo các kịch bản, cụ thể như:

- Vận tải hành khách cho thấy những thay đổi mạnh mẽ nhất chủ yếu do sự phát triển của xe

điện. Đối với phương tiện xe tải là một trong những nguồn tăng trưởng tiêu thụ dầu chính trong những năm gần đây, trong Kịch bản STEPS nhu cầu tiêu thụ dầu cho hoạt động vận tải hàng hóa đường bộ tiếp tục tăng do nhu cầu vận tải hàng hóa toàn cầu tăng gần gấp đôi giữa năm 2018 và 2040. Trong Kịch bản SDS, đã có những nỗ lực tăng cường để giảm tiêu thụ dầu thô trong vận tải hàng hóa thông qua các cải tiến mang tính hệ thống trong hoạt động vận chuyển hàng hóa và hậu cần, và chuyển sang sử dụng nhiên liệu thay thế có hàm lượng phát thải cacbon thấp. Nhìn chung, nhu cầu tiêu thụ dầu thô trong hoạt động vận tải đường bộ đến năm 2040 chiếm tỷ trọng 42% trong Kịch bản STEPS và 32% tại Kịch bản SDS.

- Trong lĩnh vực vận tải hàng hải và hàng không xu hướng tiêu thụ dầu thô tăng trong cả hai kịch bản, đến năm 2040 vận chuyển hàng hải và hàng không chiếm tỷ trọng 15,3% trong Kịch bản STEPS và 13,3% trong SDS.

Lĩnh vực chứng kiến sự tăng trưởng nhu cầu trong SDS là hóa dầu. Mặc dù tỷ lệ nhựa tái chế tăng hơn gấp đôi từ khoảng 15% hiện nay lên 35% vào năm 2040, nhưng sử dụng dầu làm nguyên liệu cho hóa dầu vẫn tăng gần 3 triệu thùng/ngày vào năm 2040.

2.1.2. Xu hướng tiêu thụ khí đốt

Nhu cầu tiêu thụ khí đốt được dự báo tăng trưởng nhanh nhất trong các loại nhiên liệu hóa thạch. Việc sử dụng khí đốt ngày càng tăng cũng đóng một vai trò trong chiến lược của các quốc gia nhằm cải thiện chất lượng không khí. Theo dự báo của IEA năm 2020 [4], trong Kịch bản STEPS, khí đốt phục hồi nhanh chóng sau sự sụt giảm nhu cầu vào năm 2020. Nhu cầu phục hồi tăng gần 3% vào năm 2021 và tiếp tục xu hướng tăng trung bình 1,6%/năm đến năm 2040. Tuy nhiên, tương tự như dầu thô, dự báo nhu cầu sản lượng khí đốt năm 2030 giảm 2% so với dự báo năm 2019, đến năm 2040 khí đốt chiếm khoảng 25% tổng nhu cầu NLSC. Theo Kịch bản SDS khí đốt sẽ đạt đỉnh trước năm 2025 và đến năm 2040 đạt khoảng 3.900 tỷ mét khối chiếm tỷ trọng 25%.

Châu Á Thái Bình Dương vẫn là khu vực tiêu thụ khí đốt và tăng trưởng nhanh nhất với tỷ lệ 4,5%/năm, trong đó đóng góp chủ yếu từ sự tăng

trưởng của Trung Quốc là 4,4%/năm và Ấn Độ là 5,5%/năm. Khu vực Châu Âu và Bắc Mỹ tiêu thụ khí đốt giảm với tốc độ -1,3%/năm và -0,1%/năm, tương ứng. Không giống như các loại nhiên liệu hóa thạch khác, khí đốt tiếp tục xâm nhập vào hầu hết các nền kinh tế tiên tiến. Tại Hoa Kỳ, lượng khí đốt dồi dào với giá cả phải chăng đã thúc đẩy tăng trưởng nhu cầu khí đốt. Ở Hàn Quốc, nhu cầu khí đốt tăng lên khi việc sử dụng hạt nhân và than trong hỗn hợp năng lượng giảm.

Về lĩnh vực tiêu thụ khí đốt, lĩnh vực công nghiệp là khu vực tăng trưởng chính về nhu cầu khí tự nhiên trong Kịch bản STEPS, chiếm tỷ trọng khoảng 33% vào năm 2040, trong đó ngành công nghiệp hóa chất là ngành đóng góp lớn nhất, sử dụng khí đốt để làm nhiên liệu cũng như nguyên liệu để sản xuất amoniac và metanol. Lĩnh vực điện là ngành đóng góp lớn thứ hai vào việc gia tăng nhu cầu khí đốt trong giai đoạn đến năm 2040. Trong đó điện khí một mặt đóng vai trò bổ sung thay thế nhiệt điện than bị hạn chế phát triển, mặt khác điện khí có vai trò cung cấp sự linh hoạt để tạo điều kiện triển khai các nguồn điện NLTT.

2.1.3. Hoạt động thương mại khí đốt [5]

Hoạt động thương mại khí đốt toàn cầu mở rộng với tốc độ trung bình hàng năm là 2,3% trong suốt quá trình của Kịch bản STEPS, nhanh hơn nhiều so với tốc độ tăng nhu cầu Năng lượng sơ cấp (NLSC) (1,6%/năm). Với nhu cầu năng lượng tăng nhanh chóng, Trung Quốc sớm trở thành quốc gia nhập khẩu khí đốt lớn nhất thế giới và nhập khẩu ròng của nước này sẽ tiệm cận với Liên minh châu Âu vào năm 2040. Với nhu cầu nhập khẩu ngày càng tăng ở các nền kinh tế châu Á khác, hơn 60% thương mại khí đốt trên thế giới đã tìm được điểm đến Châu Á. Nga và Trung Đông vẫn là các nhà xuất khẩu khí đốt lớn nhất thế giới trong suốt giai đoạn đến năm 2040, nhưng tỷ trọng của họ trong xuất khẩu toàn cầu giảm dần với sự gia tăng của các nước xuất khẩu mới.

Tăng trưởng thương mại khí đốt chủ yếu đến từ LNG, nâng thị phần của nó trong thương mại khí đốt toàn cầu từ 42% hiện nay lên gần 60% vào năm 2040. Thương mại LNG toàn cầu tăng hơn gấp đôi lên 760 tỷ mét khối vào năm 2040, khiến cho thị trường khí đốt có tính toàn cầu hóa và kết nối với nhau hơn. Trung Quốc là khu vực duy nhất

cho thấy sự tăng trưởng đáng chú ý trong thương mại thông qua vận chuyển đường ống, chủ yếu đến từ các nước Nga và Trung Á. Châu Á là điểm đến chính cho nhập khẩu LNG gia tăng. Trung Quốc và Ấn Độ chiếm hơn một nửa mức tăng trưởng nhập khẩu LNG trong giai đoạn đến năm 2040. Với sản lượng suy giảm ở Malaysia, Bangladesh và Pakistan, các nước đang phát triển khác ở châu Á tăng đáng kể lượng nhập khẩu của họ. Khu vực Châu Á Thái Bình Dương chiếm khoảng 80% lượng LNG nhập khẩu toàn cầu vào năm 2040.

2.2. Xu hướng tiêu thụ các sản phẩm dầu khí [7, 8, 9]

Theo dự báo của IEA các sản phẩm xăng dầu được dự báo tiếp tục giữ vững vị trí số 1 trong cơ cấu tiêu thụ Năng lượng cuối cùng (NLCC) trong cả hai kịch bản STEPS và SDS, mặc dù tỷ trọng vào năm 2040 giảm còn 36,2% và 29,7% tương ứng, so với mức 40,7% hiện nay.

Mặc dù vậy, cơ cấu xu hướng tiêu thụ các sản phẩm xăng dầu có sự khác biệt lớn, cụ thể như sau:

- Nhu cầu đối với các nguyên liệu cho hóa dầu (etan, LPG và naphtha) tăng nhanh trong cả hai Kịch bản, tính chung thị phần các sản phẩm phân đoạn nhẹ tăng từ dưới 20% hiện nay lên 23% vào năm 2040 trong STEPS và gần 31% trong SDS.

- Ngược lại, nhu cầu nhiên liệu vận tải (gasoline, FO, DO) nói chung, đặc biệt là xăng phải đối mặt với những thách thức từ sự gia tăng của xe điện, nhiên liệu thay thế và cải thiện hiệu suất. Nhu cầu xăng dự báo đạt đỉnh vào cuối những năm 2020 và giảm tỷ trọng xuống khoảng 22% trong STEPS và 17 % trong SDS vào năm 2040 so với 26% hiện nay.

- Nhu cầu về dầu nhiên liệu nặng (FO/DO) cũng ghi nhận sự sụt giảm, trong đó đáng chú ý kể từ năm 2020 khi quy định về hàm lượng lưu huỳnh của IMO có hiệu lực. Theo dự báo của OPEC [10], đến năm 2040 nhu cầu DO sẽ giảm xuống 27,5% so với 29% hiện nay; nhu cầu FO giảm xuống 6,7% so với 7,6% hiện nay.

Sự không phù hợp giữa cấu hình nhà máy lọc dầu và nhu cầu sản phẩm nguyên liệu hóa dầu tăng cao làm tăng động lực cho các nhà máy lọc dầu tích hợp sâu hơn với các hoạt động hóa dầu cũng như tạo làn sóng đầu tư các nhà máy lọc dầu

mới để đáp ứng nhu cầu nguyên liệu hóa dầu trong tương lai. Trong Kịch bản STEPS dự báo sẽ có khoảng 13-15 triệu thùng/ngày công suất nhà máy lọc dầu mới xuất hiện từ năm 2018 đến 2040, chủ yếu ở các nền kinh tế đang phát triển ở Châu Á và Trung Đông.

Với xu hướng đó, thách thức đối với công nghiệp lọc dầu trong Kịch bản SDS sẽ càng gia tăng dẫn đến nguy cơ các nhà máy lọc dầu sẽ phải đóng cửa hoặc vận hành công suất thấp hơn vào năm 2040 do tình trạng dự thừa công suất đến 40%.

3. Chiến lược thích ứng của công nghiệp dầu khí thế giới

3.1. Giải pháp thích ứng trong hoạt động dầu khí cốt lõi [7]

3.1.1. Chiến lược ưu tiên phát triển khai thác các mỏ dầu khí

Trong xu hướng chuyển dịch năng lượng, khi cả nhu cầu dầu và khí đốt sớm đạt đỉnh trong SDS tuy nhiên cả hai nhiên liệu vẫn tiếp tục đóng vai trò chính trong hỗn hợp năng lượng toàn cầu trong nhiều thập kỷ tới. Trong khi trữ lượng dầu mỏ và khí đốt vẫn còn đáng kể, vì vậy các công ty dầu khí phải lựa chọn chiến lược ưu tiên phát triển khai thác các mỏ, cụ thể như sau:

- Ưu tiên các mỏ chi phí thấp hơn. Điều này cho thấy rằng những công ty nắm giữ tài nguyên các mỏ có trữ lượng lớn tại Trung Đông và Nga, và các công ty có thể kiểm soát chặt chẽ chi phí khai thác có thể chiếm thị phần lớn hơn trên thị trường.

- Ưu tiên phát triển các mỏ khí, dầu nhẹ hơn dầu, mặc dù lợi nhuận của việc khai thác khí thường thấp hơn dầu. Điều này một phần là do nhu cầu tăng trưởng lớn hơn đối với khí đốt và nguyên liệu cho hóa dầu trong các Kịch bản trong chuyển dịch năng lượng toàn cầu.

- Ưu tiên phát triển các dự án/mỏ hiện có, tìm kiếm tận thăm dò, tận khai thác và tận dụng hạ tầng sẵn có để phát triển các mỏ vệ tinh lân cận.

- Ưu tiên các dự án mới có thời gian hoàn vốn ngắn hơn. Đầu tư đá phiến rơi vào loại này và các mỏ dầu khí truyền thống trữ lượng lớn (trên bờ và ngoài khơi) có thể được tách thành nhiều giai đoạn riêng biệt để phát triển khai thác sớm.

3.1.2. Giảm thiểu đốt bỏ khí tự nhiên/khí đồng hành

Rất nhiều trong các mỏ/giếng khai thác dầu đều có chứa hàm lượng condensate và khí. Khí đồng hành và được coi là sản phẩm phụ của quá trình khai thác dầu, khí đồng hành thường ít có giá trị hơn dầu và tốn kém hơn khi vận chuyển và lưu trữ. Vì vậy, hiện chỉ 75% lượng khí đồng hành khai thác ngày nay trên toàn thế giới được thu gom và bán trực tiếp cho khách hàng thông qua hệ thống đường ống vận chuyển khí hoặc được sử dụng tại chỗ như một nguồn nhiên liệu hoặc được bơm lại vào các giếng dầu để tạo áp lực để thu hồi chất lỏng thứ cấp. Phần còn lại hoặc đốt bỏ (khoảng 140 tỷ mét khối) hoặc xả vào khí quyển (khoảng 60 tỷ mét khối). Việc đốt bỏ và xả vào khí quyển như vậy gây hậu quả đáng kể cho môi trường. Theo ước tính, lượng khí đốt bỏ và xả vào khí quyển chiếm khoảng 40% lượng phát thải Phạm vi 1 và Phạm vi 2 liên quan đến khai thác dầu khí.

Hiện tại có nhiều giải pháp để giảm thiểu đốt bỏ, đối với các mỏ mới, các nhà khai thác đặt mục tiêu lắp đặt các hệ thống thu gom, sử dụng khí đồng hành. Tại các mỏ dầu hiện tại, các Công ty khai thác được yêu cầu loại bỏ việc đốt bỏ trước năm 2030. Trong Kịch bản SDS, với sự can thiệp chính sách mạnh mẽ của các quốc gia và các nỗ lực của ngành dầu khí, sự đốt bỏ sớm bị loại bỏ xuống dưới mức 13 tỷ mét khối sau năm 2025.

3.1.3. Xử lý khí thải mêtan

Khí mêtan là một loại khí hiệu ứng nhà kính mạnh hơn nhiều so với CO₂, có ý nghĩa quan trọng đối với giảm tác động biến đổi khí hậu, đặc biệt là trong tương lai. Tỷ trọng phát thải khí mêtan trong ngành năng lượng đứng thứ 2 sau ngành nông nghiệp. Theo đánh giá của IEA, mặc dù khí thải mêtan cũng đến từ hoạt động khai thác than đá và nhiên liệu sinh học (NLSH), tuy nhiên ước tính hoạt động dầu khí có thể là nguồn phát thải lớn nhất từ ngành năng lượng.

Phát thải khí mêtan có thể được phát ra tại các điểm khác nhau dọc theo chuỗi giá trị dầu khí, từ quá trình khai thác, thu gom, xử lý khí vỉa và phân phối đến người tiêu dùng cuối cùng. Theo số liệu thống kê của IEA [10] ước tính có khoảng 72 triệu tấn khí thải mêtan từ các hoạt động dầu khí vào năm 2020, trong đó hoạt động khai thác dầu khí chiếm khoảng 75% lượng phát thải mêtan của ngành dầu khí.

Hiện nay, có nhiều công nghệ và biện pháp có sẵn để giảm lượng khí thải mêtan từ hoạt động dầu khí. Ước tính rằng nếu tất cả các biện pháp được áp dụng trên chuỗi giá trị dầu khí thì có thể tránh được khoảng 75% lượng phát thải khí mêtan từ hoạt động dầu khí.

3.1.4. Tích hợp NLTT vào hoạt động dầu khí

NLTT ngày càng cạnh tranh có thể đóng góp cho hoạt động dầu khí, có một số giải pháp để góp phần giảm lượng khí thải và cắt giảm giảm chi phí trong hoạt động dầu khí đặc biệt khi thị áp dụng thuế/phí carbon, cụ thể như sau:

- Sử dụng nguồn điện tái tạo cho hoạt động thượng nguồn: Trong một số trường hợp, các hoạt động thượng nguồn có thể mua điện từ lưới điện. Tác động môi trường của giải pháp này phụ thuộc vào cường độ phát thải của nguồn điện lưới.

- Tích hợp NLTT vào các cơ sở thượng nguồn: Giải pháp này đã trở nên phổ biến rộng rãi hơn, bao gồm dự án Sonatrach-Eni 10 MW để cung cấp năng lượng cho một mỏ dầu của Algeria với pin mặt trời, khánh thành vào cuối năm 2018 và năm 2019 Equinor công bố xây dựng một nhà máy điện gió ngoài khơi 88 MW mới để cung cấp điện cho các giàn khai thác ngoài khơi phía nam biển Na Uy.

- Sử dụng nhiệt carbon thấp từ NLTT: Một giải pháp khác là sử dụng năng lượng mặt trời để tạo nhiệt cho giải pháp nâng cao thu hồi dầu (EOR) nhiệt (được gọi là năng lượng mặt trời-EOR). Giải pháp này được đặc biệt quan tâm ở các quốc gia nơi năng lượng mặt trời dồi dào nhưng khí đốt tương đối khan hiếm. Ở Ô-man, một trang trại năng lượng mặt trời 1 GW đang được xây dựng để cung cấp hơi cho việc khai thác dầu nặng khoảng 20 nghìn thùng/ngày.

3.2. Phát triển công nghệ thu hồi, lưu trữ và sử dụng cacbon [7]

Hiện nay, ngành công nghiệp dầu khí đã đi đầu trong việc phát triển và triển khai các công nghệ thu hồi và sử dụng carbon (CCUS) với gần 80% trong số 35 triệu tấn CO₂ thu được từ các hoạt động công nghiệp tại các cơ sở CCUS quy mô lớn đến từ các hoạt động dầu khí. CCUS là công nghệ quan trọng để đạt được quỹ đạo phát thải của SDS. Việc sử dụng CCUS trong công nghiệp sẽ là phổ biến, do khí thải từ các ngành sử dụng nhiều năng lượng thường khó giảm và CCUS một trong số ít

các lựa chọn công nghệ hiện có để đạt được mức độ khử cacbon sâu. Khi các cơ chế chính sách ưu đãi được đưa ra để khuyến khích đầu tư triển khai CCUS, ngành dầu khí sẽ đóng vai trò lớn với lợi thế như:

- Nguồn phát thải CO₂ trong hoạt động dầu khí có tính tập trung tương đối dễ dàng và hiệu quả trong việc thu hồi. Việc triển khai CCUS trong các lĩnh vực này sẽ góp phần giảm cường độ phát thải ở Phạm vi 1 và Phạm vi 2 tại các nhà máy lọc hóa dầu, nhà máy điện.

- Là ngành sử dụng CO₂, chủ yếu để bơm vào lòng đất như một giải pháp nâng cao thu hồi dầu (EOR). Tùy thuộc vào nguồn CO₂ và khối lượng được bơm vào, điều này có thể làm giảm đáng kể cường độ phát thải khai thác dầu (thậm chí, về mặt lý thuyết dẫn đến dầu có phát thải carbon âm).

- Là một ngành có năng lực nghiên cứu cao, có nguồn quỹ nghiên cứu tài trợ tốt và có hệ thống đường ống quy mô lớn, và khả năng quản lý dự án để mở rộng triển khai CCUS. Điều này có thể có ý nghĩa tích cực đối với nhiều khía cạnh của quá trình chuyển đổi năng lượng, bao gồm cả việc sản xuất hydro carbon thấp quy mô lớn và khử cacbon của ngành công nghiệp nặng.

3.3. Mở rộng sản xuất nhiên liệu phát thải cacbon thấp [7]

Trong quá trình chuyển dịch năng lượng, triển vọng cung cấp các sản phẩm nhiên liệu lỏng và khí cacbon thấp cần sự hỗ trợ tham gia của ngành dầu khí, cụ thể trong việc sản xuất hydro cacbon thấp, khí sinh học biomethane và NLSH tiên tiến. Những loại nhiên liệu này đều có tiềm năng được triển khai rộng rãi hơn nhiều trong hệ thống năng lượng phát thải thấp, nhưng tất cả đều phải đối mặt với những thách thức thương mại để tăng quy mô vì phần lớn giá thành đắt hơn đáng kể so với sản xuất so với các sản phẩm dầu và khí ngày nay.

So với việc phát triển điện, việc phát triển, sản xuất kinh doanh phân phối các nhiên liệu cacbon thấp gắn liền với thế mạnh năng lực kinh nghiệm và trình độ nguồn lực từ quản lý dự án, vận hành sản xuất của ngành dầu khí. Hầu hết các nhiên liệu lỏng và khí carbon thấp có thể tận dụng cơ sở hạ tầng vận chuyển và phân phối hiện có và có thể được sử dụng trên toàn ngành năng lượng. Chúng đặc biệt hiệu quả trong nhiều lĩnh vực khó giảm

như hàng không, vận chuyển, sản xuất sắt thép, sản xuất hóa chất, và vận tải đường dài.

3.3.1. Sản xuất hydro carbon thấp

Sự quan tâm đến hydro carbon thấp đã tăng mạnh trong những năm gần đây, thể hiện triển vọng phát triển của hydro với vai trò tích trữ năng lượng carbon thấp, đặc biệt khi chi phí điện tái tạo giảm. Tuy nhiên, việc sản xuất hydro carbon thấp rất tốn kém và đầu tư vào cơ sở hạ tầng sản xuất hydro có những rủi ro đáng kể trong trường hợp cung và cầu không đảm bảo.

Hydro không phải là mới đối với hệ thống năng lượng, nhu cầu hydro cho khách hàng công nghiệp thường được cung cấp bởi một doanh nghiệp lớn và các công ty lọc hóa dầu có nhiều kinh nghiệm trong sản xuất và xử lý hydro. Tuy nhiên, chỉ một phần nhỏ trong số này là hydro carbon thấp.

Theo đánh giá của IEA [7], hiện nay chi phí sản xuất hydro carbon thấp từ khí đốt tự nhiên kết hợp với công nghệ thu gom và lưu trữ CO₂ (CCUS) có giá từ 12 - 20 USD/MBtu, trong khi sản xuất hydro từ NLTT có giá từ 25 - 70 USD/MBtu. Hơn nữa, sự phát triển của cơ sở hạ tầng hydro còn chậm đã kìm hãm việc sử dụng/phát triển hydro rộng rãi hơn.

Tuy nhiên, hydro có nhiều cơ hội lớn để mở rộng quy mô sử dụng trong thập kỷ tới, trong đó sự hợp tác giữa các chính phủ; giữa chính phủ và ngành công nghiệp đóng vai trò quan trọng dẫn đến sự thành công của việc triển khai, ví dụ như: biến các khu công nghiệp thành trung tâm để nhân rộng việc sử dụng hydro sạch; xây dựng trên cơ sở hạ tầng hiện có, ví dụ như hệ thống mạng lưới đường ống khí đốt; mở rộng sử dụng hydro trong lĩnh vực giao thông vận tải.

3.3.2. Khí sinh học Biomethane

Ngày nay, ước tính có hơn 1 tỷ tấn phụ phẩm hữu cơ và chất thải bị vứt đi hoặc bỏ hoang mỗi năm. Sự phân hủy của chúng có thể dẫn đến phát thải khí mêtan gây nóng lên toàn cầu, hơn nữa chất thải nếu không được quản lý có thể gây ô nhiễm đất và nước ngầm. Nếu những sản phẩm thải này được thu gom và xử lý theo cách thích hợp có thể cung cấp một nguồn NLTT có giá trị dưới dạng khí sinh học. Hiện, trên thế giới có hơn 700 nhà máy biomethane đang hoạt động ngày nay sản xuất khoảng 2,5 triệu tấn dầu quy đổi

biomethane trên toàn cầu. Mặc dù biomethane chiếm chưa đến 0,1% nhu cầu khí đốt tự nhiên ngày nay, việc sản xuất và sử dụng nó được hỗ trợ bởi các chính sách ngày càng tăng, đặc biệt là trong lĩnh vực giao thông và điện.

Cũng như hydro, biomethane hiện có giá thành đắt đỏ, ước tính với quy mô đáp ứng 10% nhu cầu khí đốt giá biomethane trung bình từ 10 USD/MBtu đến 22 USD/MBtu. Trong kịch bản SDS, sử dụng biomethane tăng lên hơn 200 triệu tấn dầu quy đổi vào năm 2040. Khí carbon thấp (bao gồm hydro và biomethane) chiếm 7% tổng nguồn cung khí trên toàn cầu và hơn 15% tổng nguồn cung khí đốt ở Trung Quốc và Liên minh châu Âu vào năm 2040.

3.3.3. Nhiên liệu sinh học tiên tiến thế hệ mới

Nhiên liệu sinh học (NLSH) đóng vai trò ngày càng quan trọng trong SDS, vào năm 2040 công suất sẽ tăng lên gần 8 triệu thùng dầu quy đổi/ngày so với khoảng 2 triệu thùng dầu quy đổi/ngày hiện nay. Năm 2040, NLSH chiếm khoảng 10% nhu cầu nhiên liệu lỏng toàn cầu. NLSH được sử dụng hầu hết trong lĩnh vực giao thông như hàng không và phương tiện vận tải khó giảm như tàu thủy, xe tải, tàu hỏa trong kịch bản SDS. Tiêu thụ trong xe ô tô chở khách tăng từ 2 triệu thùng dầu quy đổi/ngày hiện nay lên đỉnh khoảng 3,7 triệu thùng dầu quy đổi/ngày vào năm 2035.

Về phía cung, phần lớn 1,8 triệu thùng dầu quy đổi/ngày NLSH được sản xuất trên toàn cầu ngày nay sử dụng các phương pháp sản xuất của truyền thống. Những lo ngại đã được đặt ra về tính bền vững của các phương pháp này ở một số quốc gia do cạnh tranh với sản xuất lương thực và có thể có sự gia tăng lớn về cường độ phát thải CO₂ liên quan đến phát quang và canh tác đất. Do đó, có sự quan tâm ngày càng tăng đối với NLSH tiên tiến thế hệ mới để tránh được những lo ngại này. Các nguyên liệu khác nhau có thể được sử dụng như dầu thải, mỡ động vật, nguyên liệu lignocellulose ... đều đang được nghiên cứu sản xuất thử nghiệm. Nếu thành công, kết quả của các chương trình nghiên cứu này có thể dẫn đến sự gia tăng tiềm năng lớn trong sản xuất NLSH. Ước tính rằng, trên toàn thế giới hiện có khoảng 10 tỷ tấn nguyên liệu lignocellulose có thể được sử dụng để sản xuất

NLSH. Với nhu cầu sản xuất 8 triệu thùng dầu quy đổi/ngày NLSH vào năm 2040 sẽ chỉ cần khoảng 15% nguyên liệu có sẵn.

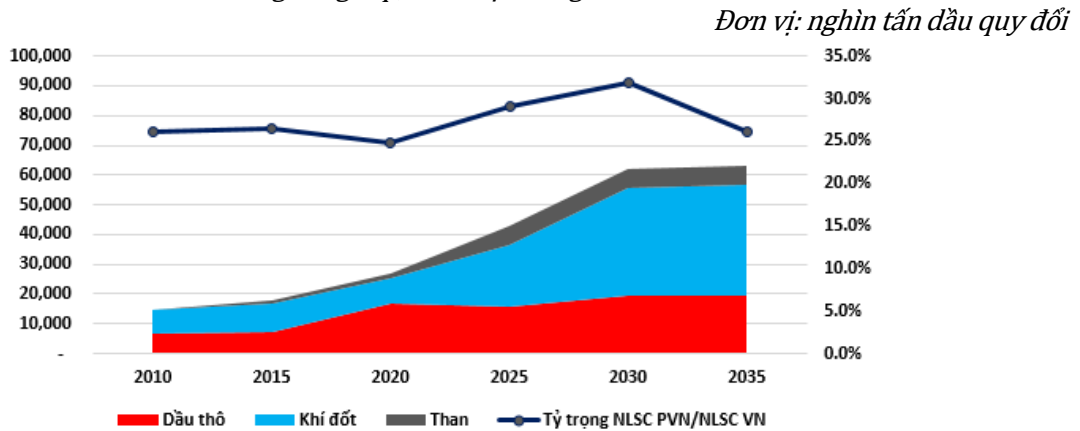
Mặc dù khối lượng lớn NLSH tiên tiến thế hệ mới có thể được sản xuất, tuy nhiên sự phát triển và triển khai bị chậm bởi chi phí giá thành NLSH so với NLSH thông thường và xăng dầu. Hiện nay, sản xuất một thùng dầu diesel sinh học tiên tiến thế hệ mới có giá khoảng 140 USD/thùng. Do đó, tương lai của NLSH tiên tiến sẽ phụ thuộc rất nhiều vào việc đổi mới công nghệ liên tục để giảm chi phí sản xuất cũng như hỗ trợ chính sách ổn định và lâu dài.

4. Vai trò Tập đoàn DKVN trong hệ thống năng lượng quốc gia [11, 12]

4.1. Vai trò cung cấp nhu cầu tiêu thụ NLSC Việt Nam

Mặc dù Tập đoàn DKVN bắt đầu khai thác dầu thô từ năm 1986, tuy nhiên trước khi nhà máy lọc dầu Dung Quất đi vào hoạt động vào tháng 2/2009 thì toàn bộ nguồn dầu thô khai thác được xuất khẩu. Vì vậy, đóng góp của Tập đoàn DKVN vào việc cung cấp nguồn NLSC để đảm bảo an ninh năng lượng quốc gia chưa được thể hiện rõ. Với việc triển khai hệ thống thu gom, vận chuyển khai thác khí vào bờ cung cấp cho Trung tâm điện lực Phú Mỹ đánh dấu sự đóng góp quan trọng của Tập đoàn DKVN vào hệ thống năng lượng quốc gia với tỷ trọng tăng dần từ 16% lên đến 26% tổng nhu cầu NLSC Việt Nam vào năm 2010. Giai đoạn 2010-2020, Tập đoàn DKVN đã phát triển mạnh mẽ hoàn thiện chuỗi phát triển dầu khí từ thăm dò khai thác đến chế biến dầu khí và sản xuất điện; Tập đoàn DKVN đã duy trì tỷ trọng cung cấp nguồn NLSC cho phát triển đất nước trong khoảng 25-26,5%. Giai đoạn 2021-2030, tỷ trọng cung cấp nguồn NLSC của PVN cho đất nước tăng dần lên khoảng 31,9 % vào năm 2030 chủ yếu từ các dự án khí Lô B, Cá Voi Xanh; nguồn khí nhập khẩu LNG Thị Vải, Sơn Mỹ và các nhà máy điện than của Tập đoàn DKVN đi vào hoạt động. Sau năm 2031, hiện tại Tập đoàn DKVN chưa xác định rõ các dự án đầu tư lớn vì vậy, tỷ trọng đóng góp của PVN vào việc cung cấp nguồn NLSC giảm dần xuống 26% vào năm 2035 (Hình 2).

Hình 2. Xu hướng cung cấp, tiêu thụ các nguồn NLSC của PVN



Nguồn: PVN

Qua Hình 2, dự báo đến năm 2030, Tập đoàn DKVN sẽ vẫn có vai trò quan trọng trong hệ thống năng lượng quốc gia trong việc cung cấp nguồn NLSC cho đất nước, tuy nhiên để đảm bảo tỷ trọng đóng góp lớn như trên Tập đoàn DKVN cần phải lưu ý một số điểm, cụ thể như sau:

- Trong cơ cấu các nguồn NLSC của PVN, khí tự nhiên và LNG có tỷ trọng tăng dần lên 48% vào năm 2025 và gần 60% vào năm 2030 và duy trì cho đến năm 2045. Đóng góp chính vào tăng trưởng trên đến từ việc đưa các dự án Lô B, Cá Voi Xanh vào khai thác từ năm 2024, 2025. Điều này đòi hỏi sự cố gắng nỗ lực lớn của Tập đoàn DKVN để đưa các dự án trên vào khai thác đúng tiến độ.

- Tỷ trọng nguồn năng lượng nhập khẩu của Tập đoàn DKVN tăng dần đến năm 2020 chiếm khoảng 49% và duy trì trong khoảng 54-59% cho đến năm 2045. Với sự phụ thuộc ngày càng lớn vào nguồn năng lượng nhập khẩu đòi hỏi Tập đoàn DKVN cần phải đổi mới mô hình hoạt động, nâng cao năng lực quản trị để thích ứng với môi trường thương mại năng lượng toàn cầu. Điều này cũng đòi hỏi Chính phủ cần xem xét sửa đổi, điều chỉnh các cơ chế chính sách để PVN có thể hoạt động hiệu quả trong môi trường kinh doanh, hợp tác quốc tế ngày càng mở rộng.

4.2. Vai trò cung cấp NLCC Việt Nam

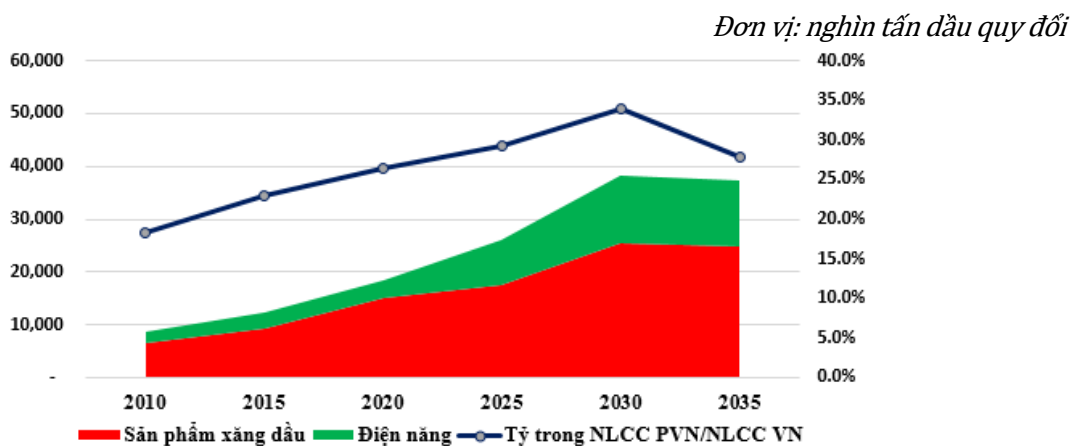
Hiện trạng và dự báo cung cấp các sản phẩm xăng dầu và điện năng của Tập đoàn DKVN cho đất nước được trình bày như tại Hình 3.

Hình 3. Xu hướng cung cấp các nguồn NLCC của PVN

Qua Hình 3, có thể thấy rằng, tỷ trọng cung cấp các sản phẩm xăng dầu và điện năng năm 2010 của Tập đoàn DKVN chiếm 18,3% tổng nhu cầu NLCC đất nước, chủ yếu đóng góp từ sản xuất của Nhà máy lọc dầu Dung Quất và các nhà máy điện khí của PVPower như: Cà Mau 1&2 và Nhơn Trạch 1&2. Tỷ trọng đóng góp các nguồn NLCC của Tập đoàn DKVN tiếp tục duy trì tăng trưởng lên đến 34% vào năm 2030. Sau năm 2031, hiện tại Tập đoàn DKVN chưa xác định rõ các dự án đầu tư vào lĩnh vực khâu sau (Lọc hóa dầu, chế biến khí) cũng như lĩnh vực điện, vì vậy tỷ trọng đóng góp của PVN vào việc cung cấp nguồn NLSC giảm dần xuống còn 27,9%.

Tuy nhiên, để có thể duy trì vị trí, vai trò cung cấp các sản phẩm xăng dầu và điện năng như trên Tập đoàn DKVN và các đơn vị thành viên như BSR, PVPower, PVGas, PVOIL cần tập trung đẩy mạnh triển khai các dự án Nâng cấp mở rộng NMLD, dự án NM điện khí Nhơn Trạch 3&4, Miền Trung 1&2 và Cà Mau 3 theo đúng tiến độ được phê duyệt.

Qua phân tích tỷ trọng nguồn năng lượng nhập khẩu chủ yếu là các sản phẩm xăng dầu trong tổng nguồn cung cấp NLCC của PVN, có thể thấy rằng tỷ trọng nhập khẩu các nguồn NLCC là tương đối thấp. Điều này cho thấy, chuỗi đầu khí từ khai thác, vận chuyển, chế biến, phân phối kinh doanh xăng dầu và sản xuất điện của Tập đoàn DKVN có liên kết chặt chẽ.



Nguồn: PVN

4.3. Định hướng chuyển dịch năng lượng tại Tập đoàn DKVN

Hiện nay, Tập đoàn DKVN đang triển khai thực hiện Chiến lược phát triển Tập đoàn DKVN theo Quyết định 1749/QĐ-TTg của TTCP ngày 14/10/2015. Tại Quyết định 1749 nêu rõ quan điểm phát triển PVN cần tập trung vào các lĩnh vực kinh doanh chính là: Tìm kiếm thăm dò và khai thác dầu khí, công nghiệp khí, công nghiệp điện, chế biến dầu khí, tồn trữ và phân phối các sản phẩm dầu khí, dịch vụ dầu khí. Đối với lĩnh vực công nghiệp điện tại Quyết định 1749 của Thủ tướng Chính phủ đã định hướng Tập đoàn DKVN không phát triển thêm các dự án thủy điện, điện than, điện gió...

Mặc dù vậy, ngày 11/02/2020, Bộ Chính trị đã ban hành Nghị quyết 55-NQ/TW về định hướng phát triển năng lượng quốc gia đến năm 2035 và tầm nhìn đến năm 2045, trong đó nêu rõ quan điểm mới về phát triển năng lượng mới/sạch, NLTT... để phù hợp với xu hướng chuyển dịch năng lượng đang diễn ra mạnh mẽ trên toàn cầu.

Do đó, để triển khai thực hiện Nghị quyết 55-NQ/TW, từ năm 2020 đến nay, bên cạnh việc thực hiện và rà soát, cập nhật xây dựng Chiến lược phát triển của Tập đoàn DKVN và các đơn vị thành viên theo Quyết định 1749/QĐ-TTg của TTCP ngày 14/10/2015, Tập đoàn DKVN đã chủ động thành lập Ban Chỉ đạo và Tổ công tác triển khai về chuyển đổi năng lượng Tập đoàn DKVN nhằm: (i) đánh giá tác động việc chuyển dịch năng lượng tới các lĩnh vực hoạt động chính của Tập đoàn DKVN; và (ii) xây dựng Chương chuyển hành động

chuyển dịch năng lượng, cụ thể như: nghiên cứu các giải pháp giảm phát thải CO₂, sử dụng tiết kiệm hiệu quả năng lượng tại các nhà máy, công trình dầu khí; nghiên cứu các giải pháp tích hợp NLTT vào hoạt động dầu khí cốt lõi; nghiên cứu phát triển nguồn năng lượng mới như hydro.; (iii) chấp thuận cho công ty con PVPower thành lập Công ty cổ phần Năng lượng tái tạo – PVPower REC.

Điều này cho thấy rằng, hiện nay Tập đoàn DKVN đang trong giai đoạn nghiên cứu đánh giá tác động để xây dựng đề xuất với cấp thẩm quyền nhằm điều chỉnh chiến lược phát triển PVN phù hợp với Nghị quyết 55 và bối cảnh chuyển dịch năng lượng đang diễn ra tại nhiều quốc gia.

5. Kết luận

Qua phân tích đánh giá hiện trạng và xu hướng phát triển ngành công nghiệp dầu khí thế giới bao gồm phân tích hiện trạng, xu hướng tiêu thụ dầu mỏ, khí đốt và các sản phẩm dầu khí; và phân tích các chiến lược thích ứng của công nghiệp dầu khí trong bối cảnh chuyển dịch năng lượng; đồng thời phân tích vị trí và vai trò của Tập đoàn DKVN trong việc đảm bảo an ninh năng lượng quốc gia hiện tại có thể đưa ra một số nhận định sau:

- Ngành công nghiệp dầu khí thế giới vẫn tiếp tục đóng vai trò quan trọng trong hệ thống năng lượng thế giới, với tỷ trọng dầu khí đóng góp trên 50% nguồn cung NLSC, do đó ngành dầu khí thế giới không thể đứng ngoài xu hướng chuyển dịch năng lượng đang diễn ra mạnh mẽ trên toàn cầu.

- Trong quá trình chuyển dịch năng lượng, bước đi đầu tiên cần thiết của ngành công nghiệp dầu khí thế giới là giảm dần tác động tiêu cực đến môi trường trong hoạt động của ngành dầu khí. Điều này không chỉ nhằm mục đích giảm phát thải khí nhà kính mà còn chứng minh rằng các nguồn tài nguyên dầu khí vẫn là ưu tiên lựa chọn trong hệ thống tiêu thụ năng lượng phát thải thấp so với các nguồn NLSC khác.

- Với thế mạnh trong hoạt động thăm dò khai thác đến chế biến phân phối các sản phẩm dầu khí, ngành công nghiệp dầu khí đã tập trung nghiên cứu, triển khai các giải pháp chấm dứt đốt bỏ khí, giảm rò rỉ mêtan, lắp đặt CCUS vào các nhà máy chế biến dầu khí và tích hợp NLTT vào hoạt động thượng nguồn, đồng thời mở rộng triển khai sản xuất nhiên liệu phát thải cacbon thấp như hydro, khí sinh học biomethane, NLSH tiên tiến.

- Trong xu hướng đó, Tập đoàn DKVN không thể đứng ngoài xu hướng chuyển dịch năng lượng, tuy nhiên với đặc thù là Tập đoàn Dầu khí quốc gia mọi định hướng phát triển phụ thuộc vào chính sách của Chính phủ. Vì vậy, Chính phủ, Tập đoàn DKVN cần tiếp tục tháo gỡ các cơ chế chính sách, nguồn lực để tạo động lực để Tập đoàn DKVN tiếp tục phát triển ổn định, bền vững góp phần đảm bảo an ninh năng lượng quốc gia.

Lời cảm ơn

Để hoàn thành nội dung bài báo này, tôi xin trân thành cảm ơn các đồng nghiệp tại Tập đoàn DKVN đã hỗ trợ, giúp đỡ trong quá trình thu thập thông tin số liệu về quá trình hoạt động và định hướng phát triển của Tập đoàn DKVN và các đơn vị thành viên.

Đóng góp của các tác giả

Bài báo này do tác giả là người duy nhất tham gia chuẩn bị nội dung.

Tài liệu tham khảo

- [1] McGlade, Christophe, Ekins, Paul (2015). The geographical distribution of fossil fuels unused when limiting global warming to 2 °C. Nature 517, 187–190. 2015.
- [2] International Energy Agency. Stated Energy Policies Scenarios.

<https://www.iea.org/reports/world-energy-model/stated-policies-scenario>

- [3] International Energy Agency. Sustainable Development Scenario. <https://www.iea.org/reports/world-energy-model/sustainable-development-scenario>
- [4] International Energy Agency (2020). World Energy Outlook 2020. <https://www.iea.org/reports/world-energy-outlook-2020>
- [5] International Energy Agency (2019). World Energy Outlook 2019. <https://www.iea.org/reports/world-energy-outlook-2019>
- [6] International Energy Agency (2020). Data analysis. [https://www.iea.org/data-and-statistics?country=WORLD&fuel=Energy%20supply&indicator=Total%20energy%20supply%20\(TES\)%20by%20source](https://www.iea.org/data-and-statistics?country=WORLD&fuel=Energy%20supply&indicator=Total%20energy%20supply%20(TES)%20by%20source).
- [7] International Energy Agency (2020). The Oil and Gas Industry in Energy Transitions, 2020. <https://www.iea.org/reports/the-oil-and-gas-industry-in-energy-transitions>
- [8] Organization of the Petroleum Exporting Countries (2020). Chapter 2 Energy demand. <https://www.opec.org/chapter.php?chapterNr=100&tableID=74>
- [9] Statista (2020). Demand outlook for selected oil products worldwide from 2019 to 2045. <https://www.statista.com/statistics/282774/global-product-demand-outlook-worldwide/>
- [10] International Energy Agency (2020). Methane Tracker Database. <https://www.iea.org/articles/methane-tracker-database#sources>
- [11] Tập đoàn DKVN (2015, 2016). Chiến lược phát triển đến năm 2025, tầm nhìn đến năm 2035 của PVN và các đơn vị thành viên PVN.
- [12] Tập đoàn DKVN (2020, 2021). Dự thảo Báo cáo rà soát, cập nhật Chiến lược phát triển PVN và các đơn vị đến năm 2030, tầm nhìn đến năm 2045.

Xác định các tham số mô phỏng và xây dựng phòng thí nghiệm ảo cho máy biến áp ba pha

Ngô Xuân Cường^{1,*}

¹ Khoa Kỹ thuật và Công nghệ - Đại học Huế, Việt Nam, ngoxuancuong@hueuni.edu.vn

THÔNG TIN BÀI BÁO

Quá trình:

Nhận bài 15/05/2021

Chấp nhận 16/7/2021

Đăng online 19/12/2021

Từ khóa: máy biến áp ba pha, phòng thí nghiệm ảo, Simulink.

TÓM TẮT

Trong thời đại công nghiệp 4.0, chuyển đổi số đang diễn ra mạnh mẽ ở nhiều quốc gia, nhiều lĩnh vực, trong đó có giáo dục. Từ thực tiễn giảng dạy đại học các học phần ngành Kỹ thuật điện, nhận thấy rằng, việc ảo hóa các phòng thí nghiệm điện mang lại nhiều lợi ích cho cả trường đại học và cho cả sinh viên. Bài báo này trình bày phương pháp xác định các tham số mô phỏng của máy biến áp ba pha trên phần mềm MATLAB / Simulink từ thông số nhà sản xuất. Bài báo cũng trình bày mô hình phòng thí nghiệm ảo cho máy biến áp ba pha bao gồm các mô hình đo lường điện, mô phỏng thử nghiệm không tải, thử nghiệm ngắn mạch, thử nghiệm có tải, tổ đấu dây. Mô hình phòng thí nghiệm ảo này hấp dẫn đối với sinh viên và giúp sinh viên có thể hiểu sâu hơn về các khía cạnh hoạt động của máy biến áp điện ba pha, từ đó họ có thể vận dụng vào thực hành thực tế.

© 2021 Trường Đại học Mở - Địa chất. Tất cả các quyền được bảo đảm.

1. Mở đầu

Trong nghiên cứu ở bậc đại học ngành kỹ thuật điện, máy biến áp (MBA) là một trong những máy điện có đóng góp vô cùng quan trọng. Trong phòng thí nghiệm máy điện, sinh viên thực hiện một số thí nghiệm cơ bản với MBA một pha. Các thử nghiệm này bao gồm thử nghiệm hở mạch, thử nghiệm ngắn mạch, thử nghiệm tải... Từ kinh nghiệm thực tế, chúng tôi có thể khẳng định rằng các thử nghiệm mô phỏng như vậy sẽ cung cấp cái nhìn sâu sắc hơn cũng như chi tiết hơn về sự hiểu biết về vận hành MBA trong các điều kiện khác nhau. Trong thí nghiệm thực tế của MBA, sinh viên được yêu cầu rút ra một số đặc điểm và thu được một số kết quả liên quan đến vận hành MBA. Với mô hình thí nghiệm ảo trên Simulink, sinh viên có thể tự làm quen với các đặc điểm khác nhau của vận hành MBA và có thể dễ dàng tính toán bất kỳ dữ liệu cần thiết nào, ví dụ: hiệu suất, điều chỉnh điện áp, tổn hao. Sau khi kết thúc thí nghiệm ảo,

sinh viên có thể tiến hành thực hiện các bài kiểm tra thực tế với cái nhìn sâu sắc hơn.

Mô hình MBA một pha trên MATLAB Simulink đã được thử nghiệm bởi Ayasun và Nwankpa [1], trong đó họ đã làm việc với mô hình "MBA tuyến tính" có sẵn trong Simulink hoạt động với đường cong từ hóa tuyến tính. Họ cũng đã trình bày khả năng tích hợp chúng vào trong học phần máy điện, thêm vào đó phần khảo sát sinh viên chứng minh rằng sinh viên thích thú với thí nghiệm ảo.

Phòng thí nghiệm ảo MBA một pha được trình bày bởi nhóm Srimanti Roychoudhury và đồng nghiệp [2] đã trình bày các mô hình mô phỏng lại các thử nghiệm thực tế như thử nghiệm không tải, thử nghiệm ngắn mạch, thử nghiệm tải và thử nghiệm chạy nhiệt ngắn thành công trong độ chính xác có thể chấp nhận được cho MBA bão hòa.

Nghiên cứu Pooja N. Upadhyaya và Vijay H. Makwana [3] trình bày phương pháp xác định các tham số của mạch tương đương MBA một pha từ

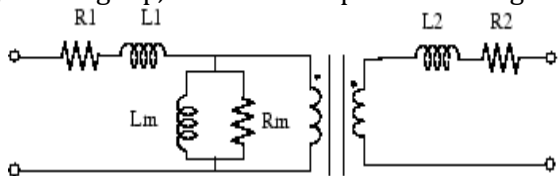
dữ liệu thử nghiệm và sau đó mô phỏng điều tương tự trong MATLAB / Simulink, các kết quả cho thấy sai lệch của chúng là chấp nhận được.

Các nghiên cứu trên cho thấy khả năng tích hợp mô hình thí nghiệm ảo MBA vào giảng dạy đại học, tuy nhiên đối với MBA ba pha (MBA3P) chưa được nghiên cứu. Bài báo này sẽ trình bày phương pháp xác định các tham số mô phỏng của MBA ba pha từ thông số nhà sản xuất dựa trên phần mềm MATLAB / Simulink và xây dựng mô hình phòng thí nghiệm ảo cho MBA ba pha tích hợp vào giảng dạy, thêm vào đó các kết quả mô phỏng cũng được trình bày.

2. Cơ sở lý thuyết

2.1. Mô hình MBA ba pha

Sử dụng mô hình MBA3P “Three-Phase Transformer (Two Windings)” trong môi trường simulink làm đối tượng nghiên cứu. Mô hình này sử dụng 3 MBA một pha ghép thành, mạch tương đương của MBA một pha đưa ra trên hình 1 [4]. Ngoài việc lựa chọn kết nối các cuộn dây, mô hình còn cho phép sử dụng kiểm MBA tuyến tính hoặc MBA bão hòa. Đối với MBA tuyến tính, đường cong từ hóa là tuyến tính và do đó, hiệu ứng bão hòa là không xuất hiện như trong MBA thực tế. Tuy nhiên, trong mô hình MBA bão hòa, chúng tôi sử dụng đặc tính từ hóa theo ý muốn của chúng tôi, do đó cho phép chúng tôi nhận ra đường cong từ hóa tương thích với MBA được sử dụng trong thực tế trong phòng thí nghiệm. Với giả thiết rằng nguồn cung cấp, MBA và tải ba pha là đối xứng.



Hình 1. Mạch tương đương của MBA một pha tuyến tính.

2.2. Phương pháp xác định các tham số mô phỏng

Nhà sản xuất thông thường sẽ cung cấp các thông số cơ của MBA, bảng 1 cung cấp một bộ thông số cơ bản của MBA ba pha [5]. Từ các thông số này, bài báo xây dựng phương pháp xác định

các tham số mô phỏng cho MBA ba pha trên phần mềm MATLAB / Simulink.

Bộ thông số mô phỏng của MBA ba pha tuyến tính trên phần mềm MATLAB / Simulink bao gồm $P_n(\text{VA})$, $f_n(\text{Hz})$, $V_1(\text{V})$, $R_1(\text{ohm})$, $L_1(\text{H})$, $V_2(\text{V})$, $R_2(\text{ohm})$, $L_2(\text{H})$, $R_m(\text{ohm})$, $L_m(\text{H})$. Như vậy ngoài các thông số đã có như công suất định mức $P_n(\text{VA})$, tần số, điện áp sơ cấp, điện áp thứ cấp thì các thông số còn lại cần được xác định. Do mô hình MBA ba pha kiểu tuyến tính chính là 3 mô hình MBA 1 pha tuyến tính, do đó có thể tính toán thông số cho MBA ba pha bằng thông số của MBA một pha có thông số công suất bằng một phần ba của công suất MBA ba pha.

Bảng 1. Thông số MBA ba pha TCSIBPI -630/6-1.2 từ nhà sản xuất.

Công suất định mức, P_n , kVA		630
Điện áp không tải (V)	Cao, V_{NL1}	6000
	Hạ, V_{NL2}	1200
Dòng điện, A	Cao, I_{1n}	60.6
	Hạ, I_{2n}	304.3
Điện áp ngắn mạch, $V_{sc}\%$		3.5
Dòng điện không tải, $I_{NL}\%$		3
Tổn thất, W	Không tải, P_{NL}	2800
	Ngắn mạch, P_{sc}	4700

Trước tiên sử dụng các thông số nhà sản xuất về chế độ không tải như tổn hao không tải một pha P_{NL1p} , Dòng điện không tải I_{NL} , điện áp không tải sơ cấp V_{NL1} , tính toán các giá trị công suất biểu kiến không tải S_{NL1p} , công suất phản kháng không tải một pha Q_{NL1p} , điện trở từ hóa R_m và điện cảm từ hóa L_m như sau:

$$\begin{cases} S_{NL1p} = V_{NL1} \cdot I_{NL} \\ Q_{NL1p} = \sqrt{S_{NL1p}^2 - P_{NL1p}^2} \\ R_m = \frac{V_{NL1}^2}{P_{NL1p}} \\ L_m = \frac{1}{2\pi f} X_m = \frac{1}{2\pi f} \frac{V_{NL1}^2}{Q_{NL1p}} \end{cases} \quad (1)$$

trong đó, $P_{NL1p} = P_{NL}/3$ - tổn hao không tải một pha, W; $I_{NL} = I_{1n} \cdot I_{NL}\%$ - Dòng điện không tải, A; I_{1n} - dòng điện pha sơ cấp, A; V_{NL1} - điện áp không tải sơ cấp, V; X_m - điện kháng từ hóa, ohm; f - tần số lưới, Hz.

Các thông số về chế độ ngắn mạch thử nghiệm như tổn hao ngắn mạch P_{sc1p} , điện áp ngắn mạch V_{sc} , dòng điện ngắn mạch sơ cấp I_{sc} , tính toán tổng điện trở R_{eH} , độ lớn của trở kháng Z_{eH} , tổng điện kháng X_{eH} của hai đầu cuộn dây quy về phía cao áp và tỷ số MBA a như sau:

$$\left\{ \begin{array}{l} R_{eH} = \frac{P_{sc1p}}{I_{sc}^2} \\ Z_{eH} = \frac{V_{sc}}{I_{sc}} \\ X_{eH} = \sqrt{Z_{eH}^2 - R_{eH}^2} \\ a = \frac{V_{NL1}}{V_{NL2}} \end{array} \right. \quad (2)$$

trong đó, $P_{sc1p} = P_{sc}/3$ - Tổn hao ngắn mạch một pha, W; $V_{sc} = V_{NL1} \cdot V_{sc}\%$ - , điện áp ngắn mạch, V; V_{NL1} - điện áp không tải sơ cấp, V; I_{sc} - dòng điện pha ngắn mạch sơ cấp chính là dòng làm việc định mức I_{1n} .

Theo tiêu chí thiết kế tối ưu [4], ta có thể tính điện trở cuộn cao áp R_1 , điện trở cuộn hạ áp R_2 , điện cảm cuộn cao áp L_1 , điện cảm cuộn hạ áp L_2 :

$$\left\{ \begin{array}{l} R_1 = 0.5R_{eH} \\ R_2 = \frac{R_1}{a^2} \\ L_1 = \frac{1}{2\pi f} 0.5X_{eH} \\ L_2 = \frac{L_1}{a^2} \end{array} \right. \quad (3)$$

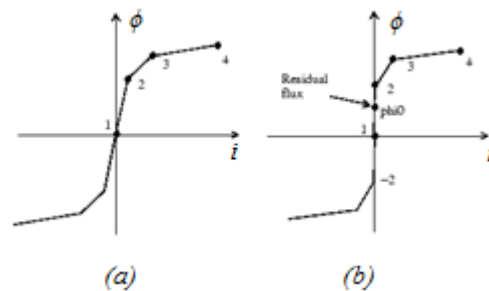
trong đó, R_{eH} - tổng điện trở tương đương, ohm; X_{eH} tổng điện kháng của hai đầu cuộn dây quy về phía cao áp; a - tỷ số MBA; f - tần số, Hz.

2.3. Đặc tính bão hòa

Trong Simulink, đặc tính trễ hoặc bão hòa có thể dễ dàng được chọn với sự trợ giúp của "Hysteresis Design Tool" của khối Powergui, việc sử dụng khối này làm tăng gánh nặng tính toán của mô hình Simulink đó và làm cho quá trình mô phỏng tổng thể bị chậm lại rất nhiều. Để tránh vấn đề này, chúng tôi đã chọn đặc tính bão hòa bằng cách thủ công theo sự phụ thuộc của từ thông ϕ vào dòng điện từ hóa I_m . Vì I_m tỷ lệ với điện trường H và ϕ tỷ lệ với cảm ứng từ B_m , đồ thị ϕ và I_m về cơ bản là đường cong từ hóa.

Khi tính đến hiện tượng bão hòa trong MBA, mô hình "Three-Phase Transformer (Two Windings)" cho phép lựa chọn "Saturation Characteristic", khi đó thông số điện cảm từ hóa (magnetization inductance) L_m được thay thế bằng đặc tính bão hòa chính là sự phụ thuộc của từ thông ϕ (V/s) vào dòng điện từ hòa (A). Đây cũng là trường hợp bão hòa không có trễ.

Hình trên mô tả đặc tính $i - \phi$ trong 2 trường hợp có và không có từ thông dư. Việc xây dựng đặc tính bão hòa $i - \phi$ phụ thuộc khá nhiều vào thử nghiệm và các thông số ban đầu của nhà sản xuất. Trong trường hợp các thông số đã trình bày ở bảng 1, bài báo đề xuất xây dựng đặc tính $i - \phi$ thành các đoạn như sau. Đặc tính $i - \phi$ cho vùng tuyến tính chính là đoạn thẳng 1-2 đi qua gốc với một hệ số góc bằng điện cảm từ hóa tuyến tính đã tính trong thử nghiệm không tải. Điểm 2 có tọa độ được xác định bằng giá trị lớn nhất của dòng từ hóa và từ thông trong thí nghiệm không tải với điện áp định mức đặt lên cuộn sơ cấp. Đoạn 2-3 là đoạn bão hòa, điểm 3 được xác định thông qua điểm 2 như sau, với dòng từ hóa tăng lên 1.5 lần thì từ thông tăng lên 1.1 lần. Đoạn 3-4 đoạn bão hòa sâu, điểm 4 được xác định thông qua điểm 3 như sau: dòng từ hóa tăng bằng dòng định mức thì từ thông tăng lên 1.1 lần.



Hình 2. Đặc tính bão hòa chính trường hợp có (a) và không có từ thông dư (b) [6].

2.4. Xây dựng phòng thí nghiệm ảo cho MBA ba pha

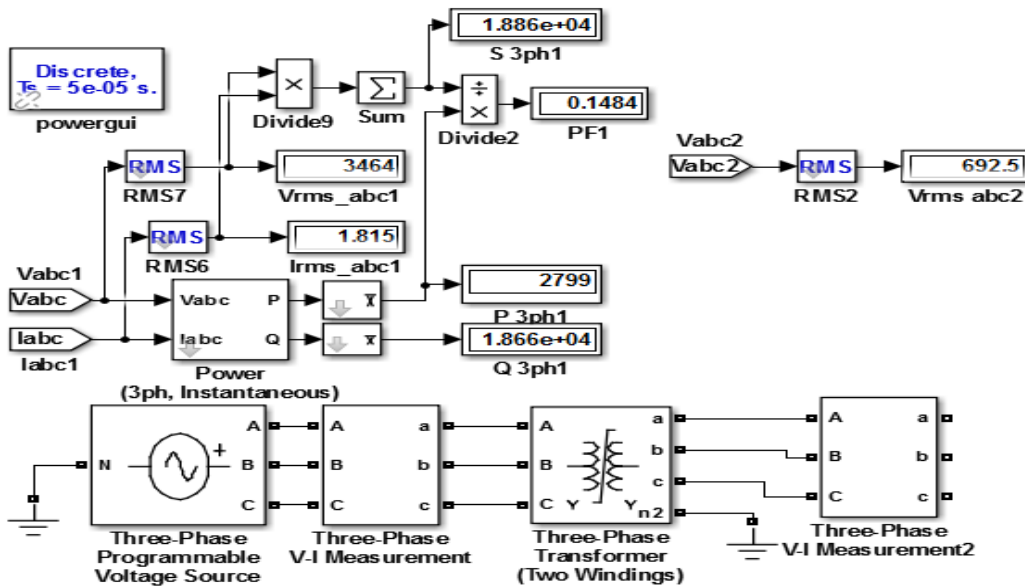
Trong phòng thí nghiệm máy điện có các thí nghiệm cơ bản với MBA ba pha: Tìm hiểu các mô hình đo lường điện 3 pha, mô hình thử nghiệm không tải, thử nghiệm ngắn mạch, thử nghiệm có tải với các tổ đấu dây khác nhau. Bài báo xây dựng

mô hình trên phần mềm Matlab/Simulink phiên bản r2014a.

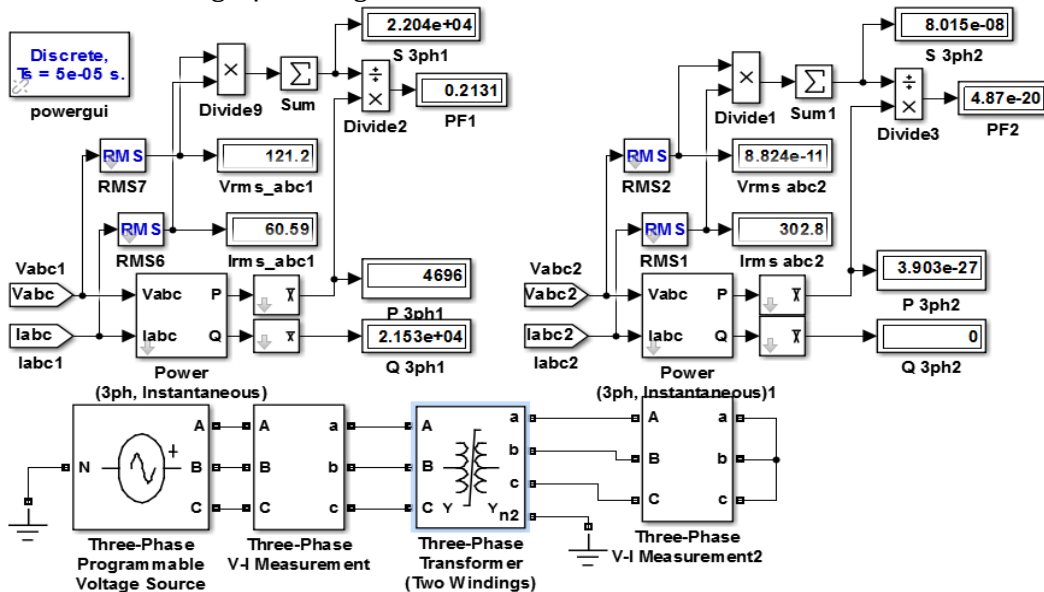
2.4.1. Mô hình đo lường điện 3 pha

Các khối đo lường được sử dụng trong phòng thí nghiệm ảo được trình bày tại bảng. Việc xác định giá trị dòng điện và điện áp tức thời của

nguồn 3 pha được thực hiện thông qua khối “Three-Phase V-I Measurement”, xác định giá trị công suất tác dụng và phản kháng sử dụng khối “Power (3ph, Instantaneous)”. Để tính toán giá trị hiệu dụng sử dụng khối “RMS”, giá trị trung bình sử dụng khối “Mean”.



Hình 3. Mô hình thử nghiệm không tải.



Hình 4. Mô hình thử nghiệm ngắn mạch.

Bảng 2. Địa chỉ và chức năng của các khối đo lường trong Matlab/Simulink

Khối đo lường	Địa chỉ trong simulink library	Chức năng
---------------	--------------------------------	-----------

Three-Phase VI Measurement	Simscape/SimPowerSystems/Specialized Technology/Measurement	Đo dòng áp 3 pha
RMS	Simscape/SimPowerSystems/Specialized Technology/Control and Measurement/ Measurement	Tính giá trị hiệu dụng
Power (3ph, Instantaneous)	Simscape/SimPowerSystems/Specialized Technology/Control and Measurement/ Measurement	Đo giá trị công suất tác dụng và phản kháng
Mean	Simscape/SimPowerSystems/Specialized Technology/Control and Measurement/ Measurement	Tính giá trị trung bình
Sequence Analyzer	Simscape/SimPowerSystems/Specialized Technology/Control and Measurement/ Measurement	Phân tích pha

2.4.2. Mô hình thử nghiệm không tải

Đối với mô hình thử nghiệm không tải (hình 3), chúng tôi dùng nguồn 3 pha đối xứng với điện áp dây là điện áp định mức MBA3P và tần số định mức. Nối với một MBA3P qua bộ đo lường 3 pha. MBA3P có các thông số được tính toán theo phương pháp đề xuất. MBA3P này được nối dây Y/Yn. Ở phần thứ cấp MBA3P thực hiện việc đo và tính giá trị hiệu dụng điện áp pha hở mạch thứ cấp. Ở phần sơ cấp MBA3P, việc đo lường các giá trị hiệu dụng của dòng pha I_{abc1} và điện áp pha V_{abc1} được xác định thông qua khối “RMS”, giá trị công suất tác dụng được xác định thông qua khối “Mean”, còn các giá trị công suất biểu kiến S_{3ph1} và hệ số công suất sơ cấp PF1 được tính toán theo công thức:

$$\begin{cases} S_{3ph1} = 3V_{abc1}I_{abc1} \\ PF_1 = \frac{P_{3ph1}}{S_{3ph1}} \end{cases} \quad (4)$$

trong đó, I_{abc1} - giá trị hiệu dụng của dòng pha; V_{abc1} - giá trị hiệu dụng điện áp pha.

2.4.3. Mô hình thử nghiệm ngắn mạch

Đối với mô hình thử nghiệm ngắn mạch (hình 4), chúng tôi dùng nguồn 3 pha đối xứng với điện áp dây là điện áp ngắn mạch thử nghiệm $V_{sc} = V_1 * V_{sc}\%$, và tần số f . Phía sơ cấp được ngắn mạch 3 pha. Phần đo lường ở phía sơ cấp được thực hiện tương tự như trên mô hình thử nghiệm hở mạch. Ở phía thứ cấp thực hiện việc đo và tính toán giá trị hiệu dụng của dòng điện pha thứ cấp.

2.4.4. Mô hình thử nghiệm có tải với các tổ đấu dây khác nhau

Mô hình thử nghiệm với các tổ đấu dây khác nhau được thực hiện như hình 5. Mô hình MBA3P ở phần này sử dụng loại tuyến tính, phía thứ cấp MBA3P được nối với bộ đo lường ba pha và tải ba pha với công suất 0.001% công suất định mức của MBA3P. Việc đo lường ở phía sơ cấp giống với các mô hình trên, còn ở phía thứ cấp thực hiện việc đo tương tự như phía sơ cấp. Thêm vào đó thực hiện thay đổi các tổ đấu dây MBA3P theo kiểu sao – sao, tam giác – tam giác, sao – tam giác hoặc tam giác – sao, từ đó xác định quan hệ pha giữa cuộn sơ cấp và thứ cấp ở mỗi tổ đấu dây.

Trong mô hình, hai cuộn dây của MBA có thể được nối như sau: Y nối sao; Yn nối sao với trung tính; Yg nối sao trung tính đất; D1 nối tam giác trễ hơn sao 30 độ; D11 nối tam giác sớm hơn sao 30 độ.

Việc xác định hiệu suất MBA3P và phần trăm điều chỉnh điện áp được thực hiện thông qua mô hình thí nghiệm như sau, MBA3P được nối YY0 và một tải ba pha được sử dụng nối vào phía thứ cấp MBA3P với công suất đặt thay đổi từ 0-125% so với công suất MBA3P. Việc đo lường ở phía sơ cấp giống với các mô hình trên, còn ở phía thứ cấp thực hiện việc đo tương tự như phía sơ cấp, sơ đồ nối mạch như hình 6.

Tổn hao đồng MBA3P tính theo công thức:

$$P_{cu} = 3.R_1 I_{abc1}^2 + 3.R_2 I_{abc2}^2 \quad (5)$$

trong đó, R_1 - điện trở cuộn sơ cấp, ohm; R_2 - điện trở cuộn thứ cấp, ohm; I_{abc2} - dòng pha thứ cấp, A; I_{abc1} - dòng pha sơ cấp, A.

Tổn hao từ hóa MBA3P được tính theo công thức sau:

$$P_m = P_{3ph1} - P_{3ph2} - P_{cu} \quad (6)$$

trong đó, P_{3ph2} - công suất tác dụng tải ba pha, W ;
 P_{3ph1} - công suất tác dụng sơ cấp của MBA3P, W ;
 P_{cu} - tổn hao đồng MBA 3 pha, W .

Việc xác định hiệu suất của MBA được tính toán theo công thức:

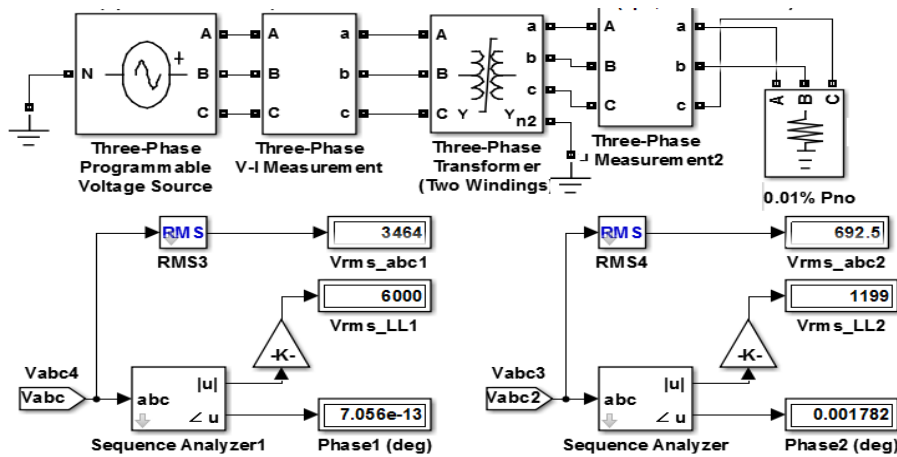
$$\eta = \frac{P_{3ph2}}{P_{3ph1}} = \frac{3V_{abc2}I_{abc2}PF_2}{3V_{abc1}I_{abc1}PF_1} \quad (7)$$

trong đó, P_{3ph2} - công suất tác dụng tải ba pha, W ;
 P_{3ph1} - công suất tác dụng sơ cấp của MBA3P, W ;
 PF_1 - hệ số công suất sơ cấp; PF_2 - hệ số công suất tải.

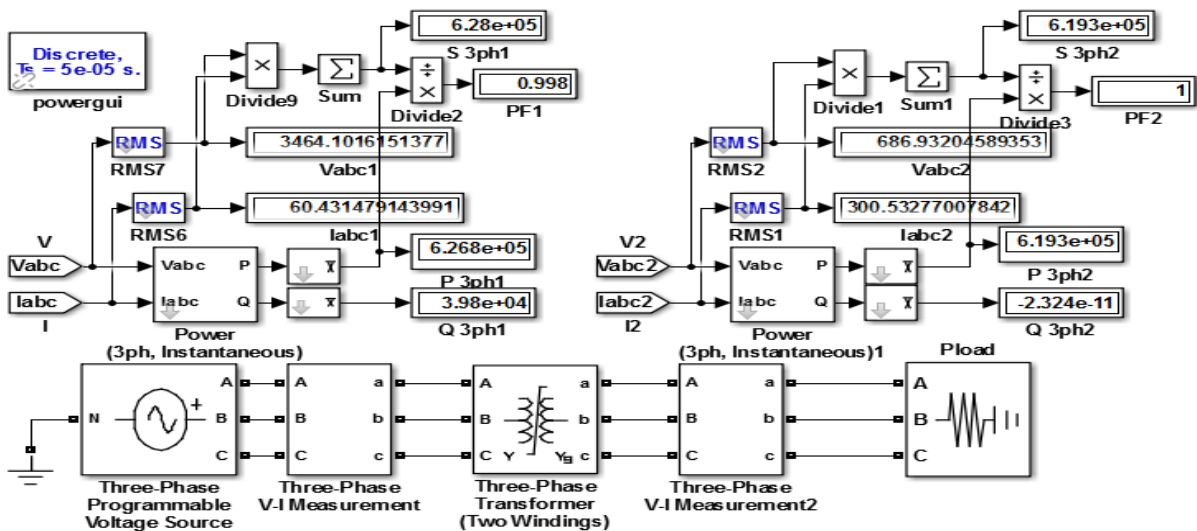
Điều chỉnh điện áp VR% của MBA phụ thuộc vào tải và hệ số công suất tải. Điều chỉnh điện áp của MBA được tính toán bởi công thức:

$$VR\% = \frac{V_{2NL} - V_{2FL}}{V_{2FL}} 100 = \frac{V_{2FL} - V_{2FL}}{V_{2FL}} 100 \quad (8)$$

trong đó V_{NL2} và V_{FL2} là giá trị hiệu dụng của điện áp không tải và đầy tải ở phần thứ cấp, a tỷ số MBA.



Hình 5. Tổ đấu dây.



Hình 6. Mô hình thử nghiệm có tải.

3. Kết quả và thảo luận

Với mô hình phòng thí nghiệm MBA như đề xuất, cho phép sinh viên thực hành mô phỏng, các

kết quả được trình bày ở dạng bảng, cũng như tính toán các thông số để hiển thị được các đồ thị như dưới đây.

3.1. Thông số mô phỏng MBA ba pha

Áp dụng phương pháp tính thông số mô phỏng đã đề xuất cho MBA3P trình bày ở bảng 1, thu được các thông số mô phỏng của MBA3P này như bảng 3.

Khi tính đến hiệu ứng bão hòa của MBA, ta sử dụng thay thế L_m bằng đường đặc tính $i - \phi$ có các giá trị sau: [0 0; 2.5403 15.5942; 3.8104 17.1536; 85.7333 18.8689].

Bảng 3. Thông số mô phỏng MBA3P.

Thông số	Ký hiệu	Đơn vị	Giá trị
Công suất định mức	P_n	VA	630000
Tần số định mức	f_n	Hz	50
Điện áp dây cuộn sơ	V_1	V	6000
Điện trở cuộn sơ	R_1	ohm	0.2133
Cảm kháng cuộn sơ	L_1	H	0.0031
Điện áp dây cuộn thứ	V_2	V	1200
Điện trở cuộn thứ	R_2	ohm	0.0085
Cảm kháng cuộn thứ	L_2	H	0.00012
Điện trở từ hóa	R_m	ohm	12857
Cảm kháng từ hóa	L_m	H	6.1361

3.2. Kết quả thử nghiệm không tải

Với nguồn 3 pha đối xứng với điện áp dây là 6000V và tần số $f = 50\text{Hz}$ và MBA3P này được nối dây Y/Yn. Các kết quả đo lường thu được ghi ở bảng 4. Kết quả cho thấy công suất tổn hao không tải tương đương với thông số nhà sản xuất.

Bảng 4. Kết quả thử nghiệm không tải.

Thông số	Giá trị
Điện áp pha cuộn sơ cấp, V_{10c} , V	3464
Điện áp pha cuộn thứ cấp, V_{20c} , V	692.5
Dòng pha cuộn sơ cấp, I_{10c} , A	1.815
Tổn hao công suất không tải, P_{0c} , W	2799
Hệ số công suất không tải, PF_{0c}	0.1484

3.3. Kết quả thử nghiệm ngắn mạch

Với nguồn 3 pha đối xứng với điện áp dây là 210V và tần số 50Hz và MBA3P này được nối dây Y/Yn. Các kết quả đo lường thu được ghi ở bảng 5. Kết quả cho thấy công suất tổn hao ngắn mạch tương đương với thông số nhà sản xuất.

Bảng 5. Kết quả thử nghiệm ngắn mạch.

Thông số	Giá trị
Điện áp pha cuộn sơ cấp, V_{1sc} , V	121.2
Điện áp pha cuộn thứ cấp, V_{2sc} , V	0
Dòng pha cuộn sơ cấp, I_{1sc} , A	60.59
Dòng pha cuộn thứ cấp, I_{2sc} , A	302.8
Tổn hao công suất ngắn mạch, P_{sc} , W	4696
Hệ số công suất ngắn mạch, PF_{sc}	0.2131

3.4. Kết quả thử nghiệm có tải

3.4.1. Thử nghiệm tổ nối dây

Với nguồn 3 pha đối xứng với điện áp dây là 6000V và tần số $f = 50\text{Hz}$ lần lượt kết nối MBA theo các tổ nối dây khác nhau được nối với tải có công suất nhỏ 0.01% công suất định mức MBA, thu được các kết quả độ lệch pha điện áp sơ cấp và thứ cấp được ghi ở bảng 6.

Bảng 6. Kết quả thử nghiệm tổ nối dây

Tổ nối dây	Cuộn sơ	Cuộn thứ	Độ dịch pha, độ
Yy0	Y	Yn	0
Yd1	Y	D1	-30
Yd11	Y	D11	30
Dy11	D1	Yn	30
DY1	D11	Yn	-30
Dd0	D1	D1	0
Dd10	D1	D11	60
Dd2	D11	D1	-60

3.4.2. Thử nghiệm với tải thay đổi

Với nguồn 3 pha đối xứng với điện áp dây là 6000V và tần số 50Hz lần lượt kết nối MBA theo tổ nối dây Yy0, với tải thay đổi từ 0-125% thu được các kết quả tương ứng với hệ số công suất đơn vị, trễ, và sớm, và được thể hiện tương ứng trong bảng 7, 8, 9. Các kết quả thu có thể tính toán tổn hao đồng P_{cu} , tổn hao từ hóa P_m , giá trị phần trăm điều chỉnh điện áp theo công thức ở mục 2.4.3.

Từ đó, hiệu suất và điều chỉnh điện áp so với tải phần trăm cho hệ số công suất tải khác nhau được trình bày trên hình 7. Tổn hao đồng và tổn hao từ hóa được trình bày tại hình 8. Rõ ràng rằng hiệu suất của MBA 3 pha đạt cực đại tại 75% tải với hệ

số công suất bằng 1, và tại điểm đó tổn hao đồng bằng với tổn hao điện từ. Hiệu suất sẽ giảm tương ứng khi hệ số công suất giảm. Phần trăm điều chỉnh điện áp có xu hướng tăng lên khi hệ số công suất trễ, và giảm xuống khi hệ số công suất sớm.

Bảng 7. Thông số MBA3P trường hợp tải có hệ số công suất bằng đơn vị.

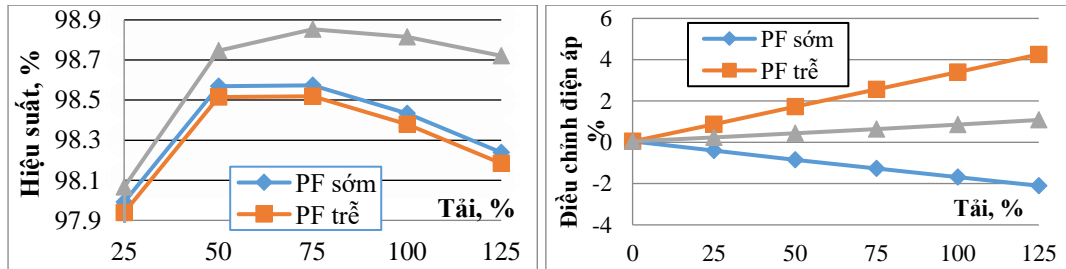
Thông số	Tải, %					
	0.001	25	50	75	100	125
Hiệu suất, %	0.224	98.0656	98.74616	98.8533	98.81567	98.7202
V_{abc1}, V	3464	3464	3464	3464	3464	3464
I_{abc1}, A	1.815	15.5	30.51	45.5	60.43	75.3
V_{abc2}, V	692.5	691.1	689.8	688.4	686.9	685.4
I_{abc2}, A	0.003	75.59	150.9	225.9	300.5	374.9
PF1	0.1484	0.9923	0.9971	0.9979	0.998	0.9978
PF2	1	1	1	1	1	1

Bảng 8. Thông số MBA3P trường hợp tải có hệ số công suất trễ.

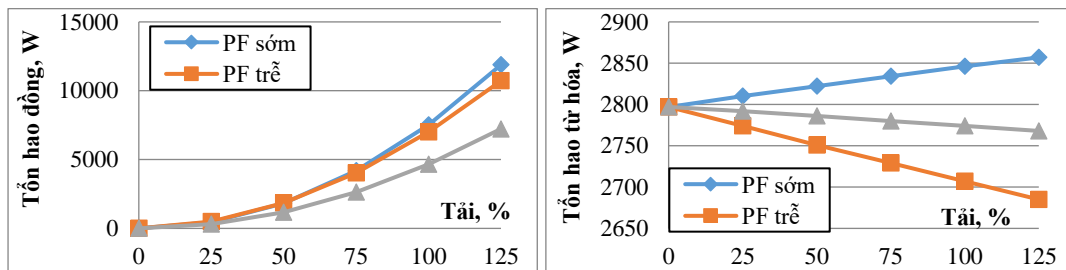
Thông số	Tải, %					
	0.001	25	50	75	100	125
Hiệu suất, %	0.22388	97.9377	98.5145	98.519	98.3799	98.1839
V_{abc1}, V	3464	3464	3464	3464	3464	3464
I_{abc1}, A	1.816	20.11	38.56	56.72	74.58	92.15
V_{abc2}, V	692.5	686.8	681.1	675.5	670	664.5
I_{abc2}, A	0.003789	93.89	186.2	277.1	366.4	454.3
PF1	0.1487	0.7561	0.7712	0.7735	0.7727	0.7705
PF2	0.798	0.8	0.8	0.8	0.8	0.8

Bảng 9. Thông số MBA3P trường hợp tải có hệ số công suất sớm.

Thông số	Tải, %					
	0.001	25	50	75	100	125
Hiệu suất, %	0.2250	97.9918	98.5690	98.5735	98.4342	98.238
V_{abc1}, V	3464	3464	3464	3464	3464	3464
I_{abc1}, A	1.815	18.24	37.39	65.74	76.26	95.93
V_{abc2}, V	692.5	695.6	698.7	701.7	704.7	707.7
I_{abc2}, A	0.00379	95.11	191.1	287.8	385.4	483.8
PF1	0.1487	0.855	0.8364	0.8339	0.8356	0.8389
PF2	0.802	0.8	0.8	0.8	0.8	0.8



Hình 7. Hiệu suất và phần trăm điều chỉnh điện áp.



Hình 8. Tổn hao đồng và tổn hao từ hóa.

4. Kết luận

Bài báo đã trình bày phương pháp xác định các tham số mô phỏng của MBA3P trên phần mềm MATLAB / Simulink từ thông số nhà sản xuất. Bài báo cũng trình bày mô hình phòng thí nghiệm ảo cho MBA3P bao gồm các mô hình đo lường điện, mô phỏng thử nghiệm không tải, thử nghiệm ngắn mạch, thử nghiệm có tải, tổ đấu dây.

Các kết quả thử nghiệm sử dụng phòng thí nghiệm ảo để mô phỏng MBA3P đã được trình bày, và chỉ ra rằng hiệu suất của MBA3P đạt cực đại tại điểm đó tổn hao đồng bằng với tổn hao điện từ. Hiệu suất sẽ giảm tương ứng khi hệ số công suất giảm. Phần trăm điều chỉnh điện áp có xu hướng tăng lên khi hệ số công suất trễ, và giảm xuống khi hệ số công suất sớm.

Mô hình phòng thí nghiệm ảo này hấp dẫn đối với sinh viên và giúp sinh viên có thể hiểu sâu hơn về các khía cạnh hoạt động của MBA điện ba pha, từ đó họ có thể vận dụng vào thực hành thực tế và các nghiên cứu chuyên sâu.

Tài liệu tham khảo

[1] Ayasun, S., & Nwankpa, C. O. (2006). Transformer tests using MATLAB/Simulink and

their integration into undergraduate electric machinery courses. *Computer Applications in Engineering Education*, 14(2), 142-150.

[2] Srimanti Roychoudhury, Anish Deb, Gautam Sarkar & Jitendranath Bera (2014) Virtual Laboratory for Performing Tests on a Single-Phase Power Transformer, *IETE Journal of Education*, 55:1, 11-25, DOI: 10.1080/09747338.2014.921399.

[3] Upadhyaya, P. N., & Makwana, V. H. (2018). To Find Parameters of Transformer Using Open-Circuit and Short-Circuit Tests. In *Proceedings of the International Conference on Intelligent Systems and Signal Processing* (pp. 235-243). Springer, Singapore.

[4] Guru, Bhag S.; Hizirolu, Huseyin R. (2001). *Electric machinery and transformers*. New York: Oxford university press.

[5] Дзюбан В.С, Ширнин И.Г, Ванеев Б.Н, Гостищев В.М, (2001) *Справочник энергетика угольной шахты*. Vol. 2, Донецк: «Юго-Восток, Лтд». 447.

[6] Mathworks. Saturable Transformer. Truy cập ngày 30/5/2021.

Method of determination of PI controller parameter for DFIG wind generator

Nguyen Cong Cuong¹, Trinh Trong Chuong^{2,*}, Nguyen Anh Nghia³

¹Faculty of Electrical Engineering, Hanoi University of Industry, nguyencongcuong@hau.edu.vn

²HaUI Institute of Technology, Hanoi University of Industry, chuongtt@hau.edu.vn

³Faculty of Mechanical and Electrical, Hanoi University of Mining and Geology, nguyenanhnghiamdc@yahoo.com

ARTICLE INFO

ABSTRACT

Article history:

Received 15/02/2021

Accepted 16/3/2021

Published 29/6/2021

Keywords:

Doubly fed induction generator, Butterworth polynomial, Back-to-back converter, PI

In this paper, we focus on building the dependent relationship between the control parameter and the Doubly fed induction generator (DFIG) parameter connected to distribution grid. From that system, we determine the parameters of PI controller are calculated base on the Butterworth polynomial method. The effectiveness of the proposed model is verified via time domain simulation of wind farm using DFIG under different operating conditions. Simulation results show that: showing that the optimal KP, KI control values in the controller have a great role in ensuring control quality and improving power quality.

Copyright © 2021 Hanoi University of Mining and Geology. All rights reserved.

1. Introduction

Currently, doubly fed induction generator wind generators account for about 50% of wind turbines installed worldwide. Therefore, there is a lot of research focused on controlling them with the goal of improving operational efficiency. The main problems are: speed control, voltage control, reactive power, synchronization, harmonic problems, etc (Bin Wu at al, 2011), (Gaber El at al, 2016). Some studies focus on optimizing relay setting parameters when there is a short circuit near the generator (Nguyen Xuan Tung at al, 2007), (Bui Đình Thanh at al, 2016). These studies have solved and overcome many difficulties in the operation of wind generators (G. Dong, 2005). However, these research results cannot be considered as a general standard in controlling wind generators according to the manufacturer's parameters, because of the characteristics of each wind

generator when connected to grids different, different operating condition will give rise to different control parameters problems so that they can not adapt themselves to that changing condition (Krause, P.C at al, 2002).

This paper focuses on researching on wind generators using DFIG, with the goal of controlling DFIG independently of the manufactures's standard parameters. The main contribution of the paper is to build a mathematical model explicitly relating the control parameters of the controller to the parameters of the machine, with the idea: design the control structure for the DFIG machine based on for vector control, the PI controller parameter is calculated based on Butterworth technique (Prashant Debre at al, 2015).

2. Model of DFIG

2.1 Structure of DFIG

DFIG is known as a wound rotor asynchronous machine capable of transmitting power to the grid via stator and rotor, where the stator circuit is directly connected to the grid and the rotor circuit is connected to a power converter as shown in Fig 1 (Bui Đình Thanh at al, 2016). The power converter consists of: rotor side converter (RSC) and grid side converter (GSC) connected in a “back-to-back” fashion. A DC-link capacitor in the middle acts as energy storage. Crowbar device is equipped at the rotor terminal for overcurrent and overvoltage protection in generator.

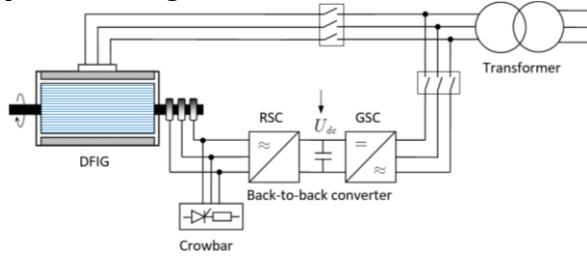


Fig 1. Structure of the DFIG

2.2 Mathematical model of the DFIG

For modeling of DFIG, machine equations are represented in synchronously rotating reference frame dq axis (Krause, P.C, 2002).

$$\begin{cases} v_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_e \psi_{ds} + \frac{d}{dt} \psi_{qs} \\ v_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_e \psi_{qs} + \frac{d}{dt} \psi_{ds} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + (\omega_e - \omega_r) \psi_{dr} + \frac{d}{dt} \psi_{qr} \\ v_{dr} = R_r i_{dr} + (\omega_e - \omega_r) \psi_{qr} + \frac{d}{dt} \psi_{dr} \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} \psi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \\ \psi_{ds} = L_m i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \psi_{qr} = L_m i_{qs} + L_r i_{qr} \\ \psi_{dr} = L_m i_{ds} + L_r i_{dr} \\ L_s = L_{ls} + L_m; \quad L_r = L_{lr} + L_m \end{cases} \quad (2)$$

Where: L_m – is the mutual inductance, L_s and L_r are stator and rotor self-inductance, R_s and R_r

are stator and rotor resistance, ψ_s and ψ_r are stator and rotor flux. From equation (1) and equation (2) can be written as:

$$\begin{cases} i_{qs} = \frac{1}{\sigma L_s} \psi_{qs} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \psi_{qr} \\ i_{ds} = \frac{1}{\sigma L_s} \psi_{ds} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \psi_{dr} \\ i_{qr} = -\frac{1}{\sigma L_s L_r} \psi_{qs} + \frac{1}{\sigma L_r} \psi_{qr} \\ i_{dr} = -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \psi_{ds} + \frac{1}{\sigma L_r} \psi_{dr} \\ \sigma = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_s L_r} \end{cases} \quad (3)$$

3. Designing of PI controller

There are many methods to determine the parameters of the PI controller (Proportional-Integral controller) (Johnson, M.A, 2005). This paper describes the methos of parameter caculation of PI controller using Butterworth technique (Gaber El, 2016). From the RSC and GSC control structure of the DFIG generator, we build the relationship function between the PI controller parameter and generator parameter. In the case using Butterworth polynomial to optimize the closed loop eigen value locations (G. Dong, 2005). The Butterworth method locates the eigen values uniformly in the left-half s-plane on a circle with radius ω_0 , with its center at the origin as shown in Fig 2. The transfer function to a second order denominator of the Butterworth polynomial method is expressed as:

$$p^2 + \sqrt{2}\omega_0 p + \omega_0^2 = 0 \quad (4)$$

Where: $p = \frac{d}{dt}$.

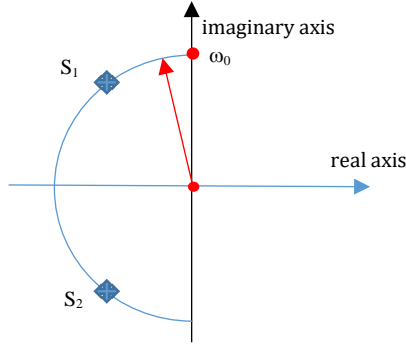


Fig 2. Pole locations second order denominator for Butterworth polynomial

The PI parameters are determined by comparing the coefficients in equation (4) with the denominators of the corresponding transfer functions and then choosing appropriate ω_0 . Where ω_0 is the bandwidth of the controller, which depends upon the design value.

3.1 Design of the RSC controller

The control structure involves of inner loop and outer loop in which the inner loop regulates the d-axis and q-axis rotor components, i_{dr} and i_{qr} independently and the outer loop regulates the stator real power and reactive power autonomously. The stator voltage orientation control principle for a DFIG, where the q-axis of the rotating reference frame is aligned to the stator voltage: $v_{ds} = 0$ and $v_{qs} = V_s$. In this study, the q-axis flux is regulated to zero ($\psi_{qs} = 0$ and $\psi_{ds} = \psi_s$), for the control of active and reactive power as described below.

$$\begin{cases} p\psi_{ds} + \frac{R_s}{\sigma L_s} \psi_{ds} = \omega_e \psi_{qs} + \frac{R_s L_m}{\sigma L_s L_r} \psi_{dr} + v_{ds} \\ \sigma_{\psi_{ds}} = \omega_e \psi_{qs} + \frac{R_s L_m}{\sigma L_s L_r} \psi_{dr} + v_{ds} \\ \psi_{qs}^* = \frac{1}{\omega_e} \left(\sigma_{\psi_{ds}} - \frac{R_s L_m}{\sigma L_s L_r} \psi_{dr} - v_{qs} \right) \end{cases} \quad (5)$$

Where:

$$\begin{cases} \sigma_{\psi_{qs}} = K_{P\psi_s} + \frac{K_{I\psi_s}}{p} (\psi_{qs}^* - \psi_{qs}) \\ \sigma_{\psi_{ds}} = K_{P\psi_s} + \frac{K_{I\psi_s}}{p} (\psi_{ds}^* - \psi_{ds}) \end{cases} \quad (6)$$

Equation (6) is the output value of the controller PI. The PI parameters are determined by comparing with the Butterworth polynomial which is described in the below section, are given as:

$$\begin{cases} K_{P\psi_s} = \sqrt{2}\omega_0 - \frac{R}{\sigma L_s} \\ K_{I\psi_s} = \omega_0^2 \end{cases} \quad (7)$$

If neglecting frictional losses then:

$$p\omega_r = \frac{P}{2J} (T_m - T_e) \quad (8)$$

Where: T_m is the mechanical torque and is given as:

$$T_m = K_{opt} \cdot V_w^2 \quad (9)$$

Where $K_{opt} = (R/2\lambda_{opt}) \cdot \rho A \cdot C_{p-max} \cdot K_{opt}$ is constant if the wind speed (V_w) is more than the rated speed, then T_m is given as: $T_m = P_{đạt} / \omega_{đạt}$, equation (8) can be re-written as:

$$\frac{2J}{P} p\omega_r = (T_m - T_e) = \sigma_{wr} = K_{wr} (\omega_r^* - \omega_r) \quad (10)$$

Where K_{wr} is the PI controller for rotor speed controller, given as:

$$K_{wr} = \left(K_{Pwr} + \frac{K_{Iwr}}{p} \right)$$

From equations (8), (9) and (10) given as:

$$\begin{cases} \frac{2J}{P} p\omega_r = \left(K_{Pwr} + \frac{K_{Iwr}}{p} \right) \omega_r^* - \left(K_{Pwr} + \frac{K_{Iwr}}{p} \right) \omega_r \\ \omega_r = \frac{P}{2J} (pK_{Pwr} + K_{Iwr}) \\ \omega_r^* = \frac{p^2 + p \frac{pK_{Pwr}}{2J} + \frac{PK_{Iwr}}{2J}}{p^2 + p \frac{pK_{Pwr}}{2J} + \frac{PK_{Iwr}}{2J}} \end{cases} \quad (11)$$

Substituting $\psi_{qs} = 0$ in results in equation (12)

$$\begin{cases} T_e = \frac{3}{2} \psi_{ds} i_{qs} \\ i_{qs} = -\frac{L_m}{L_s} i_{qr} \end{cases} \quad (12)$$

Substitution of equation (11) into equation (10) and in combination with equation (12) results in:

$$\begin{cases} T_e = \frac{3}{2} \psi_{ds} \left(-\frac{L_m}{L_s} \right) i_{qr} \\ i_{qr} = (\sigma_{wr} - T_m) \frac{2}{3} \frac{L_s}{L_m \psi_{ds}} \end{cases} \quad (13)$$

Now, the stator active and reactive power is given as:

$$P_s = \frac{3}{2} (v_{qs} i_{qs} + v_{ds} i_{ds}) = -\frac{3}{2} \frac{L_m}{L_s} v_{qs} i_{qr} \quad (14)$$

$$Q_s = \frac{3}{2} (v_{qs} i_{ds} - v_{ds} i_{qs}) = \frac{3}{2} v_{qs} i_{ds} \quad (15)$$

Substituting v_{qs} in equation (15) gives:

$$Q_s = \frac{3}{2} (R_s i_{qs} + \omega_e \psi_{ds} + p \psi_{qs}) i_{ds} \quad (16)$$

Assuming constant stator flux, neglecting the stator resistance and substitution i_{ds} given as:

$$p Q_s = -\frac{3}{2} \frac{\omega_e}{\sigma L_s} \frac{L_m}{L_r} \psi_{ds} p \psi_{dr} \quad (17)$$

Solve equation (17) we get:

$$\begin{cases} p Q_s = -\frac{3}{2} \frac{\omega_e}{\sigma L_s} \frac{L_m}{L_r} \psi_{ds} [v_{dr} - R_r i_{dr} + (\omega_e - \omega_r) \psi_{dr}] \\ p Q_s = -\frac{3}{2} \frac{\omega_e}{\sigma L_s} \frac{L_m}{L_r} \psi_{ds} [v_{dr} - R_r i_{dr} + (\omega_e - \omega_r) \sigma L_s i_{qr}] \\ \nabla p Q_s = \sigma_{Q_s} = K_{Q_s} (Q_s^* - Q_s) \end{cases} \quad (18)$$

Where: $\nabla = \frac{2\sigma L_s L_r}{3\omega_e L_m}$; K_{Q_s} is the PI controller

for stator side reactive power controller, given as: $K_{Q_s} = (K_{P-Q_s} + (K_{I-Q_s}/p))$ substituting equation (18) we get:

$$\frac{Q_s^*}{Q_s} = \frac{1}{\nabla} \frac{(p K_{P-Q_s} + K_{I-Q_s})}{p^2 + p \frac{K_{P-Q_s}}{\nabla} + \frac{K_{I-Q_s}}{\nabla}} \quad (19)$$

From equations (17) and (18) gives:

$$i_{dr}^* = \frac{1}{R_r} \left[v_{dr} + (\omega_e - \omega_r) \sigma L_r i_{qr} + \frac{\sigma_{Q_s}}{\psi_{ds}} \right] \quad (20)$$

Can be seen that: P_s and Q_s are proportional to i_{qr} and i_{dr} . But $(\omega_e - \omega_r) \sigma L_r i_{qr}$ in equation (20) is very small so its effect is negligible. The rotor current can be regulated by means of rotor voltages. The relation between rotor current and rotor voltage is obtained by substituting values of ψ_{dr} and ψ_{qr} respectively, and further simplification yields:

$$\begin{cases} v_{qr} = R_r i_{qr} + \sigma L_r p i_{qr} + \omega_{sl} \left(\frac{L_m}{L_s} \psi_{ds} + \sigma L_r i_{dr} \right) \\ v_{dr} = R_r i_{dr} + \sigma L_r p i_{dr} - \omega_{sl} \sigma L_r i_{qr} \end{cases} \quad (21)$$

Where: $\omega_{sl} = (\omega_e - \omega_r)$ và $\sigma = 1 - (L_m^2 / L_s L_r)$

Equation (21), there is the term including i_{dr} in the q-axis equation and there is the term including i_{qr} in the d-axis equation. So these two equations are coupled and the traditional linear controllers cannot be used. Therefore, through the exact linearization method, these equations can be linearized by putting the terms other than the currents control to one side.

$$\begin{cases} R_r i_{qr} + \sigma L_r p i_{qr} = v_{qr} - \omega_{sl} \left(\frac{L_m}{L_s} \psi_{ds} + \sigma L_r i_{dr} \right) \\ R_r i_{dr} + \sigma L_r p i_{dr} = v_{dr} + \omega_{sl} (\sigma L_r i_{qr}) \end{cases} \quad (22)$$

Then the currents can be regulated by linear controllers, in which:

$$\begin{cases} \sigma_{qr} = R_r i_{qr} + \sigma L_r p i_{qr} \\ \sigma_{dr} = R_r i_{dr} + \sigma L_r p i_{dr} \end{cases} \quad (23)$$

The idea behind this is to use the linear controllers that include integrations to calculate the derivative terms. And the nonlinear equations become linear when all the nonlinear terms are moved to the other side of the equations. Then the q and d-axis voltages are calculated gives as:

$$\begin{cases} v_{qr}^* = \sigma_{qr} + \omega_{sl} \left(\frac{L_m}{L_s} \psi_{ds} + \sigma L_r i_{dr} \right) \\ v_{dr}^* = \sigma_{dr} - \omega_{sl} (\sigma L_r i_{qr}) \end{cases} \quad (24)$$

With i_{dr} and i_{qr} current control loop from equation (22):

$$\begin{cases} v_{qr}^* = R_r i_{qr} + \sigma L_r p i_{qr} = (R_r + \sigma L_r p) i_{qr} \\ v_{qr}^* = \left(K_{Pq} + \frac{K_{Iq}}{p} \right) (i_{qr}^* - i_{qr}) \\ (R_r + \sigma L_r p) i_{qr} = \left(K_{Pq} + \frac{K_{Iq}}{p} \right) i_{qr}^* - \left(K_{Pq} + \frac{K_{Iq}}{p} \right) i_{qr} \end{cases} \quad (25)$$

$$\begin{cases} \dot{v}_{dr} = R_r i_{dr} + \sigma L_r p i_{dr} = (R_r + \sigma L_r p) i_{dr} \\ \dot{v}_{dr} = \left(K_{p_q} + \frac{K_{I_q}}{p} \right) (i_{dr}^* - i_{dr}) \\ (R_r + \sigma L_r p) i_{dr} = \left(K_{p_q} + \frac{K_{I_q}}{p} \right) i_{dr}^* - \left(K_{p_q} + \frac{K_{I_q}}{p} \right) i_{dr} \end{cases} \quad (26)$$

Then the transfer functions between the reference and actual currents are changed to the following:

$$\frac{i_{qr}}{i_{qr}^*} = \frac{\frac{1}{\sigma L_r} (p K_{p_q} + K_{I_q})}{p^2 + p \frac{1}{\sigma L_r} (R_r + K_{p_q}) + \frac{1}{\sigma L_r} K_{I_q}} \quad (27)$$

$$\frac{i_{dr}}{i_{dr}^*} = \frac{\frac{1}{\sigma L_r} (p K_{p_d} + K_{I_d})}{p^2 + p \frac{1}{\sigma L_r} (R_r + K_{p_d}) + \frac{1}{\sigma L_r} K_{I_d}} \quad (28)$$

Comparing denominator equation (27), equation (28) with Butterworth second order

polynomial $p^2 + \sqrt{2}\omega_{0wr}p + \omega_{0wr}^2$, PI controller gains are obtained values:

$$\begin{cases} K_{p_q} = K_{p_d} = \sqrt{2}\omega_0 \sigma L_r - R_r \\ K_{I_q} = K_{I_d} = \sigma L_r \omega_0^2 \end{cases} \quad (29)$$

Here ω_0 is the bandwidth of the current controller, which depends upon the design value. Similarly, comparing denominator of equation (11) and equation (19) with Butterworth second order polynomial $p^2 + \sqrt{2}\omega_{0wr}p + \omega_{0wr}^2$, PI controller gains are obtained as:

$$\begin{cases} K_{p_{wr}} = \sqrt{2}\omega_{0wr} \frac{2J}{P} \\ K_{I_{wr}} = \omega_{0wr}^2 \frac{2J}{P} \end{cases} \quad (30)$$

$$\begin{cases} K_{p_{Qs}} = \sqrt{2}\omega_{0Qs} \nabla \\ K_{I_{Qs}} = \nabla \omega_{0Qs}^2 \end{cases} \quad (31)$$

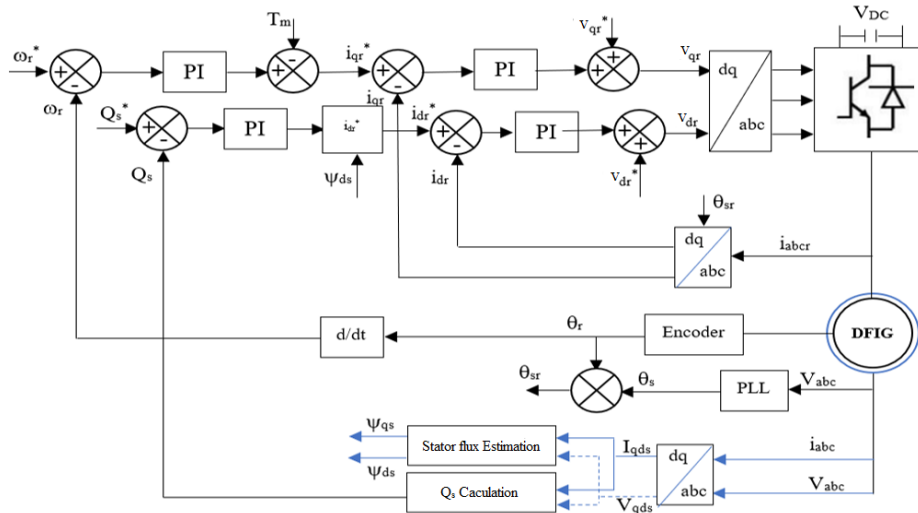


Fig 3. RSC control scheme

3.2 Design of the GSC controller

The control mechanism of GSC which controls the voltage across the capacitor and reactive power exchange between the converter and grid is V_{DC} reached by controlling the d axis current (i_d^*). DC voltage dynamics in DC-link is given by:

$$CpV_{DC} = \frac{3}{4}(M_{qr}i_{qr} + M_{dr}i_{dr}) + \frac{3}{4}(M_{df}i_{df} + M_{gf}i_{gf}) \quad (32)$$

Where: C is the capacitance, M_{dr} and M_{qr} are q and d-axis modulation indexes of RSC and M_{df} , M_{gf} are q and d-axis modulation indexes of GSC, respectively. Equation (32) can be rewritten as:

$$CpV_{DC} = \sigma_{DC} = K_{DC} (V_{DC}^* - V_{DC}) \quad (33)$$

Where K_{DC} is the PI controller for DC-voltage control given as: $K_{DC} = K_{P-DC} + K_{I-DC}/p$. From equation (32), equation (33) gives as:

$$\frac{V_{DC}}{V_{DC}^*} = \frac{1}{p^2 + p \frac{K_{P-DC} + K_{I-DC}}{C_{DC}}} (pK_{P-DC} + K_{I-DC}) \quad (34)$$

Comparing denominator equation (34) with Butterworth second order polynomial $p^2 + \sqrt{2}\omega_{0DC}p + \omega_{0DC}^2$, PI controller gains are obtained as:

$$\begin{aligned} K_{P-DC} &= \sqrt{2}\omega_{0DC}C_{DC} \\ K_{I-DC} &= \omega_{0DC}^2C_{DC} \end{aligned} \quad (35)$$

Where ω_{0-DC} is the bandwidth frequency of the DC-voltage controller. From equation (32):

$$i_{df}^* = \frac{4}{3M_{df}} \left(\sigma_{DC} - \frac{3}{4}(M_{qr}i_{qr} + M_{dr}i_{dr}) \right) - \frac{M_{df}}{M_{df}} i_{df} \quad (36)$$

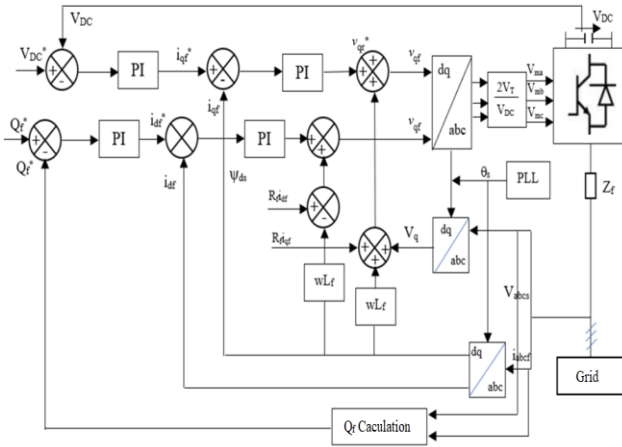


Fig 4. GSC control scheme

Converting the voltage equations to the dq frame of reference:

$$\begin{cases} v_{qf} = R_f i_{qf} + L_f p i_{qf} + \omega_e L_f L_{df} + \frac{v_{qs}}{N} = M_{qf} \frac{V_{DC}}{2} \\ v_{df} = R_f i_{df} + L_f p i_{df} - \omega_e L_f L_{df} = M_{df} \frac{V_{DC}}{2} \end{cases} \quad (37)$$

Since the q-axis of the rotating reference frame is aligned to the stator voltage i.e. $v_{ds} = 0$ and as $v_{qs} = V_s$. So, the GSC supplied reactive power to the grid is controlled using d-axis current.

$$Q_f = \frac{3}{2N} V_s i_{df} \quad (38)$$

$$pQ_f = \frac{3V_s}{2N} p i_{df} \quad (39)$$

Where N is the transformer turns ratio connected between GSC and stator. Substituting equation (37) into equation (39) gives:

$$\begin{cases} pQ_f = \frac{3V_s}{2N} \frac{1}{L_f} (v_{df} - R_f i_{df} + \omega_e L_f i_{df}) \\ \Gamma pQ_f = (v_{df} - R_f i_{df} + \omega_e L_f i_{df}) = \sigma_{Qf} \end{cases} \quad (40)$$

Where:

$$\begin{cases} \Gamma = 2N L_f / 3V_s \\ \Gamma pQ_f = \sigma_{Qf} = K_{Qf} (Q_f^* - Q_f) \end{cases} \quad (41)$$

Where K_{Qf} is the PI controller for reactive power supplied by GSC given as: When equation (41) can be re-written as:

$$\frac{Q_f}{Q_f^*} = \frac{1}{p^2 + p \frac{K_{P_{Qf}} + K_{I_{Qf}}}{\Gamma}} \quad (42)$$

Comparing denominator equation (42) with Butterworth second order polynomial $p^2 + \sqrt{2}\omega_{0Qf}p + \omega_{0Qf}^2$, PI controller gains are obtained values:

$$\begin{aligned} K_{P_{Qf}} &= \sqrt{2}\omega_{0Qf}\Gamma \\ K_{I_{Qf}} &= \omega_{0Qf}^2\Gamma \end{aligned} \quad (43)$$

Where ω_{0Qf} is the bandwidth frequency of the reactive power controller. From equation (40):

$$i_{df}^* = \frac{1}{R_f} (v_{df} + \omega_e L_f i_{df} - \sigma_{Qf}) \quad (44)$$

Equation (37) give the inner current control loop for the GSC control.

$$\begin{cases} R_f i_{qf} + L_f p i_{qf} = K_{qf} (i_{qf}^* - i_{qf}) = \sigma_{qf} \\ R_f i_{df} + L_f p i_{df} = K_{df} (i_{df}^* - i_{df}) = \sigma_{df} \end{cases} \quad (45)$$

Then, equation (37) can be written as:

$$\begin{cases} M_{qf} = \left(\sigma_{qf} + \omega_e L_f L_{df} + \frac{v_{qs}}{N} \right) \frac{2}{V_{DC}} \\ M_{df} = \left(\sigma_{df} - \omega_e L_f L_{df} \right) \frac{2}{V_{DC}} \end{cases} \quad (46)$$

Equations (45) and (46) give modulation indexes which are the output of the converter. K_{qf} and K_{df} are PI current controllers for q and d-axis currents, respectively.

$$K_{qf} = K_{df} = K_{p1} + \frac{K_{I1}}{p} \quad (47)$$

From equation (45) can be written as:

$$\frac{i_{qf}}{i_{qf}^*} = \frac{\frac{1}{L_f}(pK_{p1} + K_{I1})}{p^2 + p\frac{1}{L_f}(R_f + K_{p1}) + \frac{1}{L_f}K_{I1}} \quad (48)$$

Can be seen that: in order to maintain the operating quality of the system, the appropriate control parameter can be selected, those parameters can be adjusted accordingly as required. On that basis, the author has selected the controller parameters by the Butterworth polynomial method to optimize the parameters in the closed loop. Because the system is nonlinear, the transfer functions depend on each other, depending on the generator parameters. When the operating process changes, the controller parameter changes. Equations: (7), (29), (30), (31), (35), (43), (47), (49) are the basis for determining the parameters of the PI controller according to the generator parameters.

When the generator parameters change, the PI controller parameters also change, the manual calculation will not keep up with the response of the generator. This paper will use the value of the PI controller parameters according to the objective function of the deviation error $e(t)$ by the CRO algorithm published by us (Cong, C.N., et al., 2019).

4. Simulation results

4.1. Research model

The research model is a wind farm with consisting of 3 wind turbines, each with a capacity of 1.5 MW (using DFIG) connected to a 22kV grid, schematic diagram as shown in Figure 5.

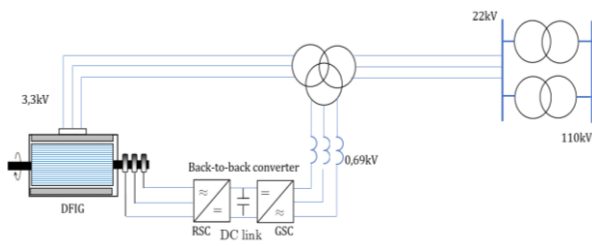


Fig 5. Research diagram

Comparing denominator equation (42) with Butterworth second order polynomial. PI controller gains are obtained values:

$$\begin{cases} K_{p1} = \sqrt{2}\omega_{0c}L_f - R_f \\ K_{I1} = \omega_{0c}^2L_f \end{cases} \quad (49)$$

From there, the author sets up the control diagram on the grid side, shown in Fig 4.

Fig 5 shown the structure of the DFIG generator, in which the components of mode are built by using Neplan software. This generator has a rotor connected to the grid through “back-to-back” converter, the rotor terminal voltage is 3.3kV, the DC-link voltage is 1.15kV. The GSC with an output voltage of 0.69kV is connected to a three-winding transformer (3.3/0.69/22kV).

From here, the capacity of the wind farm will be supplied to the grid through a 22 kV cable line (10km), connected to the transmission power system through a substation (20MVA) with 2 transformers, each with a capacity of 10MVA (without On Load Tap Changer). At the 22kV busbar there is a local load with a capacity of 4.5MW+j2.5MVar.

Base on the method of determining the value of the control parameter set presented, the author determined the K_p , K_i values for the DFIG generator. The value of the control parameter is used from the results published in (Cong, C.N,2019). These values are the basis for evaluating the working status of electrical machines through the parameters of voltage quality of the DFIG system working in different conditions of the power grid. The purpose of the simulation is to test the response of control parameters to some power quality indicators, generator and grid parameters.

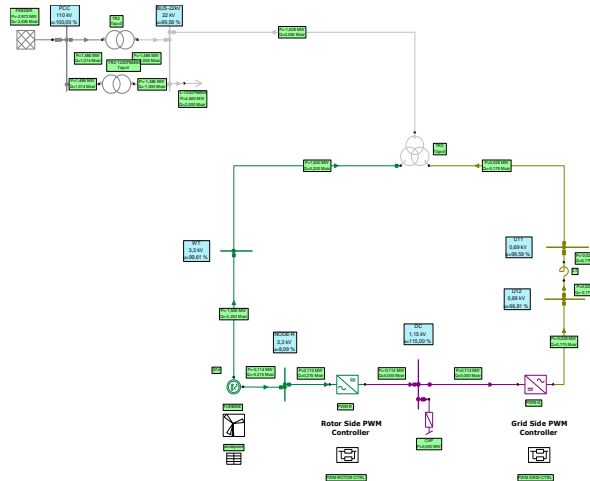


Fig 6. Diagram of electrical system in Neplan

There are two case studies:

- When the system works normally
- When the wind speed changes

4.2. When the system works normally

To evaluate the ability to maintain stability of the wind turbine, assume that the wind turbine equipment is operating with a wind speed of 12m/s. Fig 6 is variable speed describes and power application of turbine wind. It can be seen that: in normal operation, the turbine's speed reaches 1.08pu and the wind turbine's active power reaches 0.8pu, achieving a stable value after about 2.4s from startup. The DC voltage response at the converter described in Fig 7 is considered stable, maintaining around 1.15kV value. This stable value is of great significance when the parameter K_p , K_i is reasonably calculated under different operating conditions, to ensure that DFIG operates stably when the grid has fluctuations.

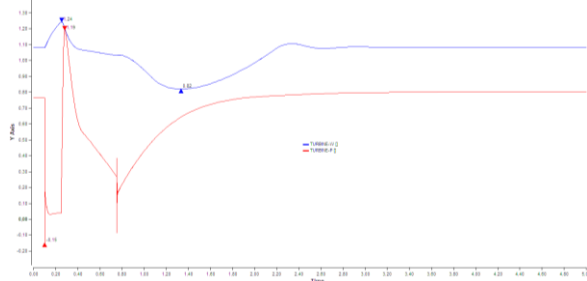


Fig 6. Response of the speed and turbine power

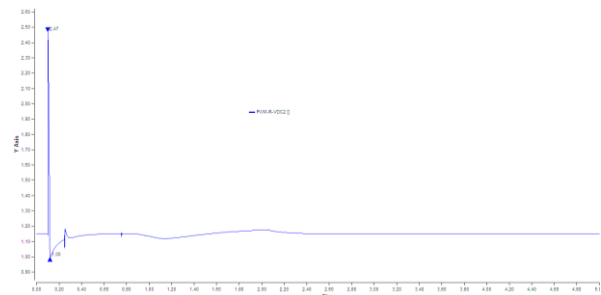


Fig 7. Response DC-link voltage

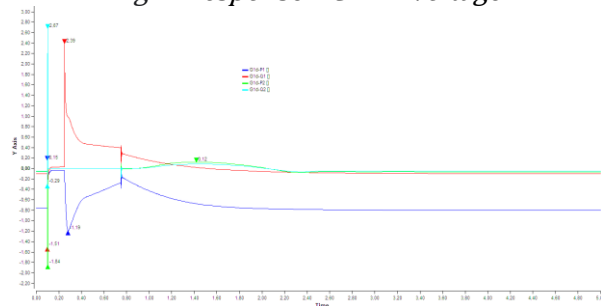


Fig 8. Response DFIG generator power



Fig 9. Response voltage amplitude of stator

Under normal working conditions, DFIG do not consume reactive power but on the contrary the stator (Q_1) and rotor (Q_2) sides also provide a significant amount of power to the grid, respectively 0.09pu and 0.05pu (Fig 8). The generator stator side voltage amplitude response is maintained at 1.01pu (Fig 9).

4.3. When the wind speed reducing 10m/s

When the wind speed decreases, according to the wind turbine power characteristics, the generating power of DFIG will decrease accordingly. Fig 10 depicts the evolution of rotor speed and turbine power as the wind speed changes. It is easy to see that, with the decrease in wind speed variation, because the wind turbine is operating at a wind speed lower than the rated speed, the rotor speed is stalled, with a reduction from 1.1pu down 1.07pu,

meanwhile, the turbine's mechanical capacity tends to increase in the early stages to compensate for the shortfall in energy.

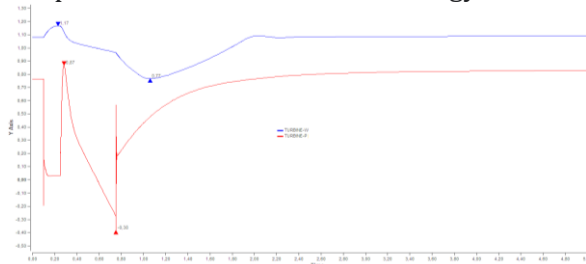


Fig 10. Rotor speed and turbine power response at wind speed 10m/s

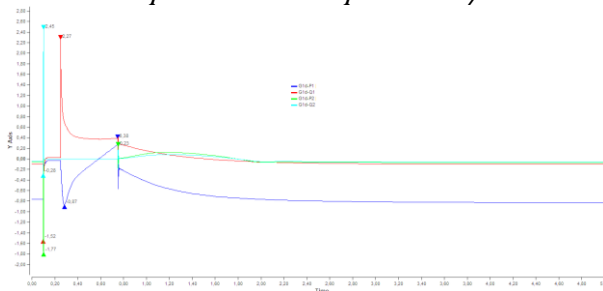


Fig 11. DFIG generator power response at wind speed 10m/s

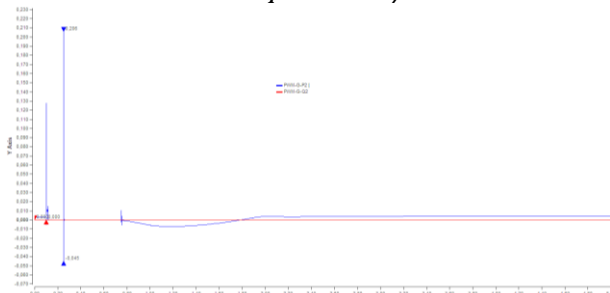


Fig 12. Response active and reactive power at the converter (rotor side)

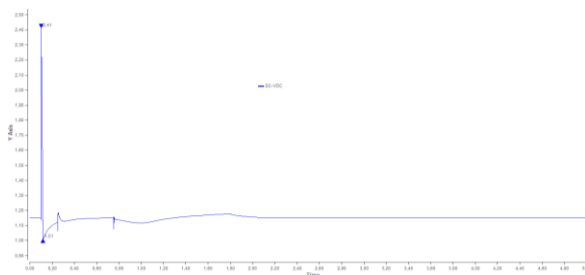


Fig 13. Response DC-link voltage

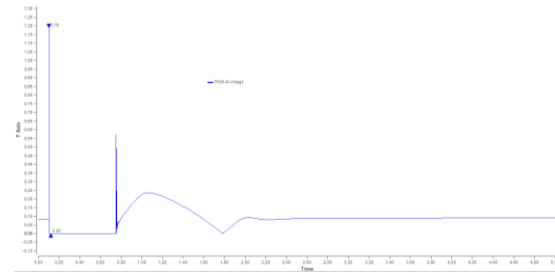


Fig 14. Response voltage deviation angle of generator side

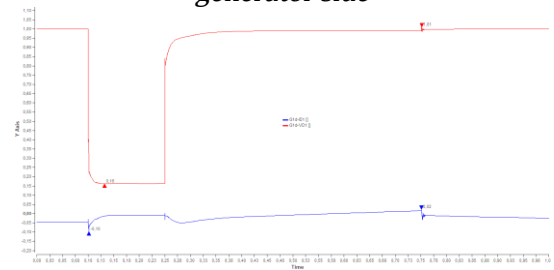


Fig 15. Response voltage ang current on the d-axis of the generator

Thus, when the wind speed decreases, the operating parameters of the DFIG system also change. In case the value of K_p , K_i is chosen improperly, it will probably lead to the operating quality of the system to degrade as we have demonstrated in the article (Cong, C.N., et al. 2020). With the determination of the appropriate set of parameters K_p , K_i keeping track of the evolutions of the machine and the power grid, the system still works with the quality within the allowable range as simulated in the 2 operating scenarios.

The evolution of active and reactive power at the converter (rotor side) also fades earlier and the amplitude of oscillation after stabilization is smaller when using the optimal K_p , K_i parameters (Fig 12). The DC voltage at the converter also reaches a steady value earlier (Fig 13). However, with the optimal value of the controller established, the voltage on the d-axis of the machine and the current on the stator-side axis still reach stable values (Fig 14).

5. Conclusion

The article has built the dependent relationship between the control parameters K_p , K_i of the PI controller and the DFIG machine parameters through building the generator and grid side converter structure. At the same time, the paper also proposes a method to optimize this set of parameters. The proposed method has simplified the control structure. With the given parameters, the simulation evaluation of the grid-connected DFIG wind generator system was performed for two basic scenarios to evaluate the control efficiency of the system under different operating conditions. The simulation results have shown the effectiveness, the role of the adjustment parameter in the PI controller according to the different response when there is a change in the operating mode of the system.

Butterworth technique is an initial tool that allows to determine K_p , K_i in the converter. However, in order to determine them quickly, the smallest static deviations need to apply intelligent control methods. We have also analyzed the effectiveness of this parameter set in many other operating scenarios (when problems occur). However, due to the limited scope of the paper, we only present the above two basic cases. Thereby, it is also possible to know the role of the control parameter set in improving the operation quality of the grid-connected DFIG. Other operating scenarios, the author will announce in the following study.

Author contributions:

The first author, Nguyen Cong Cuong, built up conception, data analysis and draft the article. The second author, Trinh Trong Chuong contributed to the methodology and Nguyen Anh Nghia author give a critical review for the final version to be submitted.

References

Bin Wu at al (2011). Power Conversion And Control of Wind Energy Systems, A John Wiley & Sons, Inc.2011.

Prashant Debre at al (2015). Analysis of DFIG based Wind Energy System with Grid Integration under normal and abnormal conditions. Journal of Electrical and Electronics Engineering. Volume 10, Issue 2 Ver. III (Mar – Apr. 2015), pp 46-52

Johnson, M.A. and M.H. Moradi (2005). Chapter 8, in: PID Control - New Identification and Design Methods. 2005: Springer-Verlag London Limited. ISBN-10: 1-85233-702-8. p. 297-337.

Gaber EL-Saady Ahmed, EL-Noby Ahmed Ibrahim and Hazem Hassan Ali. (2016). Optimum Power Point Tracking of Variable Speed Wind Turbine DFIG using GA, International Journal of Engineering Trends and Technology (IJETT) – Volume 37 Number 7 -pp. 373-383.

G. Dong (2005). Sensorless and Efficiency Optimized Induction Machine Control with Associated Converter PWM Modulation Schemes. Tennessee Tech. University.

Nguyen Xuan Tung, Trinh Trong Chuong, (2007). Effect of voltage drop on dynamic respons of wind turbine generator and recomanded setting level for under voltage protection. Journal of Science and Technology Technical Universities; ISSN 0868 - 3980, No. 63/2007.

Cong, C.N., et al. (2020) Design of Optimal PI Controllers using the CRO Algorithm for Indirect Power Control of a DFIG Model with MPPT. International Conference on Advanced Information Networking and Applications. Springer: p. 1250-1260.

Bui Đình Thanh; Nguyen Cong Cuong; Nguyen Van Doai; Do Duy Hop; Trinh Trong Chuong; Nguyen Duc Minh (2016). Study of transient characteristics and setting time setting Low voltage Role for wind generators connected to power system. Journal of Mining and Earth Sciences, No.2 - tr.77-82.

Neplan Power System Analysis Software, ABB AG Power Consulting Kallstadter Straße 1 68309 Mannheim, Germany.

Bảo vệ chống chạm đất một pha chọn lọc ứng dụng ic số logic

Đình Văn Thắng^{1,*}

¹ Khoa Cơ - Điện, Trường Đại học Mở - Địa chất, Việt Nam, dinhvanthang@hmg.edu.vn

THÔNG TIN BÀI BÁO

Quá trình:

Nhận bài 15/05/2021
Chấp nhận 16/7/2021
Đăng online 19/12/2021

Từ khóa:

Chạm đất một pha, bảo vệ chống chạm đất, dòng thứ tự không, áp thứ tự không, pha chạm đất

TÓM TẮT

Thiết bị bảo vệ chống chạm đất một pha chọn lọc ứng dụng IC số logic, tác động theo nguyên tắc số là phiên bản của thiết bị bảo vệ chống chạm đất một pha định hướng, tác động theo pha của dòng thứ tự không sử dụng nguyên tắc xác định hướng của dòng thứ tự không so với điện áp thứ tự không ở chế độ xác lập khi chạm đất một pha. Khác với thiết bị bảo vệ chống chạm đất một pha định hướng theo dạng tương tự (Analog) ở chế độ xác lập khi chạm đất một pha, thiết bị bảo vệ chống chạm đất một pha định hướng theo nguyên tắc số phản ứng tức thì với bán chu kỳ đầu của dòng và áp thứ tự không, vì thế tính tác động nhanh cao hơn nhiều và mức độ chống nhiễu tốt hơn. Sử dụng các bộ biến đổi tín hiệu dòng điện và điện áp thứ tự không ở dạng tương tự thành tín hiệu xung – số và các thuật toán xử lý tín hiệu xung – số để xây dựng thiết bị bảo vệ chống chạm đất một pha chọn lọc cho lưới điện 6 – 10 kV trung tính cách ly trong các mỏ sẽ giải quyết được những nhược điểm còn tồn tại của các thiết bị bảo vệ chống chạm đất một pha truyền thống trước đây. Báo cáo khoa học này đưa ra cơ sở và nguyên lý hoạt động của Thiết bị bảo vệ chống chạm đất một pha chọn lọc ứng dụng IC số logic áp dụng cho mạng điện trung áp 6 – 10 kV mỏ hầm lò có nhiều khởi hành làm việc song song.

© 2021 Trường Đại học Mở - Địa chất. Tất cả các quyền được bảo đảm.

1. Mở đầu

Thiết bị bảo vệ chống chạm đất một pha định hướng, tác động theo nguyên tắc số là phiên bản của thiết bị bảo vệ chống chạm đất một pha định hướng, tác động theo pha của dòng thứ tự không sử dụng nguyên tắc xác định hướng của dòng thứ tự không so với điện áp thứ tự không ở chế độ xác lập khi chạm đất một pha (Буксторов В.Ф.; Поляков В.Е., 1987).

Thiết bị bảo vệ chống chạm đất một pha định hướng theo nguyên tắc số được sử dụng cho các lưới điện trung áp 6 – 10 kV trung tính không nối đất.

Ưu điểm của thiết bị bảo vệ chống chạm đất một pha định hướng theo nguyên tắc số là sử dụng

hiệu quả đối với lưới điện có các thông số mạng thay đổi liên tục.

Bản thảo bài báo gửi đăng trên Tạp chí Khoa học Kỹ thuật Mở - Địa chất được thực hiện theo quy định dưới đây.

2. Cơ sở lý thuyết

Thuật toán logic hàm chức năng bảo vệ chống chạm đất một pha của thiết bị như sau:

$$y(t) = y_+(t) \cdot y_-(t) \\ = [\overline{d\bar{u}_+ \cdot i_+(t)} \cdot y_+(t)] \cdot [d\bar{u}_- \cdot i_-(t) \cdot y_-(t)]$$

$$d\bar{u}_{+(-)} = u_{+(-)}(t) \cdot \overline{u_{+(-)}(t - \Delta t)}$$

$$u_{+(-)} = \begin{cases} 1, & \text{— khi } : u_{+(-)} \geq u \\ 0, & \text{— khi } : u_{+(-)} \leq u \end{cases}$$

$$i_{+(-)} = \begin{cases} 1, -khi : i_{+(-)} \geq i \\ 0, -khi : i_{+(-)} \leq i \end{cases}$$

trong đó:

$y(t), y+(t), y-(t)$ – tín hiệu ra tại thời điểm t ;

$u+(-)(t), i+(-)(t)$ – đại lượng vào tại thời điểm t ứng với các nửa chu kỳ dương và âm;

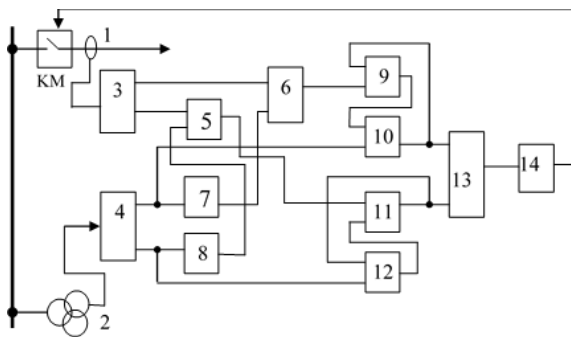
$u+/- (t-\Delta t)$ – các tín hiệu vào xét tại thời điểm trước t ;

d – thuật toán chuyển tiếp;

$d\bar{u}_{+(-)}$ – tín hiệu xung xuất hiện tại thời điểm

chuyển tiếp từ giá trị logic 0 sang giá trị logic 1; u, i , các giá trị ngưỡng điện áp và dòng điện cho trước.

3. Sơ đồ khối chức năng của bảo vệ



Hình 1. Sơ đồ khối chức năng của thiết bị bảo vệ chống chạm đất một pha định hướng theo nguyên tắc số

Sơ đồ khối cấu trúc của thiết bị bảo vệ chống chạm đất một pha chọn lọc ứng dụng IC logic kỹ thuật số (hình 1) gồm: 1-biến dòng thứ tự không; 2-biến áp thứ tự không; 3, 4- khối biến đổi tín hiệu; 5,6- phần tử đồng dấu (so sánh bằng); 7,8- bộ tạo xung hẹp; 9,11,13 phần tử logic OR; 10,12-phần tử logic AND bổ xung;14-khối đầu ra.

Khối biến đổi tín hiệu 3,4 có chức năng biến đổi tín hiệu dòng và áp thứ tự không dạng nửa sóng sin thành chuỗi xung vuông, độ rộng bằng với nửa chu kỳ của chúng. Các phần tử logic 5,6,9-13 và bộ tạo xung hẹp 7,8 được xây dựng từ các mạch vi điện tử.

Các phần tử 9, 11 và 10, 12 có chức năng như một mắt nhớ tạm thời.

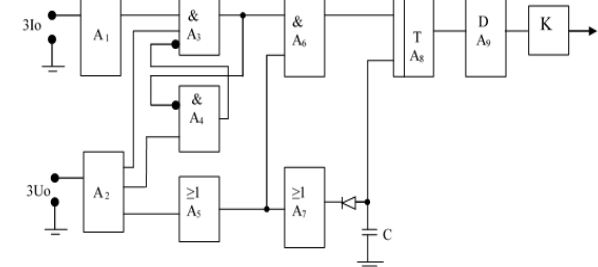
Thiết bị bảo vệ chống chạm đất một pha định hướng theo nguyên tắc số hoạt động như sau. Khi chạm đất một pha trong vùng bảo vệ, tín hiệu dòng điện thứ tự không $3i_0$ xuất hiện trước. Sau khoảng

thời gian $\frac{1}{4}$ chu kỳ, trên hai cực của máy biến áp thứ tự không HTMI xuất hiện tín hiệu điện áp thứ tự không $3u_0$. Tại cửa ra của các bộ biến đổi tín hiệu xuất hiện các dãy xung vuông có tần số bằng 100 Hz. Tại cửa ra của phần tử đồng dấu 5, 6 có tín hiệu khi và chỉ khi đồng thời có hai tín hiệu: 1-xung vuông dòng thứ tự không và xung hẹp từ bộ tạo xung hẹp 7, 8. Khi có tín hiệu tại cửa ra của một trong hai phần tử 9 hay 11, khối thừa hành cuối 14 tác động, gửi tín hiệu cắt máy cắt để cắt nguồn tại khởi hành có chạm đất (Huỳnh Đắc Thắng, 1994).

4. Nguyên lý hoạt động của bảo vệ

Khi chạm đất một pha bên ngoài vùng bảo vệ, thiết bị bảo vệ chống chạm đất một pha định hướng theo nguyên tắc số không tác động do cửa ra của khối đồng dấu luôn có giá trị logic 0.

Như vậy, thiết bị bảo vệ chống chạm đất một pha định hướng theo nguyên tắc số chỉ cho tín hiệu cắt máy cắt khi và chỉ khi tín hiệu dòng thứ tự không luôn vượt trước pha của điện áp thứ tự không (Букстояров В.Ф.; Щуцкий В.И., 1999).



Hình 2. Sơ đồ cấu trúc của thiết bị bảo vệ chống chạm đất một pha định hướng sử dụng IC số

Hình 2 là sơ đồ thiết bị bảo vệ chống chạm đất một pha định hướng theo nguyên tắc số sử dụng linh kiện cách ly quang điện tử. Thiết bị này xác định khởi hành chạm đất theo nguyên tắc so sánh đồng dấu của hai đại lượng dòng và áp thứ tự không ở bán chu kỳ đầu tiên. Trong sơ đồ cấu trúc của thiết bị gồm những bộ phận sau: khối khuếch đại và cách ly tín hiệu vào A_1, A_2 ; khối logic A_3, A_4 ; phần tử đảo A_5, A_7 ; điốt và tụ điện C ; Trigger đếm T ; bộ khuếch đại công suất cuối A_9 và rơ le thừa hành K .

Thiết bị hoạt động như sau. Khi chạm đất xảy ra trong vùng bảo vệ, tại cửa ra của khối khuếch đại tín hiệu vào A_1, A_2 có tín hiệu, khối logic A_3 sẽ hoạt động khóa liên động phần tử A_4 . Đồng thời

tại thời điểm này xuất hiện tín hiệu ở đầu vào khối đồng dấu A6. Khi đạt ngưỡng U, phần tử A4 vẫn không tác động khi vẫn còn tín hiệu khóa từ A3. Khi phần tử A5 hoạt động, do có tín hiệu vào tác động, cửa ra của nó đưa tín hiệu đến A6, A7 và trigger A8 để lật trạng thái của trigger A8. Kết quả bộ khuếch đại công suất cuối sẽ cấp điện cho rơ le K, rơ le K sẽ đưa tín hiệu cắt máy cắt.

Khi chạm đất ngoài vùng bảo vệ, phần tử A3 không tác động vì dấu của hai đại lượng dòng và áp thứ tự không ngược nhau, phần tử A6 không tác động, trigger A8 không lật trạng thái vì thế thiết bị không gửi tín hiệu cắt máy cắt.

Phần tử A7 cùng với đi ốt và tụ C cho phép sơ đồ tự động trở về trạng thái ban đầu khi sự cố được khắc phục.

5. Kết luận

Khác với thiết bị bảo vệ chống chạm đất một pha định hướng, tác động theo pha của dòng thứ tự không sử dụng nguyên tắc xác định hướng của dòng thứ tự không so với điện áp thứ tự không ở chế độ xác lập khi chạm đất một pha, thiết bị bảo vệ chống chạm đất một pha định hướng theo nguyên tắc số phản ứng tức thì với bán chu kỳ đầu của dòng và áp thứ tự không, vì thế tính tác động nhanh cao hơn nhiều, vì thế tính tác động nhanh cao hơn và mức độ chống nhiễu tốt hơn. Sử dụng các bộ biến đổi tín hiệu dòng điện và điện áp thứ tự không ở dạng tương tự thành tín hiệu xung – số

và các thuật toán xử lý tín hiệu xung – số để xây dựng thiết bị bảo vệ chống chạm đất một pha chọn lọc cho lưới điện 6 – 10 kV trung tính cách ly trong các mỏ sẽ giải quyết được những nhược điểm còn tồn tại của các thiết bị bảo vệ chống chạm đất một pha truyền thống trước đây. Báo cáo khoa học này đưa ra cơ sở và nguyên lý hoạt động của thiết bị bảo vệ chống chạm đất một pha chọn lọc ứng dụng IC số logic áp dụng cho mạng điện cao áp 6 – 10 kV mỏ có nhiều khởi hành làm việc song song.

Tài liệu tham khảo

Буксторов В.Ф.; Поляков В.Е. (1987), Устройство для токовой направленной защиты от однофазного замыкания на землю в сети с изолированной нейтралью. Изд. Вузов Электромеханика, No5 – Стр. 119-122.

Букстоляр В.Ф.; Щуцкий В.И. (1999), Защита от замыканий на землю в электроустановках 6 -35 кВ. Изд. Екатеринбург, Стр. 233-241.

Huỳnh Đắc Thắng (1994), Cẩm nang thực hành vi mạch tuyến tính TTL/LS, CMOS. Nhà xuất bản Khoa học và Kỹ thuật, Hà Nội.

Hybrid FUZZY-PID controller for electric shovel EKG-8H hoisting motor

Hong Quan, Luu ¹, Cao Phong, Khong ².

¹ Dong Nai Technology University, luuhongquan74@gmail.com

² Hanoi University of Mining and Geology, khongcaophong@humg.edu.vn

ARTICLE INFO

ABSTRACT

Article history:

Received 15th Jun 2021

Accepted 16th Aug 2021

Available online 29th Nov 2021

Keywords:

Electric shovel, Ward Leonard, PID, Fuzzy, Hybrid Fuzzy

Soviet electric shovel EKG-8Hs are playing an importance roll in Vietnam mining company. To improve efficiency of the shovels, a new control system with excitation field circuit using power electronic devices was proposed for their Ward Leonard drive systems. In this paper, Hybrid Fuzzy-PID controllers for current and speed control loops were suggested. Simulations with MATLAB Simulink for the electric shovel hoisting controllers were implemented and compared with conventional PID controller. Simulation results show that control quality of the hoisting drive is improved with the Hybrid Fuzzy-PID controllers.

Copyright © 2021 Hanoi University of Mining and Geology. All rights reserved.

1. Introduction

Soviet Union shovel excavators (EKGs) have been put into use in Vietnam mining industrial since 60s of the last century. Since then, they have played a very importance role in mining companies. There are many types of EKG shovel excavators have been used for extraction and loading in open-pit mine. They were imported from Soviet Union in early and Russia in recently. The EKG excavators in Vietnam concentrate in some medium types which have buckets from 4-10m³: EKG 4,6; EKG 5A; EKG-8I; EKG 10.

The number of the EKG shovel excavators in Vietnam is about several hundreds. They are located mostly in open-pit coal mining companies like Cao Son; Coc Sau; Deo Nai; Ha Tu; Nui Beo... and in several quarry-mining companies, (Dac Tao, 2011).

Although the electrical systems of those electric shovels are old with many working problems, the mechanical systems of EKG-8Is are still working well. This situation is the same with

many other electric shovel system all over the world. For that reason, there are many practical research to revamp and renovate the old electric EKG5(RATHMANN, 2009), (Rathmann, 2015), (Systems, 2009). In the research, there are several solutions to revamp the antique Ward Leonard control systems in old electric shovels. The systems are totally replaced by ABB AC drives. This solution is apply successfully in BE295 BII, BE295 BIII, EKG-5, BE395 BI shovels, which belong to Mexico, Brazil, USA, Isarel, Germany, Chile companies(Rathmann, 2015). To reduce renovating cost and keep mechanical balance for electric shovel, only excitation circuits of DC generator and DC motor are replaced. The power semiconductor converters are proposed to take over from magnetic amplifiers in excitation circuits. These proposals are analysis and compared in (Bus & Mg, 2007), (Systems, 2009).

With the help of proposed control drives, electric shovels can respond faster with reference signals from the drivers. However, it requires research to optimize control characteristic. In

conventional control, the proportional-integral-derivative (PID) is used to regulate electric motor because of its simplicity, applicability, and reliability. In complex and non-linear systems, Fuzzy Logic Control (FLC) is a better selection than PID control. The main advantage of this method is, it does not require precise mathematical models of the plant (Shaker & Al-Khashab, 2010). FLC is also good at broad range of operation system (Hu et al., 2019) and useful in power optimization system (Kholid et al., 2019).

In this paper, we propose a solution to revamp the excitation system of Vietnam common electric shovel EKG-8I. With suggested system, a FLC control algorithm is implemented and simulated to compare with conventional PID control.

2. Proposed control drive system

In EKG-8I electric shovel, there are four main control drive system. They are Hoist drive, Crowd drive, Swing drive and Propel drive. In Vietnam, all EKG-8Is are working with DC drive systems. Each DC motor is controlled by a DC generator. DC generators supply regulated DC voltages, which are adjusted by excitation currents with constant speed rotors, to control the motors (Ward-Leonard structure Figure 8).

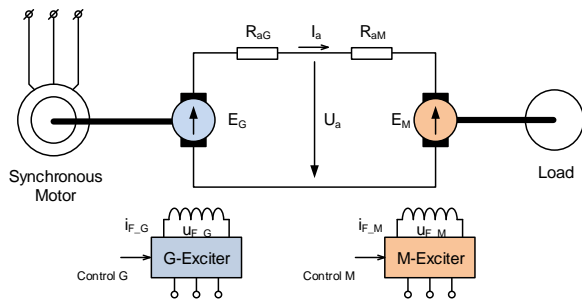


Figure 8. Ward-Leonard structure

In EKG-8I, the excitation currents are still fed by magnetic amplifier rectifiers (MAR). The MAR circuit diagram is shown in Figure 9. The disadvantages of this old MAR system are size, complicated circuit, slow response time, output offset. Because of magnetic circuit with iron core and copper coils, the MAR has a big size and heavy weight. The complicated connection makes it is difficult to repair, maintain and adjust. The

controller also has slow respond because of magnetic amplifier characteristic. Magnetic amplifier also drifts its working point when the system temperature changing after a period of work.

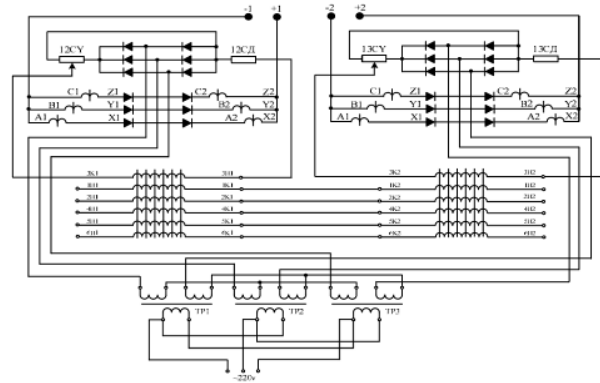


Figure 9 Magnetic-Amplifier rectifier

From those disadvantages, proposals to replace MAR with semiconductor converters based on Thyristors and IGBTs are mentioned in (Bus & Mg, 2007). IGBTs' converter has some advantages over the Thyristors one. Hence, it is proposed to renovate the exciter of DC motor and generator. The exciter is an IGBT converter with DC voltage in and Chopped DC voltage out (DC-DC converter Figure 10). Using chopped frequency of 20-25kHz, the suggested exciter can give out very fast response in compare with MAR and Thyristors converter.

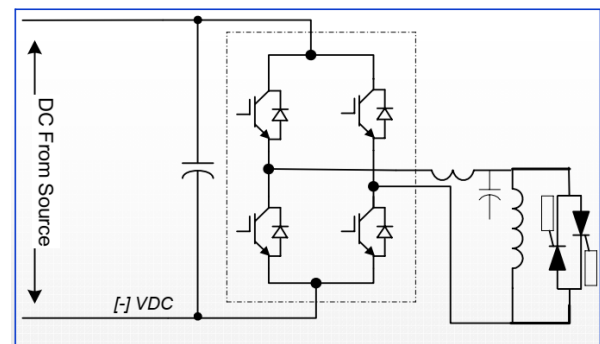


Figure 10. IGBT DC-DC converter

3. Mathematic model of drive system

The Ward-Leonard drive system uses two DC machines, one DC generator and one DC motor, in its structure. The generator output voltage is fed to the motor to control load output speed Figure

8. That structure can be described by an equivalent circuit shown in Figure 11. The mathematical model of the Ward-Leonard drive system can be described as follows.

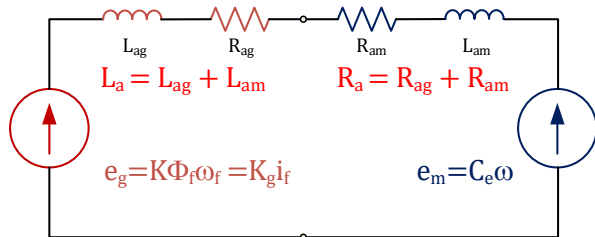


Figure 11. Ward-Leonard equivalent circuit

$$\begin{cases} \frac{di_f}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_f + \frac{K_f}{L_f} u_{ref} \\ \frac{di_a}{dt} = \frac{K_g}{L_a} i_f - \frac{R_a}{L_a} i_a - \frac{C_e}{L_a} \omega \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J_\Sigma} M \end{cases} \quad (1)$$

Where i_f , i_a are generator field current and machines armature current; L_f , R_f , L_a , R_a are

inductances and resistances of generator field circuit and machines armature circuit; K_f , K_g are gain factors of generator field circuit and generator electromotive force (e.m.f); C_e is gain factor of DC motor; u_{ref} is reference control voltage; ω is motor rotating speed; J_Σ is inertial moment of DC machines; M is subtraction of load moment from motor moment.

Using the system of equations (1), block diagram of Ward-Leonard is presented in Figure 12.

4. PID control

Result from the mathematic model above, a control structure with three loops was implemented for the IGBT exciter Ward-Leonard system. Each loop is regulated by a P or PI controller. The innermost control loop is the generator excitation current loop with PI controller. The middle control loop is the machines armature current loop with PI controller. The outer loop uses a P controller to regulate speed of the DC motor.

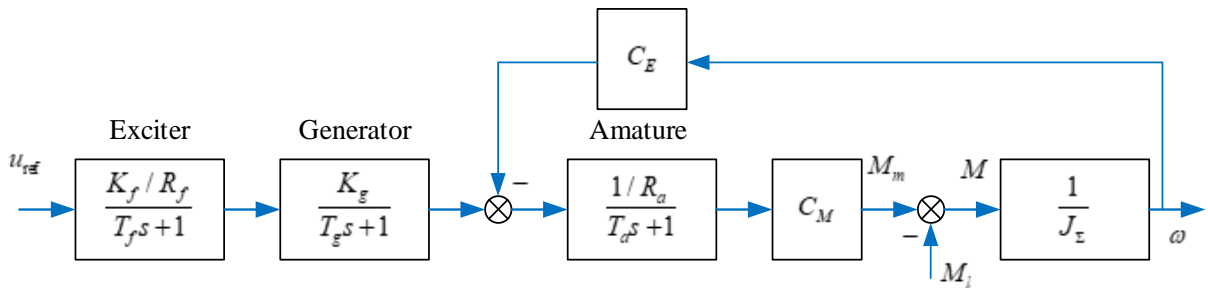


Figure 12. Ward-Leonard block diagram

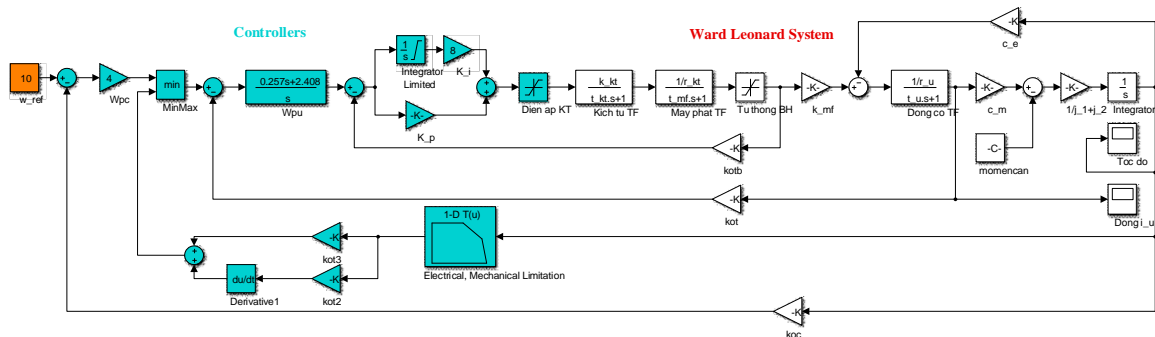


Figure 13. PID control diagram

In the armature control loop, a structure to make the drive system working within electrical and mechanical limits is implemented. It helps the system to generate electric shovel characteristic. When the shovel meets a heavy load (for instance hard rock), the drive system will rapidly collapse to stall current (2-2.5 normal current). The control structure simulated in Matlab Simulink is depicted in Figure 13.

To get the control ability with PID control, a set of EKG-8I parameters is used to calculate parameter values of blocks in the Simulation diagram. P and PI controllers are designed by using diagram parameters and conventional magnitude optimum method.

Table 2. EKG-8I hoist DC machines

Parameters	ПЭМ-155-8К	ДПЭ-82А
Power (Kw)	500	190
Norminal voltage (V)	560	270
Norminal curent (A)	895	760
Norminal speed (rpm)	1000	740
Pole pair	3	2
Armature resistance (Ω)	7.5E-3	3.1E-3
Field resistance (Ω)	0.96	3.5

The calculated parameters are set to the Matlab simulink diagram and simulations are implemented. In the first simulation, motor speed is set to 100% of normal speed. Load torque in this case is set to 100% normal load. Simulation results are motor output speed and armature output current presented in Figure 14 and Figure 15.

In Figure 15, simulation output speed of the motor is stable after a response time of 1.5 second. The output current of DC motor is also limited by

electrical and mechanical limitation. After a peak of about 1600A, motor current is cut down within the shovel characteristic curve. The simulation results present control ability of proposal system with P, PIs controller.

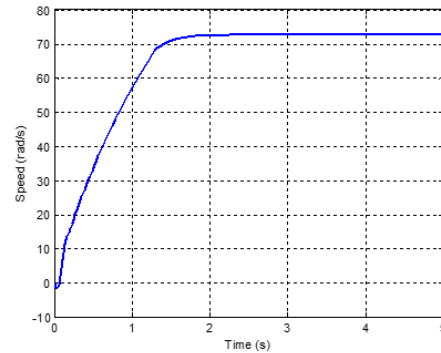


Figure 14. PID Motor output speed

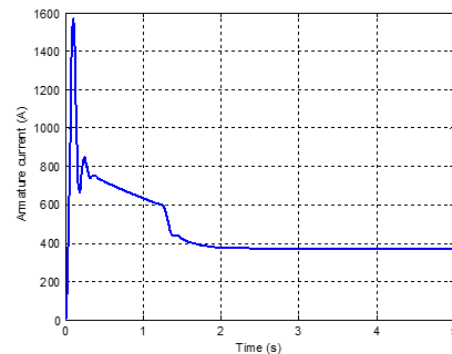


Figure 15. PID Armature output current

5. Fuzzy-PID control

As mentioned in many previous research, conventional PID controllers normally produce large overshoot, undershoot, and settling time. This is because the conventional controllers adopt fixed and static parameters such as scaling factor.

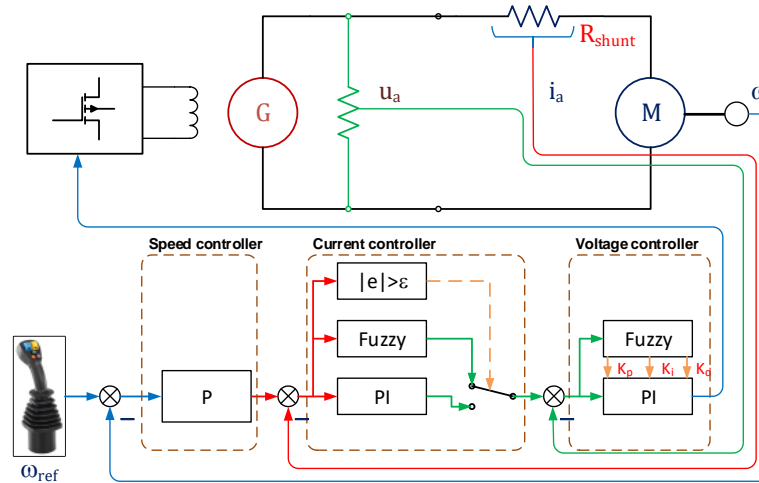


Figure 16. Proposed Fuzzy-PID control structure

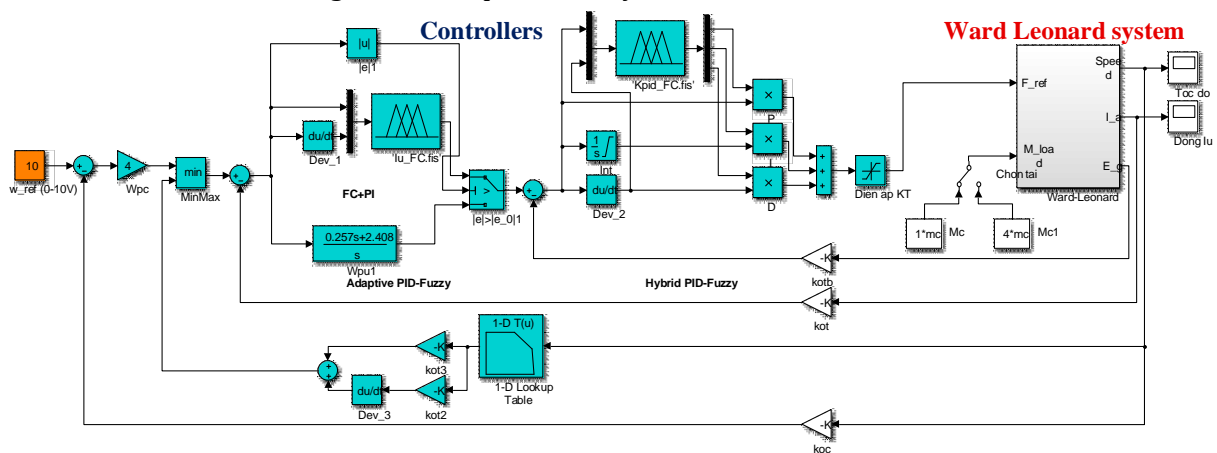


Figure 17 PID-Fuzzy control simulink diagram

To improve control quality, PID-Fuzzy controllers are suggested in generator e.m.f and armature current control loops Figure 16. In generator e.m.f control loop, Fuzzy algorithm is used to tuning K_p , K_i , K_d of the PID controller. In armature current control loop, the controller is adaptively selected between PID and Fuzzy controller (Hybrid Fuzzy-PID - HFP). The outer loop is not chanded with P controller.

Based on the PID control results above, parameters of PID-Fuzzy controllers are calculated.

The generator e.m.f control loops is regulated by a The Fuzzy algorithm is used to derive K_p , K_i , K_d from e.m.f voltage error and derivative e.m.f error. The Fuzzy membership functions and

output range of these parameters are determined following (Zhao et al., 1993). Fuzzy algorithm is established by setting rule and signal range in Matlab tool. The setting range and rule are

presented in Figure 18 and Figure 19

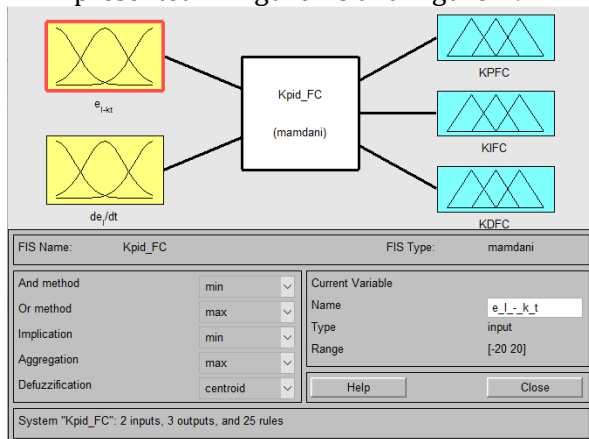


Figure 18.

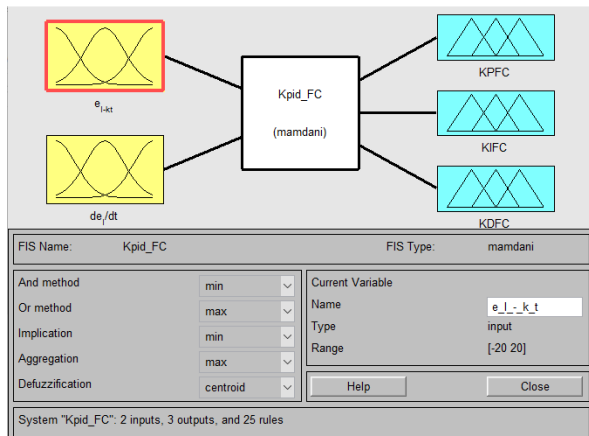


Figure 18. Graphic user interface for Fuzzy rule

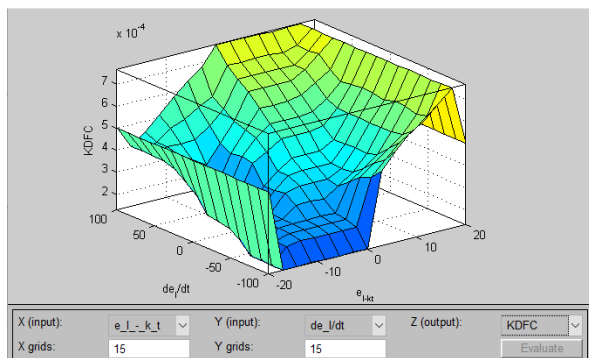


Figure 19. Self-tuning fuzzy rule (K_a output)

The armature current controller is a combination of PID controller and Fuzzy controller. The output of each controller will play the role of current control signal depend on the current error and its derivative. In which, the

Fuzzy controller is selected when the current error is large. In contrast, the PID controller is selected when the current error is small. The PID controller use the calculated K_p , K_i calculated in section 4. The Fuzzy controller is used a structure and membership functions present in Figure 20 and Figure 21. The Fuzzy rule uses current error in range $[-20, 20]$, derivative current error in range $[-150, 150]$ as two inputs and output in range $[-40, 40]$. These input parameters are established based on the range of error value, derivative of error value which are collected from simulations with PID controllers. The output range is setting following the real excitation voltage of EKG-8I electric shovel.

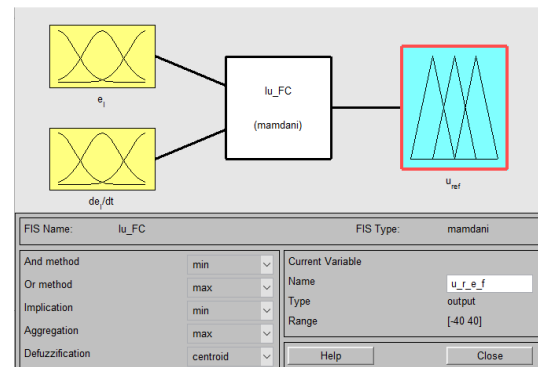


Figure 20. Fuzzy current controller structure

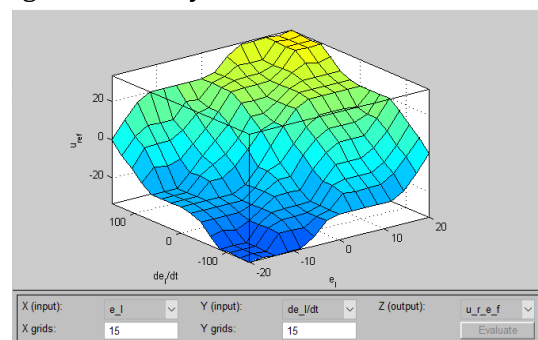


Figure 21. Fuzzy current controller rule

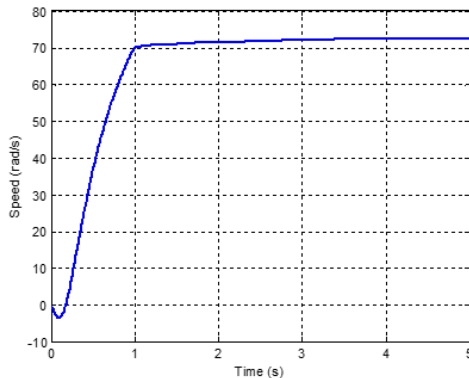


Figure 22. HFP output speed

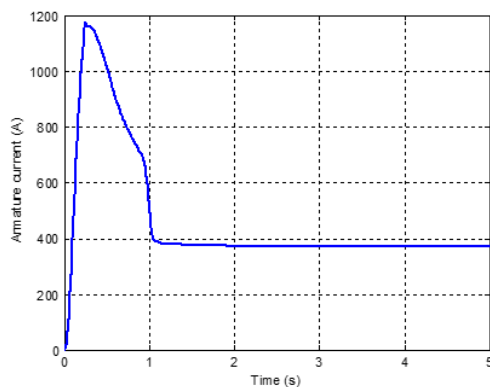


Figure 23. HFP Armature output current

A simulation is implemented with the diagram in Figure 17 and control algorithm above. The simulation is set with: Full load; 100% normal speed ($u_{ref}=10V$). Results are shown in Figure 22 and

Figure 23. In Figure 22, output speed of the motor with Hybrid Fuzzy-PID (HFP) controller has a faster response (1.0 second). The output armature current in

Figure 23 presents a better control quality. The current is within the electrical and mechanical limitation of the shovel. There is also no high peak current as in PID controller result.

6. Conclusions

The paper presented a proposal that replaces the old EKG-8I magnetic amplifier field exciter with the new IGBTs DC-DC converter field exciter. With very fast responding ability of the new exciter, Hybrid Fuzzy-PID, Self-tuning Fuzzy PID

control algorithms are suggested to regulate the generator e.m.f control loop and armature current control loop of the EKG-8I's Ward-Leonard control drives. The control algorithms were implemented and simulated in Matlab Simulink. The proposed controllers were compared with the ones of conventional PID controllers. The simulation results presented a higher control quality of the proposed controllers. That proves the proposed the IGBTs converter exciter and the combination of Fuzzy and PID controllers.

To renovate the old EKG-8I with the proposal exciter and control algorithm, research with practical experiments has to be implemented.

References

- Bus, S., & Mg, I. (2007). *New IGBT Exciter- Based MG Set Excavator Drive*.
- Dac Tao, D. (2011). *HỆ TRUYỀN ĐỘNG MỚI CỦA MÁY XÚC EKG-5. KHCN Mỹ*.
- Hu, H., Wang, T., Zhao, S., & Wang, C. (2019). Speed control of brushless direct current motor using a genetic algorithm-optimized fuzzy proportional integral differential controller. *Advances in Mechanical Engineering*, 11(11), 1–13. <https://doi.org/10.1177/1687814019890199>
- Kholid, A., Fauzi, R. A., Yunazwin Nazaruddin, Y., & Joelianto, E. (2019). Power Optimization of Electric Motor using PID-Fuzzy Logic Controller. *2019 6th International Conference on Electric Vehicular Technology (ICEVT)*, 189–195. <https://doi.org/10.1109/ICEVT48285.2019.8993984>
- Rathmann, B. (2015). *ABB Drives Retrofit Electric Shovels*.
- RATHMANN, B. (2009). Refurbishment of the electrical installation of an EKG 5A shovel excavator. *ZKG International*, 62(4), 80–

-
- 87.
- Shaker, M. M., & Al-Khashab, Y. M. B. I. (2010). Design and implementation of fuzzy logic system for DC motor speed control. *EPC-IQ01 2010 - 2010 1st International Conference on Energy, Power and Control, May 2011*, 123-130. <https://doi.org/10.37917/ijeee.6.2.7>
- Systems, T. A. (2009). DC-EXX IGBT Exciter-Based MG Set Excavator Drive Overview and Field Experience Presented to. *Annual Meeting Clearwater Florida*, 1-67.
- Zhao, Z. Y., Tomizuka, M., & Isaka, S. (1993). Fuzzy Gain Scheduling of PID Controllers. *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics*, 23(5), 1392-1398. <https://doi.org/10.1109/21.260670>



HỘI NGHỊ KHOA HỌC TOÀN QUỐC VỀ CƠ KHÍ - ĐIỆN - TỰ ĐỘNG HÓA
(MEAE2021)



Research on designing a detectable circuit of the earth- fault phase in order to enhance power supply reliability of the 6kV grid of open-pit mines, Quang Ninh area

Tran Quoc Hoan ^{1,*}, Nguyen Anh Nghia ², Ho Viet Bun ³

¹ College of industry and trade, email: hoantq@pci.edu.vn

² Ha Noi University of Mining and Geology, email: nguyenanhnghiadh@gmail.com

³ Ha Noi University of Mining and Geology, email: hovietbun@gmail.com

INFORMATION ARTICLE

ABSTRACT

Progress:

Received 15/02/2021

Accepted 16/3/2021

Published 29/6/2021

Key words: power supply reliability, fault- phase short circuit , the operating time; sensitivity and reliability of the device.

The device of short circuit of fault phases when the ground-fault intermittently occurs and self-restoring is to enhance power supply reliability, decrease the number of line- fault interruption, increase residual voltage on a busbar, ensure stable insulation without damage and reduce fault current. This article shows findings of researching and design a circuit of the earth- fault phase based on the absolute value of the leading phase and fault phase. The simulation results present that this designed circuit ensures fast, sensitive and reliable operation.

© 2020 University of Mining and Geology. All rights reserved.

1. Introduction

A single-phase earth-fault is the main type of fault that often occurs in 6kV networks of open-pit mines in the Cam Pha- Quang Ninh region, accounting for 70%÷80% of the total number of faults. According to statistical results show that, in open-pit mines, the occurrence probability of single-phase 6kV ground -faults fluctuates about 60-70 times/month or 700-800 times/year.

When the single-phase earth- fault happens on the grid, there will emerge transient phenomenon and overvoltage in the unfaulted phases, considerable influencing on power supply reliability, working ability, lifetime of electrical equipments as well as causing grid asymmetry [1][5].

When the single-phase earth- fault happens on the grid, there will emerge transient phenomenon and overvoltage in the unfaulted

phases, considerable influencing on power supply reliability, working ability, lifetime of electrical equipments as well as causing grid asymmetry [3][4].

It is very necessary to study and select the principle of determining the earth-fault phase as a basis for designing and simulation a circuit that automatically detects and connects the fault-phase short circuit to ensure fast, sensitive and reliable operation.

2. Contents and results

2.1. The principles of determining fault-phase [2].

The principles of determining the ground fault-phase of 6kV network can be classified as follows:

a) According to the fault- phase voltage drop (while the non-fault two phase voltage increases);

b) According to phase difference angle between fault -phase voltage and zero sequence voltage);

c) According to the absolute difference of two electrical quantities, one is ahead phase voltage, another is the combination of voltage of the fault phase, behind phase and zero sequence;

d) According to the absolute difference of ahead phase and fault phase.

Analysis of the mentioned principles can see that, the principle a) has the disadvantage which shows the sensitivity is not high ($1 \div 2k\Omega/\text{phase}$ in the network with $C=1\mu\text{F}$); Principles b, c allow selection of fault phase with higher sensitivity but the complex structure; The principle d) has a simpler structure with the least number of elements and still ensures high sensitivity. The content of principle d) is:

$$U_v(A) = |U_C| - |U_A| \quad (1)$$

$$U_v(B) = |U_A| - |U_B| \quad (2)$$

$$U_v(C) = |U_B| - |U_C| \quad (3)$$

The figure 1 is the block diagram of the device according to the expressions (1), (2), (3). This device consists of rectifier bridges 1, 2, dc amplifier 3 containing RL relays, and 4,5 phase splitters separating into three phase difference voltages in block 6. Blocks 7,8 are also similar.

In the normal operating, the inputs of rectifier bridges 1 and 2 (phase A) are symmetrical voltages, rectified and compared in absolute value, the input voltage $U_v(A) = U_C - U_A = 0$. The blocks 7 and 8 are also similar $U_v(B) = U_A - U_B = 0$, $U_v(C) = U_B - U_C = 0$.

When a single phase earth -fault happens, for example phase A, the symmetry of the phase voltages is broken, the voltage into rectifier bridge 1 will decrease while the voltage into rectifier 2 will increase, as a result,

$U_v(A) = U_C - U_A > 0$, if enough voltage is true, it will cause the relay (RL) to operate while the DC amplifier inputs of blocks 7 and 8 (for two phases B and C, respectively) will have negative values due to $U_B > U_A$, $U_C > U_B$, so the corresponding relays do not operate.

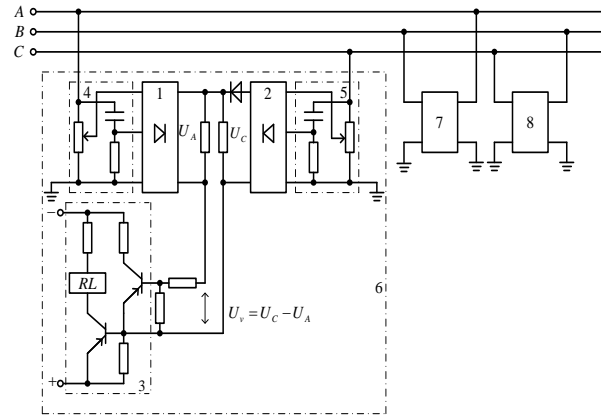


Figure 1. The block diagram of the device for determining fault- phase based on absolute difference between the ahead phase and the fault phase

2.2. Simulation of a circuit of automatic detection and earth -fault phase short -circuit

a) Before the ground- fault happens

The diagram of the phase splitter and voltage rectifier including three resistors and a capacitance to generate DC voltage proportional to phase voltage amplitude.

$$U_A = U_m \sin(\omega t + \psi + 120^\circ);$$

$$U_B = U_m \sin(\omega t + \psi);$$

$$U_C = U_m \sin(\omega t + \psi - 120^\circ);$$

The grid's parameter 6kV:

- Insulated resistor: 365 k Ω /phase

- Capacitance: $C = 0,2629 \mu\text{F}/\text{phase}$

A voltage, 6kV through a low-voltage transformer with a ratio $N=300$ generates a

voltage of 20VAC per a phase. The transformer has a primary winding and two secondary windings, which generates 2 independent voltages. Phase A is A1, A2; Phase B is B1, B2; Phase C is C1, C2.

Voltage A_1 and C_2 are the input ones for the voltage generating block $U_v(A)$; Voltage B1 and A2 are input ones for voltage generating block $U_v(B)$; Voltage C1 and B2 are the input ones for the voltage generating block $U_v(C)$.

The voltages $U_v(A)$, $U_v(B)$, $U_v(C)$ through the motive circuit consisting of 2 PNP transistors transfer the signal to close the relay (block 3 on the block diagram)

The schematic diagram of voltage generating circuit, three-phase voltage of 6kV grid and three-phase voltage after the low-voltage transformer is shown in Figures 3, 4 and 5.

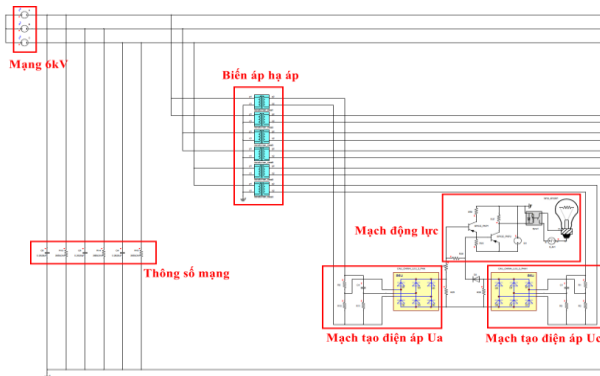


Figure 2: Circuit diagram of voltage generating circuit $U_v(A)$

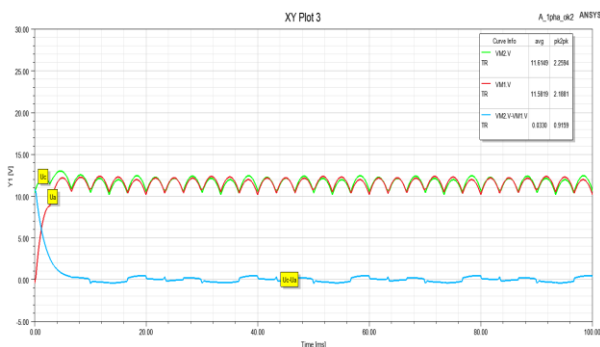


Figure 3. Phase A, C voltage form after the three-phase bridge rectifier

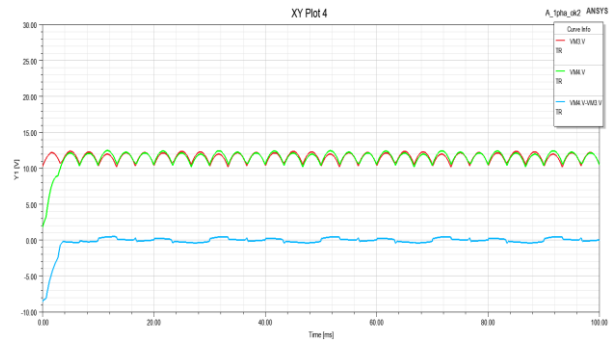


Figure 4. Phase A, B voltage form after the three-phase bridge rectifier

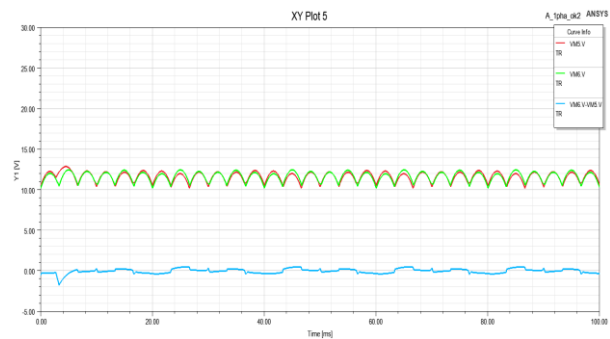


Figure 5. Phase B, C voltage form after the three-phase bridge rectifier

b) When a phase A earth-fault occurs

The three phase voltage after the low-voltage transformer when the A-phase earth-fault occurs shown in Figure 6.

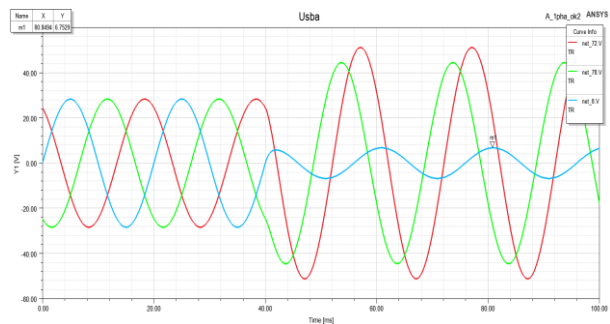


Figure 6. The three-phase voltage after the transformer when the phase A earth-fault occurs (U_{rms} of phase A decreases from 20V to 4.7V)

The voltage form of phase A, phase B and phase C after three- phase bridge rectifier is shown in Figures 3,4,5.

Simulation with the following cases: Change the first phase angle of the grid’s voltage, change the leakage resistance, change the capacitance of the grid, the results are shown in Figures 7,8,9.

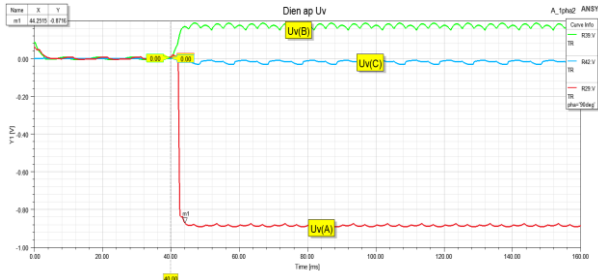


Figure 7. The diagram of the ahead phase and earth-fault phase voltage difference ($\psi = 90^\circ, t < 4 \text{ ms}$)

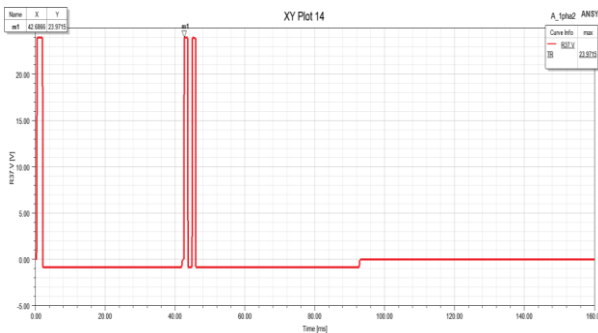


Figure 8. The diagram of the ahead phase and earth-fault phase voltage difference ($R = 11.46 \text{ k}\Omega; t = 2.68 \text{ ms}$)

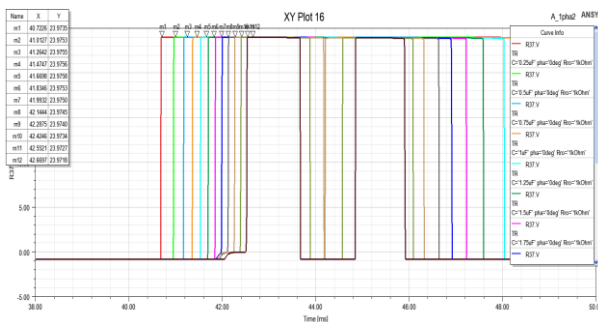


Figure 9. the graph of Output voltage on the C-terminal load of PNP2 when the grid’s capacitance changes from 0.25 to $3 \mu\text{F}/\text{phase}$

Remark:

When the capacitance and insulation resistance of the network are $C = 0,263 \text{ F}/\text{phase}$, $R = 364 \text{ k}\Omega/\text{phase}$, respectively, with a earth- fault resistance less than $11.46 \text{ k}\Omega$ will ensure the essential sensitivity - the device will operate reliably.

Detectable time of earth- fault phase when the single-phase earth-fault through the resistor $1 \text{ k}\Omega$ is $t < 3 \text{ ms}$.

The operating time of short-circuit connection of earth-fault phase is $t < 10 \text{ ms}$.

2.3. Design a circuit that automatically detects and phase-to-earth short-circuit

Using automatic circuit design software Altium Designer 18, according to the product manufacturing and design process, the results are shown in Figures 10,11.

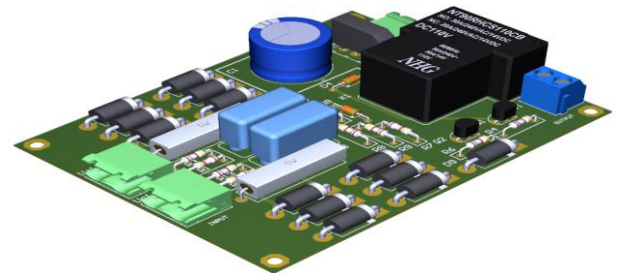
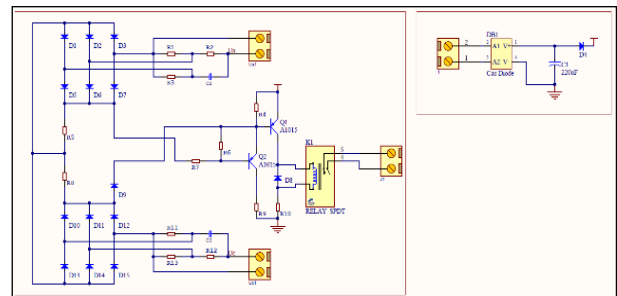


Figure 10. The schematic diagram and 3D image of the ground-fault phase detection circuit

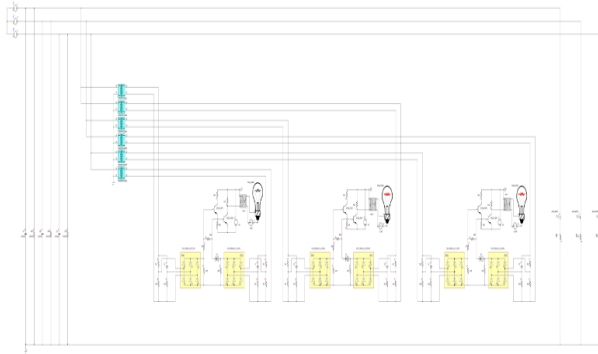


Figure 11. The diagram of circuit principle

3. Conclusion

Based on the simulation results, the following conclusions can be drawn:

The 6kV ground fault detectable device based on the principle of the absolute difference of ahead phase and fault phase has a simple structure, sensitive ensuring, reliability and quick action.

When the capacitance and insulation resistance of the network are $C = 0,263$ F/phase, $R=364k$ /phase, respectively, with a earth- fault resistance less than 11.46k will ensure the essential sensitivity - the device will operate reliably.

Phase-to-earth detectable time when single-phase ground fault occurs through a resistor $1k\Omega$ is $t < 3ms$.

The operating time of a phase-to-earth short-circuit device is $t < 10$ ms.

The simulation results show that the circuit of automatic detection and short- circuit of the earth- fault phase meets the requirements: sensitivity, reliability and yield fast.

The automatic short circuit protection device helps to enhance the reliability of power supply in the event of a ground-fault, instead of the automatic backup closing device. Although the residual voltage at the ground- fault position can fluctuate in the range of 20-225V, the application of a quick-acting shunt connected automatically protective device to limit the fault current, quickly recover voltage on the fault phases, do not break the insulation in the remaining phases,

reduce the overvoltage at the time of ground-fault (from 3-4 times to 2.08 times), extinguish the sparks at the failure location, without interrupting the power supply.

Reference

- [1]. Ho Viet Bun (2016). Research for the transient processes and suggest solutions to reduce the overvoltage when earth fault happens in 6kV ungrounded grid of Cam Pha – Quang Ninh coalmines. Doctoral dissertation, University of mining and geology.
- [2]. Серов В.И, Щуцкий В.И, Ягудаев Б.М. *Методы и средства борьбы с замыканиями на землю в высоковольтных системах горных предприятий*, Москва “Наука” 1985.
- [3]. Цапенко Е. Ф. Замыкания на землю в сетях 6-35 кВ. М.: Энергоатомиздат, 1986.128 с.
- [4]. Сирота, И.М., Кисленко, С.Н., Михайлов, А.М. *Режимы нейтрали электрических сетей/-* Киев: Наук. думка, 1985. – 264 с.
- [5]. Гуревич, В.И. Некоторые технические аспекты проблемы защиты от замыканий на землю распределительных сетей среднего напряжения/ - журнал «Промышленная энергетика», № 1 – 2001.

Numerical Analysis of the Ground Vibration Isolation of Shock Wave Propagation under Blasting in NuiBeo mine, Quang Ninh

Dao Hieu ^{1,*}, Dang Van Chi ¹

¹ Faculty of Electro-mechanics, Hanoi university of Mining and Geology, Hanoi, Viet nam,
e-mail: daohieu@humg.edu.vn

ARTICLE INFO

Article history:

Received 15th Jun 2021

Accepted 16th Aug 2021

Available online 29th Nov 2021

Keywords:

Numerical Analysis, Shock Wave, Ground Vibration, Shock Wave Propagation.

ABSTRACT

In blasting, the physical - mechanical parameter of the rock in the blasting area is important information. It directly affects the choice of solution and blast parameter. Applying techniques and numerical analysis methods using a database of shock waves after each explosion can help describe somewhat the image of the geological structure of the explosion area. This paper introduces a technique of numerical analyzing shock wave data obtained from delay-time blasting to determine wave propagation velocity. This is one of the parameters that indirectly describe the rock physical - mechanical property. The results of experimental application in Nui Beo coal mine area have confirmed the feasibility of the solution.

Copyright © 2021 Hanoi University of Mining and Geology. All rights reserved.

1. Introduction

Mining blasting breaks rock's structures, to facilitate the process of mining. When an explosive detonates, the sudden change generates waves in the surrounding area causes the ground to be vibrated. As the vibration passes through the surface structures, it induces vibration in those structures. These shock waves can cause several damages to the nearby structures or surrounding rock mass. Rock strengths change over both small and large scale. Geological structures such as joints, bedding planes, faults and mud seams cause serious problems. (Charles H. Dowding 1984; Langefors U et al 1958). Therefore, the rock's physical-mechanical features are significant parameters in designing blast and have a directly influence on explosions effectiveness. The drilling of blastholes provides information about the type of intersectional structures at those holes. To

enable the blaster to make enlightened judgments, when adjusting his blasting pattern to compensate for rock structure, he must have a through understanding of exactly how the explosive functions during blasting.

In reality, each type of rock in one area has unique characteristics and irregular changes, making the understanding of exactly of geologic structures of one area become an impossible mission. So, the execution of blasting always contain experience factors and approximate calculation methods.

The size of an blast is not the decisive factor affecting the maximum particle velocity, but the simultaneous explosives weight. To reduce the seismic wave, the explosion is divided into several smaller explosions using the delay time with a difference of 1/1000 s. Another method for this issue is to arrange the explosion so that the blast wave collides with each other to self-destruct the vibration. An electronic differential detonator with a capability of

regulating the delay time provides flexibility when controlling the explosion direction, leading to the reduction of vibrations and the increase of breaking capacity. However, the implementation process can not be relied on the theoretical calculation.

The released energy from the blast point is represented by the level of ground vibration and the peak particle velocity of vibration wave which spreads in all surrounding directions. If the ground is homogeneous and the energy transmitted in all directions is the same, the vibrations in all directions would be equal. However, in fact, the propagation of vibrations is not ideal due to changes in the earth's structure and changes in the vibrations in different directions.

The seismic wave propagating from the blasting point is composed of three components: a P wave (pressure wave or longitudinal wave), an S wave (shear wave) and a Rayleigh wave. Its speed varies in the range of between 1000 and 20000 feet/s depending on the working area. The P wave gives the highest breaking effect and the propagation velocity of the P wave (V_p) is also the greatest. In some cases, $V_p=2V_s$ and it is almost the same for all areas (V_s is the propagation velocity of the shear wave). That is the basis to reduce the impact of blasting vibration by using delay time (Calvin J. Konya et al, 1991).

2. Analytical basis

Assuming that, there are two explosives at two points in a homogeneous environment: A and B (Figure 1). The distance between these points is a (metre). The explosive at point B explodes after point A with a delay time of ΔT milliseconds. At the measuring point C, the measuring device receives two peaks of shock wave at two explosion times, corresponding. There are a few cases:

- Point number 1: $CA = CB$; two peaks of wave are independent; the time from one peak to the other is approximate ΔT , as described in case (1). In this case, it is not possible to determine the wave propagation velocity.

- Point number 2: $CA > CB$; two peaks appear at the same time, almost, as described in case (2). In that, the propagation velocity is determined by the formular:

$$(CA - CB) / \Delta T.$$

- Point number 2 or 3: $CA \neq CB$; two peaks of wave are independent; the time from one peak to the other is Δt , as described in case (3) or (4). The propagation velocity is determined by the formular:

$$|CA - CB| / |\Delta T - \Delta t|.$$

- Point number 2: $CA - CB = AB = a$ (m); two peaks of wave are independent; the time from one peak to the other is Δt , as described in case (3) or (4). The propagation velocity is determined by the formular:

$$a / (\Delta T - \Delta t)$$

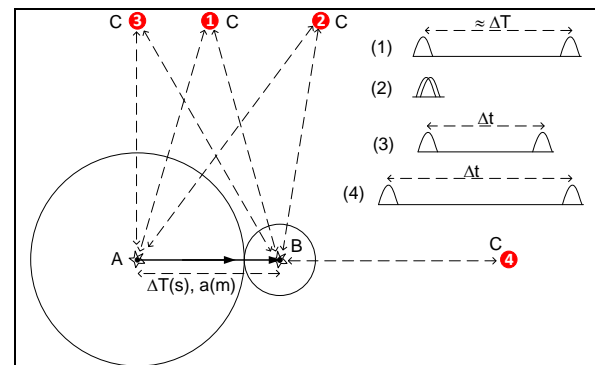


Figure 24. Theoretical basis for calculating the propagation velocity of shock waves

In reality, the rock of explosion area is not uniform. That changes the propagation velocity of the shock wave. However, because of some following reasons: The propagation velocity is so large with the distance explosion-measuring point; The calculation is performed at the same blast; The directions of propagation of waves can be considered to be the same. Then, the propagation velocity of two corresponding shock waves will have the same error, so, the time from one peak to the other is remained as the theoretical condition. Therefore, this calculation method can be applied to determine the actual propagation velocity of shock wave in a certain area. That result will be an

important information for design the highly effective blasting.

3. Experimental application in Nui Beo coal mine area, Quang Ninh

3.1. Measure and record data of shock waves caused by blasting

Although actual blasts have a lot of delay times. But, the explosion speed is so high and vibration duration of the particles is very short, only one data can be recorded after each blast. To ensure recorded data is the best, the measurement and recording systems need to meet some principles that:

- The measurement equipment must be standard;
- The recorded data must be completed and continuous over time to avoid the fluctuations of particles by the effects of blasting;
- Information that cannot be recorded from the measuring, such as: total of holes; the number of rows and columns; row and column spacing; diagram of delay time; delay time, explosion location; measuring point; the distance from explosion point to measuring point.

The measuring equipment used is Blastmate III (Figure 2). This is a vibration meter from Instantel, Canada. It is used in more than 110 countries and is one of the most reliable vibration meters in the world, today.

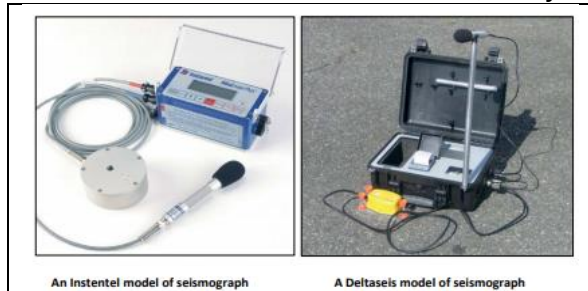


Figure 2. Vibration meter Blastmate III

Blastmate consists of two basic components, a meter and two sensors. The sensor system including: a triaxial vibration sensor (Geophone) a sound sensor (Microphone) connected to the meter by wires. The measured data is sent to the meter in the electrical signal form. Recording interval for

each measurement: 1 – 90 seconds. Sampling rate: 1024, 2048, 4096 samples/sec. It can store data for 1000 measurements with a sampling rate of 2048 samples/second and a recording time of 1 second. Vibration range that can be recorded: 0.2÷30.0 mm/s. Results can be printed in the field as a graph.

Experimental data are measured and recorded in the area of reservoir 10, Nui Beo coal mine, Quang Ninh (circled area on the map in Figure 3). The measurement location is at the mine boundary, belonging to Mr. Pham Dinh Thu family, address: group 9, zone 7, Ha Tu ward, Ha Long city, Quang Ninh (is the x marked on the map in Figure 3). The work was done by blasting seismic expert Nguyen Duc Chinh, Cam Pha Mining Chemical Company (Figure 3). Some measurement results are shown in Figure 4.



Map of Nui Beo coal mine



Measuring and recording data

Figure 3. Recording data at Nui Beo coal mine

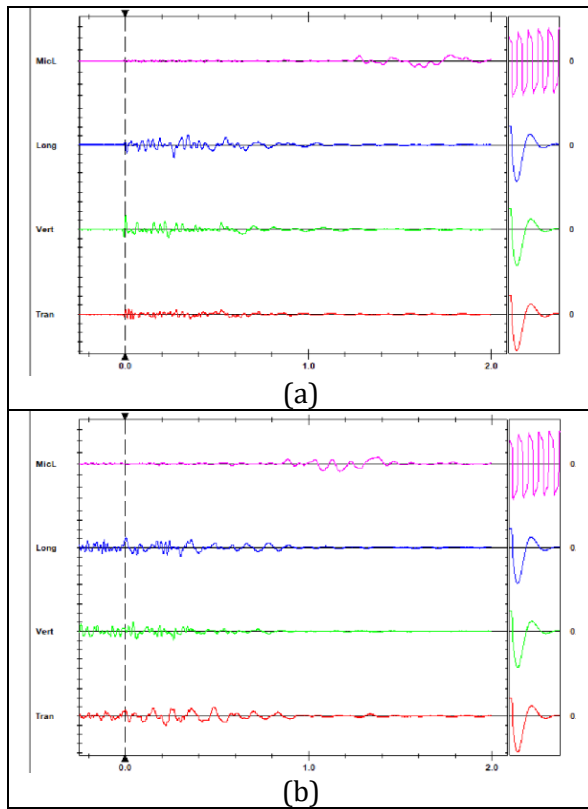


Figure 4. Some data recorded

Figure 4 shows the graphs of two blasts. The MicL axis describes the sound intensity of the explosion; The vibrational velocities of particles are described on 3 axes that are Long, Vert and Tran. In which, the Long axis is the straight axis from the measuring point to the explosion point, so the waveform in this axis describes the effect of the compression wave component P in the 3 components of the shock wave (Press, Shear and Rayleigh).

Explosions with measured results are described in Figure 4. The detailed parameters are shown in Table 1. The delay-time diagram for blasts in this mine uses a unique type shown in Figure 5.

Table 1. Some parameters of blasting data recorded at Nui Beo coal mine (Lê Văn Công et al 2012; Souknavong Manipheth 2016)

No.	Parameter (unit)	(a)	(b)
1	Total amount of explosives (Kg)	732	1098

2	Amount of explosives in a borehole (Kg/hole)	61	61
3	Total number of holes	12	18
4	Row, column spacing (m)	5 - 6	5 - 6
5	Rock hardness f	10,03	10,03
6	Type of delay-time detonator (milliseconds)	42 and 100	42 and 100
7	Measuring distance (m)	196	233
8	Recording time (seconds)	2	2

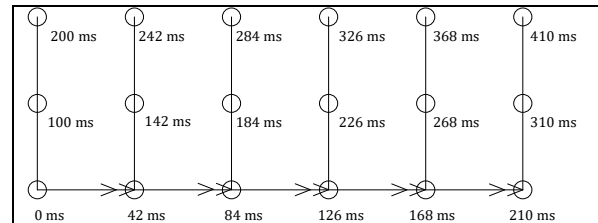


Figure 5. The used delay-time diagram (ms - milliseconds)

3.2. Analysis and comments

With the delay-time diagram described in Figure 5, it is easy to determine that the periods between the explosive charges including: 100ms, 42 ms, 26 ms, 16 ms and 10 ms. Due to each charge, a peak of shock wave will be generated, these periods will be used for the analysis. In three components P, S and R of the shock wave, P is the fastest component and is the main cause of structural breakage and vibration, so the analysis will focus on the data on the Long axis (which describes the action of the P wave). In addition, synthetic vibrations ($PPV = \sqrt{L^2 + V^2 + T^2}$) are also analyzed for reference data. The analysis process is performed in 2 steps. In the first step, the data is performed in the frequency domain to determine the frequency range containing the highest peaks. In the second step, the data is described in the time domain to identify the times at which the peaks appear, the analytical method in Section 2 is applied to determine the

propagation velocity of the shock wave. The wave peaks found are shown in Figure 6 for the two data cases respectively in Figure 4. The

results of calculating propagation velocity are described in Table 2.

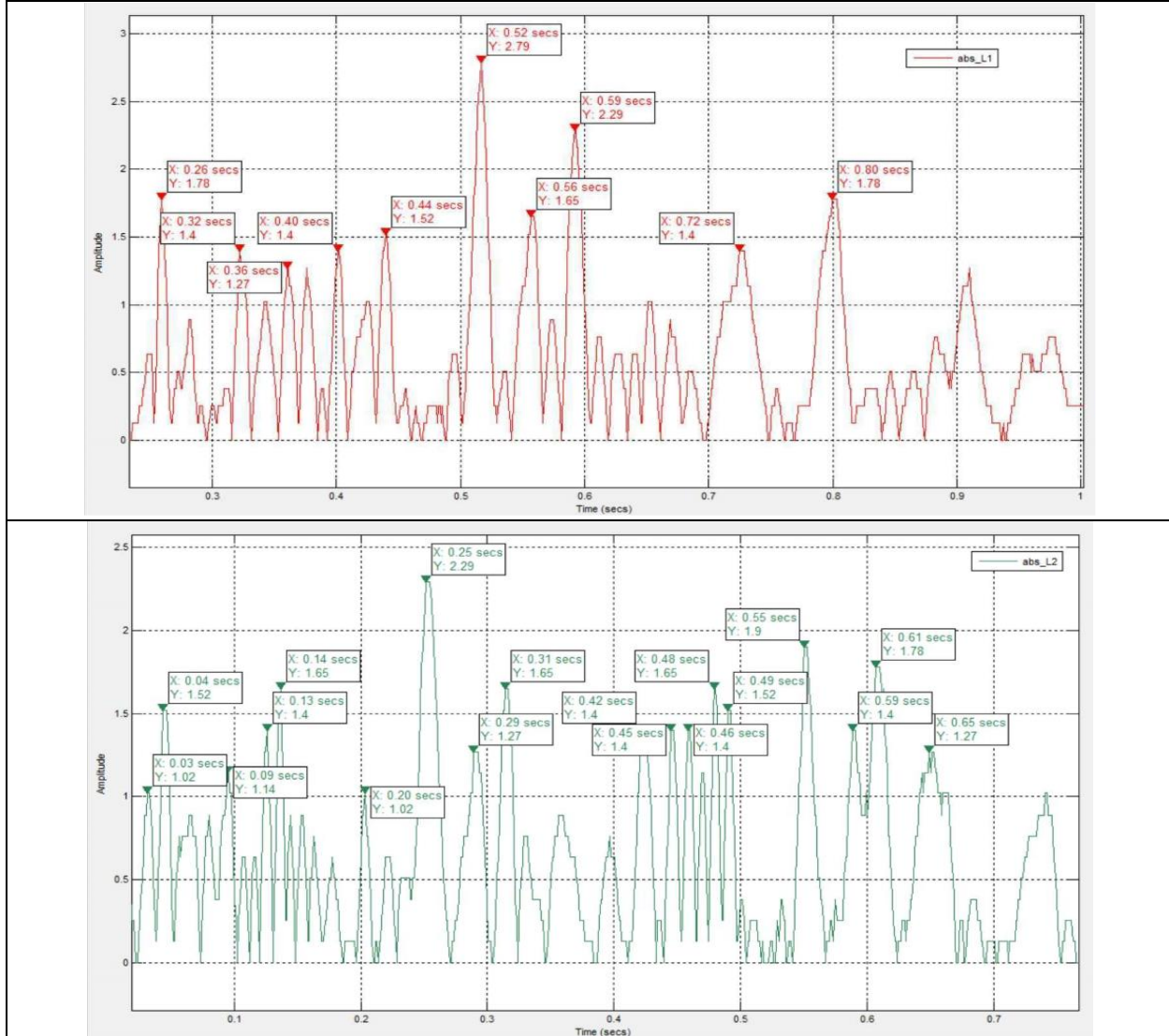


Figure 6. Results of determining wave peaks

Table 2. Calculation results of the propagation velocity of the shock wave

Range of calculated propagation velocity in case 1	1250 - 1800
Average velocity when analyzing data of the L1 axis (longitudinal wave velocity)	1477
Average velocity when analyzing synthetic vibration PPV1	1238
Range of calculated propagation velocity in case 2	1250 - 2100
Average velocity when analyzing data of the L2 axis (longitudinal wave velocity)	1655
Average velocity when analyzing synthetic vibration PPV2	1573

The results in Table 2 show that the range of calculated results is quite large. It means that the data analysis process still contains many errors coming from objective reasons, including:

- The type of delay detonator used in the explosions is a non-electric delay time, they have low accuracy (allowed time delay error is ± 5 ms according to QCVN01:2019). That leads to errors in the calculation expressions defined in Section 2;

- The explosion has many consecutive explosion points creating the mutual influence of the waves;

- The physical - mechanical properties of the rock and the change in the direction of explosion compared with the measurement direction, make the results of different explosions different.

However, the average velocity is determined by applying the expectation maximization (EM) algorithm to eliminate a certain amount of errors (Simon Haykin 2001). The average results found in Table 2 for the two cases are not much different. The found value is consistent with the common type, structure and hardness of soil and rock in Quang Ninh mine area (Lê Văn Công et al 2012; Nghiêm Hữu Hạnh 2001; Souknavong Manipheth 2016)

4. Conclusion and Discussion

The blasting shock wave propagates in the rock, so it is directly affected by the properties of this environment. And therefore, the shock wave is the best information reflecting the structure, mechanical and mechanical parameters of the soil and rock in the blasting area. Numerical Analysis is an analysis technique based on the digitization of data, so the analysis is detailed and accurate. Analysis results from experimental data recorded at Nui Fat coal mine confirm that Numerical Analysis of shock wave data can help determine the propagation velocity of blasting shock waves.

The velocity of shock wave propagation is one of the important parameter to choose the right differential time for blasting. Because the geological structure of each region is different,

the analysis results in any region can only be applied in that region. When the amount of analysis results is large enough, it will become the database for the modeling of rock structure in the monitoring area. The larger the database, the more convergent and accurate the model, especially, when the explosions ensure a number of constant conditions such as measurement position, measurement direction, measurement terrain, explosion direction and delay time are performed accurately.

Reference

Paper published in journal

Iau Teh Wang, (2019). Field Experiments and numerical analysis of the ground vibration isolation of shock wave propagation under explosion shock loading. MDPI Journal, 11/2019, doi:10.3390.

Langefors U, Kihlstrom B, Westerberg H, (1958). Ground Vibrations in Blasting. Water Power, September, pages 335-38. October, pages 390-95, 424.

Lê Văn Công, Đặng Hồng Thắng, Lưu Công Nam, Nguyễn Trí Thắng, Phí Văn Long. (2012). Công nghệ thi công và những yêu cầu cần thiết khi thi công giếng đứng trong điều kiện các mỏ hầm lò Việt Nam. Viện Khoa học công nghệ Mỏ - Vinacomin. <http://imsat.vn>.

Sjoberg, J., Schill, M. Hilding, D., Yi, C., Nyberg, U., and Johansson, D. (2012). Computer Simulations of Blasting with Precise Initiation. Eurock, Stockholm, Sweden, 2012.

Presentation at conferences

I Pinnock, DS Collins, Y Toya, Z Hosseini, 2015. The use of microseismic acquisition for vibration monitoring applications. 2015 Australian centre for geomechanics, Sydney, Australia.

Vedala Rama Sastry, Garimella Raghu Chandra, (2016). Signal processing computation based Seismic energy estimation of blast induced ground vibration waves. IEEE

- International Conference On Recent Trends In Electronics Information Communication Technology, May 20-21, 2016, India. Pages 216-220.
- V V S Avinash Teja, S Venkata Chaitanya, Uday Akula, Pathipati Srihari, V R Sastry, (2016). Blast vibration signal analysis using S-transform. IEEE International Conference on Electrical, Electronics, and Optimization Techniques (ICEEOT) – 2016. Pages 4182-4186.
- Book*
- Calvin J. Konya, Edward J. Walter, (12-1991). Rock blasting and overbreak control. National Highway Institute, Publication No. FHWA-HI-92-001.
- C. E. Needham, (2010). Blast Waves, Shock Wave and High Pressure Phenomena, ISBN 978-3-642-05287-3, DOI 10.1007/978-3-642-05288-0, Springer Heidelberg Dordrecht London New York.
- Charles H. Dowding, (1984). Blast vibration monitoring and control. Evanston, Illinois, USA. 280 pages.
- Công ty Hóa chất mỏ Cẩm Phả, Các hộ chiếu nổ mìn đã được thiết kế và sử dụng tại mỏ Núi Béo.
- Nghiêm Hữu Hạnh, (2001). Cơ học đá. Nhà xuất bản Giáo dục.
- Quy chuẩn kỹ thuật Quốc gia về an toàn trong bảo quản, vận chuyển, sử dụng và tiêu hủy vật liệu nổ công nghiệp, QCVN01:2019/BCT, Hà Nội 2019.
- Simon Haykin. (2001). Kalman filtering & neural networks. John Wiley & Sons, Inc. ISBNs: 0-471-36998-5 (Hardback); 0-471-22154-6 (Electronic)
- Simon Haykin. (2001). Kalman filtering & neural networks. John Wiley & Sons, Inc. ISBNs: 0-471-36998-5 (Hardback); 0-471-22154-6 (Electronic).
- Master and Doctoral Thesis and Dissertation*
- Souknavong Manipheth (2016), Đánh giá hiện trạng và đề xuất giải pháp quản lý môi trường một số mỏ than vùng Đông Bắc ở Việt Nam. Luận văn thạc sỹ, Đại học khoa học tự nhiên, Đại học Quốc Gia Hà Nội.

Development of a data acquisition system for Geography accident warning, Environment monitoring and Agroforestry decision-making assistant purpose

Thanh Loan Pham^{1,*}, Quang Duy Do Nguyen²

¹ Hanoi University of Mining and Geology, Vietnam, thanhloanbkhn@gmail.com;

² Hanoi University of Industry, Vietnam, duycommand@gmail.com

ARTICLE INFO

Process:

Received 15th Jun 2021

Accepted 16th Aug 2021

Available online 29th Nov 2021

Key words:

Data acquisition; Geography accident; Environment monitoring; IoT; Lora WAN

ABSTRACT

Data on rainfall, soil moisture, temperature, and humidity play an important role in Agro-forestry activities, transportation, and residents' life in the North Mountain area of Vietnam. The data can be used to study about landslide disaster, climate change, weather monitoring, decision-making assistant and to give risk warnings. In this paper, a low-cost IoT data acquisition system developing for those purposes is depicted. The acquisition system includes sensor stations (SSs) and central station (CS). In which, the SSs were designed to collect data from specific sensors (rain fall, soil moisture, temperature, and humidity). The CS is used to gather data from the SSs through designed Lora WAN communication system. The CS then sends gathered data to a cloud server for monitoring, warning, and decision assistant system by a 3G module. Hardware and software with the suitable solutions for the purpose area are represented. System experiments and tests were implemented in Ban Lang Ward (in the Northwest of Vietnam) to check design targets. Results have proved the measuring and data transmitting abilities of the system.

© 2020 University of Mining and Geology. All rights reserved

1. Introduction

In recent years, climate change, due to natural and human-induced factors, has caused many harms to residents' lives [1] [2]. Climate change causes geological disasters such as landslides; flood; drought; saltwater intrusion... These disasters have many negative impacts on the life of the community. They affect traffic activities, agroforestry activities, destroy private houses, public buildings, and lives of residents. In the last year 2020, many very unusual and extreme natural disasters were recorded in Vietnam. There were 16 types of natural disasters; including 13 storms; 264 thunderstorms, tornadoes and heavy rains hit 49 provinces and cities. Especially, the heavy rain

from October 6th to 22nd caused great damage flood and landslide in the Vietnam central region [3].

To reduce the impacts of a natural disaster on communities Early Warning System (EWS) is an effective solution. Operational EWSs aim at reducing the loss of life probability by inviting people to act properly at specific times when an intolerable level of nature hazard occurs[4]. As mentioned in [5], the EWSs can be divided into 4 main modules of components: setting module, modelling module, warning module, and response module. The setting module includes all the preliminary actions and choices required for EWSs, such as: warning areas; type of disasters; monitoring instruments; data transfer systems... In which, EWSs' data transfer systems have been

developed with many wireless communication techniques. However, invented since 2009, LoRa technique has some advances on the other techniques in monitoring system also in EWSs. LoRa is a long-range and low power consumption network. Due to the gap between cellular networks, like GSM, UMTS, and LTE (up to 100km), and short range networks, like Wi-Fi, Bluetooth and ZigBee (0-1000m), LoRa network is used in Low Power Wide Area Network (LPWAN) technologies to fill this gap and to achieve the requirements of the IoT devices and applications [6]. With various advanced techniques, design and implementation of LoRa are proposed in many applications and scenarios, such as: smart city; environmental monitoring; smart health care; smart farming [7]... And the research to improve LoRa network architecture for other applications have been implementing. LoRa network has also been researched to implement in EWSs. In [8][9], LoRa network is proposed for flood early warning system and landslide early warning system. Though, the research concentrated on low-cost sensor and small area network aspects.

In this paper, a LoRa network architecture was proposed for a data acquisition system. The system was designed as an aim of CT2019.01 project to collect data in the Vietnam’s North Mountain region for: Forecasting and warning of risks of natural disasters; Environment monitoring; Climate changing study and Agro-forestry decision assisting. Following the aim of the project, the proposed system needs to have distance of several kilometers between sensor nodes and receiving node and effective-cost. In the next sections, the suitable solutions will be shown in sequent and the results of practical implement in field of Ban Lang Ward, Phong Tho District, Lai Chau Province of Vietnam.

2. Proposed system

2.1 System structure

Nowadays, EWSs use Wireless sensor network (WSN) as the most efficient solution for data acquisition system [10]. The EWSs can be classified into two main groups: Local EWSs (Lo-EWSs) or Territory EWSs (Te-EWSs). The difference

between Lo-EWSs and Te-EWSs is the area supervised by their used WSN. For instance, the landslide early warning systems (LEWSs) can be defined as following. Systems addressing single landslides at slope scale are herein referred to as local LEWSs (Lo-LEWSs), and systems dealing with the possible occurrence of multiple landslides at regional scale are named territorial systems (Te-LEWSs). The Te-LEWSs provide a more general name for all the LEWSs employed over a wide area, e.g. a nation, a region, a municipal territory, a river catchment [5].

With the approach of the classification above, the desired data acquisition in our project must operate like a Te-EWS, with the distance of several kilometers between sensor node and receiving node. It means, the communication should be implemented by mobile network signal (GSM) as conventional system. The problems of using GSM communication are: The telecommunication costs reduce system cost-effective; And there are many no GSM signal places in the North Mountain area of Vietnam. To solve the problem, a proposed system structure is shown in Fig. 25.a. In the structure, each Sensor Station (SS), acts as a sensor node, is arranged in a monitoring place. A Center Station (CS) acts as a receiving node is installed in a place, where must has GSM signals, to collect data from around SSs. With the benefit of LoRa communication between stations, each CS can collect data of region up to 20km in diameter (can be extend with some type of network protocol). The collected data is sent to server by CS through GSM (GPRS/3G or 4G) signal. To archive target of the project, many monitoring regions need to be installed as show in Fig. 25

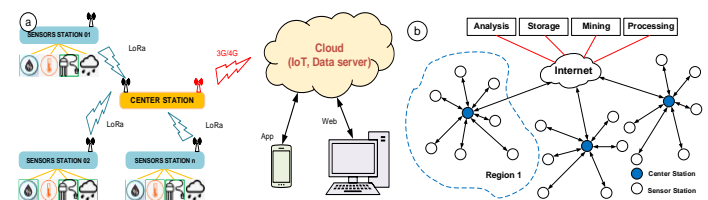


Fig. 25. Proposed system structure.

2.2 Stations' hardware

With the proposed system structure, the CS and SSs are designed to meet the technical requirements of Te-EWS and cost-effective system. Therefore, communication between the SSs and CS is performed by the Lora modules. These stations have been designed and assembled with components easily found in the Vietnamese market.

The SSs are designed as sensor nodes with actual structure shown in Fig. 26. In which, Pic16F886s from Microchip are used as the central controller of the stations. The sensors in each station are soil moisture sensor, Air humidity sensor, Air temperature sensor and Rainfall sensor. There are also two ADC inputs; 04 digital inputs; 04 digital outputs; 01 PWM output, which are reserved for the future additional sensors. Communication of the SS is performed via the Lora E32 433T30D module. This 1W module allows connection range of 10km in theoretically that ensuring communication range for a Te-EWS. The stations use power from a 12V battery and a solar panel. Based on the structure above, circuit board of SS is designed and manufactured as in Fig. 26.b.

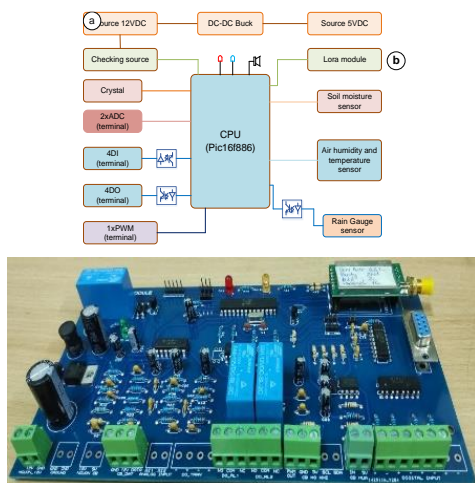


Fig. 26. Sensor station block diagram and realistic circuit board

The CS performs the function of a base node in the WSN system mentioned above. Station structure and manufactured circuit board is depicted in **Error! Reference source not found.** The central controller of CS is a Raspberry Pi board.

CS communicates to SSs via Lora E32 433T30D module, while data server communication is done through GSM 3G sim module. The station is also powered by a 12V storage power source and a solar cell source.

By using designs with components from local market, manufacturing costs of CS and SS are about 300 and 200 USD in sequential order. The costs are acceptable in compare with some type of importing stations for weather or air quality monitoring.

3. Practical implementation and communication solution

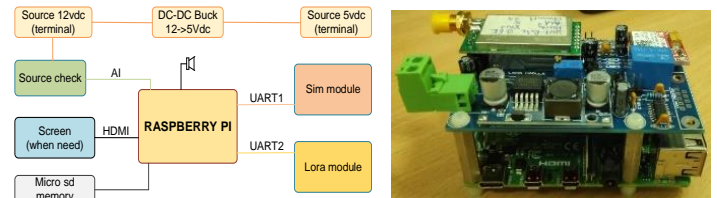


Fig. 27. Center station block diagram and realistic circuit board

3.1 Field installation

With the aim to collect data in the Northern mountainous provinces, the selected site for the system testing is Ban Lang Ward, Phong Tho District, Lai Chau Province of Vietnam. The testing system includes 01 CS and 05 SSs which are arranged at marked point in Fig. 28.

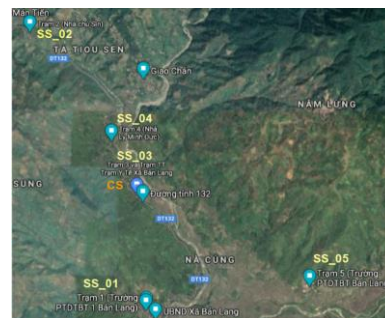


Fig. 28. Station positions in Ban Lang Ward

At first, the stations were connected according to Star Topology (Single-Hop). The CS acts as a Base Station and the SSs act as Sensor Nodes sending data to the CS. The distances between the

stations are determined directly on the Google map shown in Table 3. Although the distance between the SSs to CS is within the transmission range of the selected Lora module (maximum 7.94km), the connections between CS and SSs are frequently interrupted by weak signals. Therefore, a signal transmission algorithm and Mesh Topology structure were deployed.

Table 3. Stations real distances (km)

S	CS	SS01	SS02	SS03	SS04	SS05
CS	0.0	2.10	4.29	0.15	1.29	4.10
SS01	2.1	0.00	3.45	2.40	3.63	6.35
SS02	4.2	3.45	0.00	4.11	2.87	7.94
SS03	0.1	2.40	4.11	0.00	1.34	4.29
SS04	1.2	3.63	2.87	1.34	0.00	5.16
SS05	4.1	6.35	7.94	4.29	5.16	0.00

3.2 Routing Algorithm

Normally, the signal strength from one node on other depends on the distance between them Fig. 29a. In which, the received signal strength will be attenuated with distance as in:

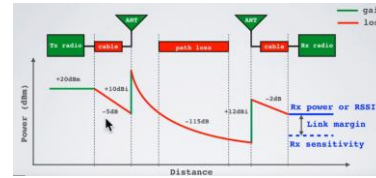
$$L(fs) = 32.45 + 20\log(D) + 20\log(f) \quad (2)$$

Where: $L(fs)$ = Free space loss in dB; D = Distance between SSs and CS in km; f = Carrier frequency in MHz

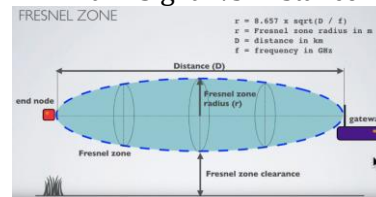
In WSN's literature, Optimal Routing is usually done according to the shortest distance between stations. However, the actual signal strength is also affected by obstacles, weather condition according to the Huygens Fresnel Fig. 29b [14]. Therefore, with complicated terrain of mountainous areas, it is not appropriate to optimize routing path by distance. Optimization of routing path here is done by converting the Received Signal Strength Indication (RSSI) to equivalent distance according to Eq.2.

$$RSSI (dBm) = -164 + Rssi \quad (3)$$

Where: RSSI = Loss in dB; Rssi = RSSI register value in the LoRa module.



a. Signal vs. Distance



b. Fresnel zone

Fig. 29. Huygens Fresnel principle [11]

From Eq.1 and Eq.2 deduce the equivalent distance between stations based on the received signal will be:

$$D = 10^{\left(\frac{131.55 - Rssi - 20\log(f)}{20}\right)} \quad (4)$$

The experiments were executed at node positions by a computer program and a LoRa module to calculate equivalent distances. At each position, the testing computer tried to communicate to the other nodes and recorded RSSI register values. The actual test results of the signal strengths are shown in the Table 4. From RSSI register values, equivalent distances were calculated as in Eq.3, second value in each cell of Table 4. The equivalent distances are then mapped to Fig. 30a. and used for communication routing path optimization.

Table 4. RSSI value/Equivalent distance (km)

S	CS	SS01	SS02	SS03	SS04	SS05
CS	#	0/inf	61/7.78	100/0.08	66/4.37	59/9.79
SS01	0/inf	#	0/inf	0/inf	0/inf	60/8.72
SS02	61/7.7	0/inf	#	64/5.50	67/3.89	59/9.79
SS03	100/0.08	0/inf	64/5.50	#	70/2.76	61/7.78
SS04	66/4.3	0/inf	67/3.89	70/2.76	#	58/10.99
SS05	59/9.7	60/8.72	59/9.79	61/7.78	58/10.99	#

The optimization was implemented with an improved Dijkstra algorithm on equivalent distances.

- (1) Initialization: num=0, dist=+∞, v[i]=0, (i=0, 1...n);
- (2) If cost[s][i] ≤ 1, then set v[i]=1, (i=0, 1...n);
- (3) If v[r] = 1, then dist=cost[s][r], go to step (8); else go to step (4);

(4) $\forall i \in \{v[i]=1\}$, $u[num]=1$, set $v[j]=1$ when $j \in \{cost[u[num]][j] \leq l\}$, ($j=0,1,...n$);
 (5) If $v[r] \neq 1$, then $num++$, repeat step (4); else record the path that fulfills $v[r]=1$, and

$$dist[num] = cost[s][u[0]] + \sum_{j=0}^{num-1} cost[u[j]][u[j+1]] + cost[u[num]][r]$$

(6) $num=num+1$, repeat steps (4) and (5) until all the paths, that fulfill $v[r]=1$, are obtained;

(7) Set $dist = \min\{dist[i], i=0, 1, ..., num\}$

(8) Output the corresponding path.

Where: n: Number of network nodes; s: Sending node; r: Receiving node; l: Limited transmission radius; u[num]: Relay node [num] of a routing path; v[i]: Visit mark (if not visited, set $v[i]=0$; else set $v[i]=1$); cost[i][j]: Distance between node i and node j; dist: Distance corresponding to the optimal path from s to r.

Implemented the above algorithm, simulations of a network and optimize routing paths are given in Fig. 30b.

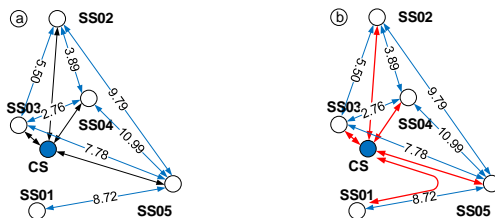


Fig. 30. Communication optimal routing path

in every 30 minutes. In Fig. 31 is the result of temperature and air humidity data of the 5 experimental sensor stations from 0:00 8th February to 0:00 10th February. The result graphs show that the system can collect data without interruption (there is no suddenly changing value) in the two days. The experimental results show that the proposed system can meet the technique requirement of the CT2019.01 project. The system with hardware and software can work and collect data from sensor stations with the furthest distance of 7.94km.

4. Conclusions

The paper described the implementation of a data collection system for monitoring, Territorial warning of geography disasters and supporting decision making. The proposed hardware and LoRa network topology are presented and implemented in Ban Lang Ward. The practical problem of weak signal making loss connection was depicted and solved with suitable topology and optimal routing path. Test results show the efficient of suggested topology and optimal routing path which is based on equivalent distance. That give the system ability to collect data and transmit stably to the center of the system. In further research, the optimal routing path should be implemented online with the network mapping signal strength measuring continuously.

References

[1] Z. Tao, H. Zhang, C. Zhu, Z. Hao, X. Zhang, and X. Hu, "Design and operation of App-based intelligent landslide monitoring system: the case of Three Gorges Reservoir Region," *Geomatics, Nat. Hazards Risk*, vol. 10, no. 1, pp. 1209–1226, 2019, doi: 10.1080/19475705.2019.1568312.

[2] F. Huang, X. Luo, and W. Liu, "Stability Analysis of Hydrodynamic Pressure Landslides with Different Permeability Coefficients Affected by Reservoir Water Level Fluctuations and Rainstorms," *Water*, vol. 9, no. 7. 2017, doi: 10.3390/w9070450.

[3] T. Ngọc, "Thiên tai cực đoan, dị thường," *Nhân dân điện tử*, 2020.

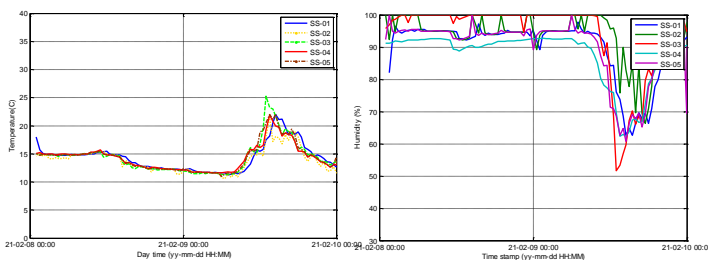


Fig. 31. Temperature & Humidity

3.3 Results

Using the proposed system structure, network topology and routing algorithm, the experimental data acquisition system has been implemented and testing in Ban Lang Ward. Data has been collected

<https://nhandan.com.vn/tin-tuc-xa-hoi/thien-tai-cuc-doan-di-thuong-628407/>.

[4] M. Calvello, "Early warning strategies to cope with landslide risk," *Riv. Ital. di Geotec.*, vol. 51, no. 2, pp. 63–91, 2017, doi: 10.19199/2017.2.0557-1405.063.

[5] L. Piciullo, M. Calvello, and J. M. Cepeda, "Territorial early warning systems for rainfall-induced landslides," *Earth-Science Rev.*, vol. 179, no. April 2017, pp. 228–247, 2018, doi: 10.1016/j.earscirev.2018.02.013.

[6] D. M. Ibrahim, "Internet of Things Technology based on LoRaWAN Revolution," 2019 10th Int. Conf. Inf. Commun. Syst., no. September, pp. 234–237, 2019, doi: 10.1109/IACS.2019.8809176.

[7] Q. Zhou, K. A. N. Zheng, S. Member, L. U. Hou, J. Xing, and R. Xu, "Design and Implementation of Open LoRa for IoT," *IEEE Access*, vol. PP, p. 1, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2930243.

[8] E. Leon, C. Alberoni, M. Wister, and J. A. Hernández-nolasco, "Flood Early Warning System by Twitter Using LoRa †," 2018, doi: 10.3390/proceedings2191213.

[9] M. Gamperl and J. Singer, "Internet of Things Geosensor Network for Cost-Effective Landslide Early Warning Systems," pp. 1–23, 2021.

[10] V. Van Khoa and S. Takayama, "Wireless sensor network in landslide monitoring system with remote data management," *Meas. J. Int. Meas. Confed.*, vol. 118, no. January, pp. 214–229, 2018, doi: 10.1016/j.measurement.2018.01.002.

[11] G. Quoc-Anh, N. Dinh-Chinh, T. Duc-Nghia, T. Duc-Tan, K. T. Nguyen, and K. Sandrasegaran, "Wireless technology for monitoring site-specific landslide in Vietnam," *Int. J. Electr. Comput. Eng.*, vol. 8, no. 6, pp. 4448–4455, 2018, doi: 10.11591/ijece.v8i6.pp4448-4455.

[12] R. Azzam, T. Fernandez-Steeger, C. Arnhardt, H. Klapperich, and K. Shou, "Monitoring of landslides and infrastructures with wireless sensor networks in an earthquake environment," *Memorias la Conf. 5th Int. Conf. Earthq. Geotech. Eng.*, no. May 2014, pp. 10–13, 2011.

[13] L. Varandas, J. Faria, P. D. Gaspar, and M. L. Aguiar, "Low-cost IoT remote sensor mesh for large-scale orchard monitorization," *J. Sens. Actuator Networks*, vol. 9, no. 3, 2020, doi: 10.3390/JSAN9030044.

[14] "LoRa," 2018, <https://lora.readthedocs.io/en/latest/#range-vs-power>.

Trang bị điện khí nén cho cửa gió trong khai thác mỏ hầm lò

Đỗ Như Ý^{1*}, Ngô Thanh Tuấn¹

¹⁾ Bộ môn Điện khí khóa, khoa Cơ – Điện, Đại học Mở Địa – Chất, donhuy@humg.edu.vn

THÔNG TIN BÀI BÁO

TÓM TẮT

Quá trình:

Nhận bài 15/05/2021

Chấp nhận 16/7/2021

Đăng online

19/12/2021

Từ khóa:

Cửa gió, điện khí nén, xylanh khí nén.

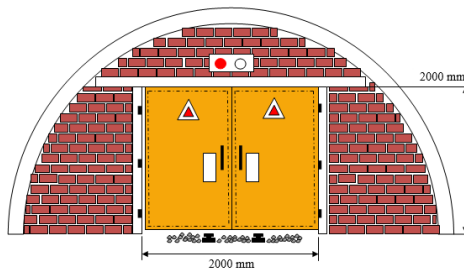
Cửa gió là công trình trong khai thác mỏ hầm lò được xây dựng nhằm mục đích điều chỉnh lưu lượng gió trong lò. Hiện nay việc đóng mở cửa gió được thực hiện bằng tay qua hệ thống dẫn động bằng thủy lực. Nhược điểm của giải pháp này tốn nhân công vận hành, tăng chi phí đầu tư, mất an toàn do phải sử dụng hộp dầu, động cơ điện phòng nổ. Trong những năm gần đây hệ thống khí nén đã được đưa vào sâu trong lò. Qua đó, việc dẫn động cửa gió bằng thủy lực có thể được cải tiến chuyển sang dẫn động bằng điện khí nén. Khi dẫn động bằng khí nén sẽ có ưu điểm, chi phí đầu tư ban đầu rẻ, hệ thống an toàn hơn. Nội dung của bài báo đi xây dựng hệ thống điều khiển điện khí nén tự động cho cửa gió, kết quả nghiên cứu có thể được triển khai áp dụng trong thực tế để giảm nhân công vận hành và hạn chế phải nhập thiết bị của nước ngoài.

© 2021 Trường Đại học Mở - Địa chất. Tất cả các quyền được bảo đảm.

1. Đặt vấn đề

Cửa gió (hình 1) là một dạng của công trình gió là tổ hợp các công trình phụ được xây dựng nhằm điều chỉnh gió, dẫn gió hoặc cách gió [1]. Đa phần các cửa gió hiện nay trong khai thác mỏ được thực hiện truyền động bằng thủy lực. Khi dẫn động bằng thủy lực (hình 1) sẽ có ưu điểm

lực đóng mở ổn định, quá trình đóng mở không ảnh hưởng tới các hệ thống lân cận. Tuy nhiên nhược điểm lớn của giải pháp này là tăng chi phí đầu tư (phải có bộ nguồn thủy lực), phải sử dụng động cơ điện phòng nổ, hộp dầu thủy lực gây ra mất an toàn hơn so với sử dụng bằng điện khí nén [2].



Hình 1. Cửa gió trong khai thác mỏ hầm lò

Trong những năm gần đây, hệ thống khí nén của các xí nghiệp mỏ đã được đưa vào sâu trong lò tới tận các phân xưởng khai thác. Do vậy, ngoài phương pháp dẫn động bằng thủy

lực có thể cải tiến đóng mở cửa gió bằng thủy lực sang sử dụng giải pháp điện khí nén để đóng mở cửa gió. Khi dẫn động bằng cửa gió bằng khí nén sẽ có ưu điểm, chi phí đầu tư ban đầu rẻ vì

sử dụng nguồn khí nén sẵn có của mỏ, hệ thống an toàn hơn vì không phải sử dụng hộp dầu và động cơ điện phòng nổ. Xu thế sử dụng điện khí nén để trang bị tự động các khâu trong khai thác mỏ được nhiều nước trên thế giới áp dụng, có thể kể đến các sản phẩm như cửa gió điều khiển tự động bằng khí nén ZMK-127 của Trung Quốc, sản phẩm ВЕНТ-ШЛЮЗ của LB Nga... Để xây dựng được hệ thống điều khiển tự động điện khí nén cho cửa gió cần thiết phải xác định được các thông số của hệ thống, từ đó có thể được triển khai áp dụng trong thực tế để giảm nhân công vận hành và hạn chế phải nhập thiết bị của nước ngoài.

2. Trang bị điều khiển điện khí nén cho cửa gió

2.1. Xác định áp lực khí nén

Áp lực của khí nén chuyển hóa thành lực của xy lanh khí nén tác động lên hệ thống để thực hiện việc đóng mở cửa theo tín hiệu điều khiển. Lực đẩy của xy lanh khí nén phụ thuộc vào giá trị áp lực gió theo vận tốc gió được xác định theo công thức [3]:

$$A=0,613.k_d.V^2 \text{ (N/m}^2\text{)}$$

Trong đó: V - Vận tốc gió cơ bản; K_d - hệ số gió theo phương đứng $K_d = 1,2$;

Theo khảo sát, trong khai thác mỏ hầm lò ở Việt Nam tốc độ gió tối đa trong khoảng $V_{\max} = (13 \div 15) \text{ m/s}$, để tính toán áp lực của gió trong khai thác mỏ lấy giá trị tốc độ gió trung bình $V_{\text{maxtb}} = 14 \text{ m/s}$. Áp lực gió tác động lên mỗi cửa gió:

$$A=0,613.k_d.V^2=0,613.1,2.13.13=145 \text{ (N/m}^2\text{)}$$

Lực tác động lên một cánh cửa là:

$$F_g = A.F = A.a.b = 145 \times 2,0 \times 1,0 = 290 \text{ N} = 0,29 \text{ kN}$$

Trong đó: $F = a.b = 2,0 \times 1,0 = 2 \text{ m}^2$ - là diện tích của một cửa gió; a- chiều dài cánh cửa; b - chiều rộng cánh cửa.

Để quay được cánh cửa, thì xy lanh khí nén phải có một lực đẩy (F_{xl}) cần thiết để tạo ra mômen quay đảm bảo điều kiện:

$$M_d > k_{bs}.M_c$$

$$M_c = M_g + M_{mst} + M_{msd}$$

Trong đó:

- M_g mômen được tạo bởi lực cản do gió gây ra (ứng với lực F_g), được xác định:

$$M_g = F_g.b/2 = 290.1000/2 = 145.000 \text{ Nmm}$$

- M_{mst}, M_{msd} - mômen được tạo ra do mát sát ổ trục trên (M_{mst}) và ổ trục dưới (M_{msd}), được xác định:

$$M_{mst} = \frac{\left(\sqrt{G_{ct}^2 + F_{cd}^2}\right) \cdot f \cdot d_t}{2}, \text{ Nm}$$

$$M_{msd} = R_c + \frac{\left(R_c + \sqrt{G_{ct}^2 + F_{cd}^2}\right) \cdot f \cdot d_d}{2}, \text{ Nm}$$

Trong đó: R_c - là phản lực của ổ dưới theo phương đứng, $R_c = G_c = 2500 \text{ N}$; F_{ct}, F_{cd} - là lực của ổ trên, ổ dưới cản lực đẩy của gió theo phương ngang; f - hệ số ma sát trượt của ổ trục và ổ, $f = 0,1$; d_t, d_d - là đường kính ổ trục trên, ổ trục dưới $d_t = d_d = 50 \text{ mm}$. F_{ct}, F_{cd} - lực của ổ trục trên, ổ trục dưới cản lực đẩy của gió theo phương ngang; G_{ct}, G_{cd} - là lực của ổ trục trên, ổ trục dưới cản trọng lực theo phương ngang.

Lực của ổ trục trên, ổ trục dưới cản lực đẩy của gió theo phương ngang, xác định theo công thức: $F_{ct} = F_{cd} = F_g/2 = 290/2 = 145 \text{ (N)}$

Lực của ổ trục trên, ổ trục dưới cản trọng lực theo phương ngang xác định theo công thức:

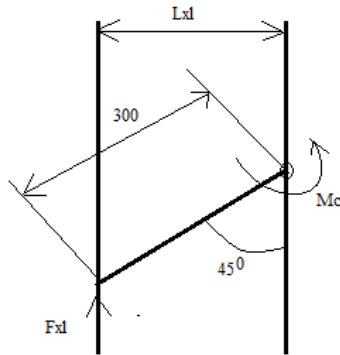
$$G_{ct} = G_{cd} = G_c \frac{b}{2h} = 2500 \cdot \frac{1000}{2.2000} = 625, \text{ N}$$

h - chiều cao của cửa, $h = 2000 \text{ mm}$.

Từ đó, xác định được:

$$M_{mst} = \frac{\left(\sqrt{G_{ct}^2 + F_{cd}^2}\right) \cdot f \cdot d_t}{2} = \frac{\left(\sqrt{625^2 + 145^2}\right) \cdot 0,1 \cdot 50}{2} = 1604 \text{ N.mm}$$

$$M_{msd} = R_c + \frac{\left(R_c + \sqrt{G_{ct}^2 + F_{cd}^2}\right) \cdot f \cdot d_d}{2} = 2500 + \frac{\left(2500 + \sqrt{625^2 + 145^2}\right) \cdot 0,1 \cdot 50}{2} = 5354 \text{ N.mm}$$



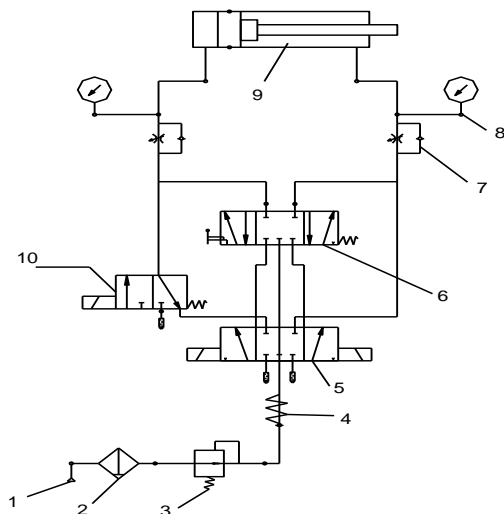
Hình 2. Lực của xylanh khí nén

Tổng mômen cản của cửa gió:

$$M_c = 145000 + 1604 + 5354 = 153000 \text{ N.mm}$$

Theo hình 2, lực đẩy của xylanh khí nén được xác định theo công thức:

$$F_{xl} \geq 1,25 \frac{M_c}{L_{xl}} = 1,25 \frac{153000}{221} = 1071 \text{ N}$$



Hình 3. Sơ đồ mạch điều khiển điện khí nén

2.2. Trang bị thiết bị ngoại vi cho điều khiển điện khí nén

Nguyên lý hoạt động của cửa gió lúc bình thường cửa đóng lại, khi có người hoặc vật (tàu điện, xe goòng...) đi qua cửa sẽ tự động mở ra, sau khi người hoặc vật đã đi qua cửa sẽ tự động

L_{xl} - là cánh tay đòn của lực xylanh khí nén,

$$L_{xl} = 300 \cdot \cos 45 = 221 \text{ mm}$$

Áp suất khí nén cần thiết để thiết kế hệ thống đóng mở của bằng khí nén:

$$P \geq k_{at} \frac{F_{xl}}{S} = k_{at} \frac{F_{xl}}{\pi \cdot R^2}$$

Trong đó: P (N/m^2) - áp suất khí đường khí nén; S (m^2) - diện tích của piston phải được cấp khí, $k_{at} = 1,2$ - hệ số an toàn.

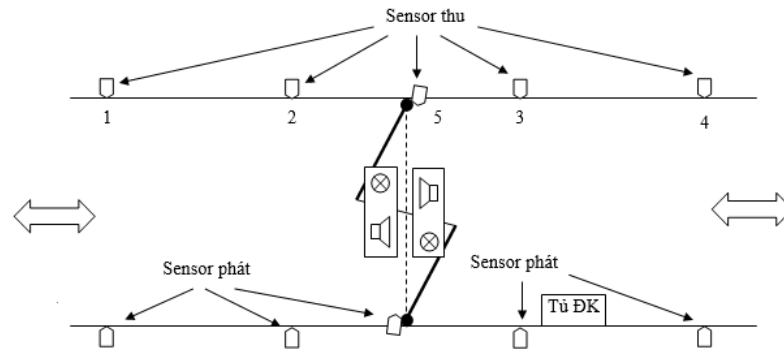
Để đóng mở của tin cậy thì theo kinh nghiệm để đảm bảo độ bền cơ học, xylanh khí nén có đường kính có đường kính $D = 60 \div 80 \text{ mm}$. Lựa chọn loại xylanh khí nén có $D = 80 \text{ mm}$ hành trình xylanh 250mm để đủ lực mở hệ thống cần một áp suất khí nén.

$$P \geq k_{at} \frac{F_{xl}}{S} = k_{at} \frac{F_{xl}}{\pi \cdot R^2} = 2,5 \text{ (bar)}$$

Hiện tại đường khí nén của mỏ được cấp có áp suất vào khoảng 3÷8 (bar) nên đảm bảo việc cung cấp lực để đóng mở cửa. Sơ đồ mạch điều khiển điện khí nén cấp cho xy lanh được thiết kế như hình 3 [3].

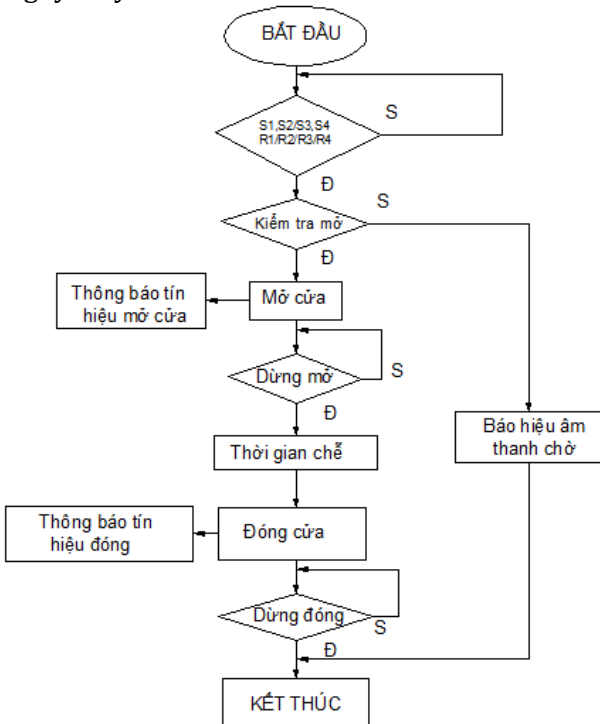
1	Nguồn cấp khí
2	Lọc tinh
3	Van ổn áp
4	Van một chiều
5	Van đảo chiều điện
6	Van đảo chiều bằng tay
7	Van tiết lưu
8	Xy lanh đẩy
9	Van xả

đóng lại. Để đảm bảo các nguyên lý hoạt động tùy vào mức độ của hệ thống mà phải trang bị các thiết bị ngoại vi hình 4 bao gồm: Cảm biến hồng ngoại để xác định người và vật qua cửa, cảm biến hình ảnh để giám sát hình ảnh, sensor điện từ để nhận biết trạng thái cửa hoạt động... loa, đèn để cảnh báo [1].



Hình 4. Trang bị thiết bị ngoại vi cho cửa gió tự động

Hệ thống điều khiển điện khí nén của cửa gió được thực hiện qua một tủ điều khiển PLC, với nguyên lý điều khiển như lưu đồ hình 5.



Hình 5. Lưu đồ điều khiển cửa gió

Do đặc thù khai thác mở hầm lò là môi trường khắc nghiệt, không gian hạn chế, nguy cơ mất an toàn cao. Nguy cơ mất an toàn trong vận hành của gió thường xảy đến khi có tàu điện, thiết bị có tốc độ lớn nhất trong các đường lò. Để đảm bảo an toàn thì các thiết bị ngoại vi phải tính toán được vùng lắp đặt phù hợp để đảm bảo lưu thông của tàu điện. Vận tốc của tàu điện phụ thuộc vào

nhiều yếu tố: tốc độ gió, điều kiện đường lò; tình trạng tàu...qua khảo sát thực tế có được:

- Tàu điện trong mỏ hầm lò thường có tốc độ tương đương 1,7m/s.
- Để tàu phanh từ vận tốc 1,7m/s cho đến khi dừng hẳn quãng đường tối đa là 20m;
- Để tàu hãm ở vận tốc 1,0 (m/s) đến khi dừng hẳn là vào khoảng 9m;
- Thời gian chuẩn bị hãm theo qui định đối với tàu mỏ hầm lò là từ 1,5(s) ÷ 2,5(s).

Như vậy, quãng đường chuẩn bị hãm:

$$S_h = 2,5 \cdot 1,7 = 4,2m$$

Quãng đường để bảo an toàn để tàu qua cửa:

$$S_{at} = k_{at} (20 + 4,2) = 1,2 \cdot 24,2 = 29m$$

Như vậy, để đảm bảo an toàn thì, trước cửa khoảng 29m đặt một biển báo làm cảnh giảm tốc độ của lái tàu, trong khoảng trước cửa từ 9m đến 10m đặt các cảm biến hồng ngoại để phát hiện vật qua cửa.

3. Kết luận

Như vậy, qua việc tính toán trang bị được hệ thống điện khí nén nhằm mục đích thực hiện quá trình đóng mở cửa gió tự động thay thế cửa thủy lực hoàn toàn có tính khả thi. Kết quả nghiên cứu có thể được triển khai áp dụng trong thực tế để giảm nhân công vận hành, nội địa hóa sản phẩm. Việc làm chủ được công nghệ thiết kế chế tạo cửa gió tự động đóng mở bằng khí nén trong khai thác mỏ có ý nghĩa lớn trong việc nội địa hóa thiết bị ngành than hạn chế phải nhập khẩu thiết bị hạn chế thất thoát ngoại tệ cũng như lệ thuộc công nghệ.

Lời cảm ơn

Nội dung bài báo được tài trợ bởi đề tài nghiên cứu khoa cấp Bộ Công Thương mã số 150.2020.ĐT.BO/BCT-KHCN.

Tài liệu tham khảo

1. Trần Xuân Hà và nnk, Giáo trình thông gió mở, Nhà xuất bản Khoa học và Kỹ thuật, Hà Nội - 2014.
2. До Ньы И, Нгуен Тхи Хонг, Исследование и проектирование шкафа управления автоматической вентиляционной двери в шахте. Технические науки. SSN 2411-7609.
3. American Society of Civil Engineers. Minimum Design Loads for Buildings and Other Structures. Reston, Virginia 2019.
4. Lê Văn Tiến Dũng (2011), Điều khiển khí nén và thủy lực, Trường Đại học kỹ thuật công nghệ TP.HCM.

Tạo hình biên dạng rotor cho cặp rotor bơm thùy

Nguyễn Thanh Tùng^{1,*}, Phạm Đức Thiên¹, Trần Thế Văn², Nguyễn Hồng Phong²

¹ Khoa: Cơ Điện, Trường: Đại học Mở Địa Chất, thanh tungbk.vn@mail.com

² Khoa: Cơ Khí, Đại học Sư phạm kỹ thuật Hưng Yên.

THÔNG TIN BÀI BÁO

Quá trình:

Nhận bài 15/05/2021

Chấp nhận 16/7/2021

Đăng online 19/12/2021

Từ khóa: Bơm thùy, CFD, epicycloid, hypocycloid

TÓM TẮT

Biên dạng hình học của rotor bơm thùy được xây dựng bằng phương pháp tổ hợp các đường cong họ cycloid. Trên cơ sở mô hình toán học đường cong họ cycloid cùng sự hỗ trợ của phần mềm Matlab và AutoCAD biên dạng hình học rotor bơm cánh khế kiểu 2 thùy, 3 thùy và 4 thùy được hình thành. Nghiên cứu có sử dụng phương pháp phân tích động lực học dòng chảy CFD (Computational Fluid Dynamics) và mô hình lưới động để xác định các thông số của dòng chảy qua bơm như cột áp, lưu lượng, tốc độ dòng chảy qua bơm. Kết quả tính toán cho thấy rotor kiểu 2 thùy cho hiệu suất thể tích lớn nhất. Rotor kiểu 3 thùy và 4 thùy không làm tăng hiệu quả làm việc nhưng có cung cấp dòng chảy có nhiều ưu điểm. Kết quả mô phỏng còn cho thấy khi tốc độ rotor tăng thì cột áp và tốc độ dòng chảy tăng gần tuyến tính theo tốc độ rotor. Khe hở giữa hai rotor trong khoảng 0,1 – 0,2 mm không ảnh hưởng nhiều tới hiệu suất của bơm.

1. Giới thiệu

Bơm thùy hay còn gọi là Lobe pump là thuộc dòng bơm thể tích được dùng phổ biến trong vận chuyển các chất lỏng có độ nhớt cao, chất lỏng pha rắn, vận chuyển bùn, vận chuyển khí (máy thổi khí). Nó được sử dụng khá phổ biến trong công nghiệp thực phẩm, công nghiệp hóa chất, công nghiệp khai thác khoáng sản... Bơm cánh khế cung cấp dòng chảy lớn và ổn định hơn các loại bơm cùng loại do hai rotor có thể làm việc với tốc độ cao và không tiếp xúc trực tiếp với nhau. Biên dạng rotor bơm đóng vai trò quan trọng và quyết định nhiều đặc tính làm việc của bơm. Nhiều nghiên cứu trong và ngoài nước đã tập trung thiết kế biên dạng hình học rotor nhằm cải thiện khả năng làm việc của bơm. Nguyễn Hồng Thái [1] thiết kế biên dạng hình học rotor dựa trên mối quan hệ giữa lưu lượng riêng với thông số hình học rotor. P-Y Wang, Z-H Fong [2] đưa ra biên dạng rotor hình thành từ năm cung cong liên tục

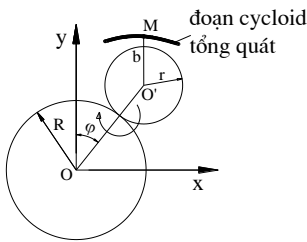
nhằm mở rộng dải áp suất làm việc của bơm. Nguyễn Thanh Tùng, Bùi Ngọc Tuyên [3] đánh giá ảnh hưởng của biên dạng rotor kiểu cung tròn tới hiệu suất thể tích của bơm. Ngày nay, phương pháp mô phỏng động học dòng chảy CFD (Computational Fluid Dynamic) được ứng dụng để đánh giá các đặc tính làm việc của dòng chảy qua bơm. Houzeaux [4] phát triển thuật toán mô phỏng dòng chảy qua bơm bánh răng sử dụng phương pháp phần tử hữu hạn. Z. F. Huang and Z. X. Liu [5] sử dụng phương pháp mô phỏng số để đánh giá ảnh hưởng của rotor tới khả năng làm việc của bơm thể tích. Các nghiên cứu trên đã đề cập tổng thể về phương pháp xây dựng biên dạng rotor và phương pháp mô phỏng số trong đánh giá ảnh hưởng của nó tới bơm. Tuy vậy một số yếu tố như khe hở biên dạng, số cánh rotor, tốc độ quay rotor vẫn chưa được thể hiện rõ trong các nghiên cứu trên.

Trong nghiên cứu này, biên dạng hình học rotor được xây dựng từ họ đường cong cycloid.

Tác giả sử dụng phương pháp CFD để làm rõ và cụ thể ảnh hưởng của rotor tới đặc điểm làm việc bơm như cột áp, tốc độ, lưu lượng dòng chảy qua bơm.

2. Xây dựng biên dạng rotor

Cho đường tròn (O',r) lăn không trượt trên đường tròn (O,R) , khi ấy một điểm M nằm trên đoạn thẳng $O'M = b$ sẽ hình thành đường cong họ Cycloid (Hình 1) Phương trình họ đường cong cycloid tiếp xúc ngoài [6]:

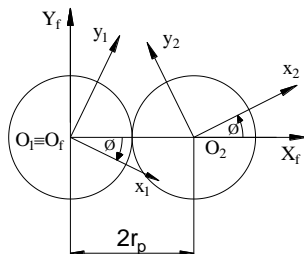


Hình 1. Đường cycloid

$$\begin{cases} x = (R+r) \cos \varphi - b \cos \frac{R+r}{r} \varphi \\ y = (R+r) \sin \varphi - b \sin \frac{R+r}{r} \varphi \end{cases} \quad (1)$$

Với φ là tham số chuyển động.

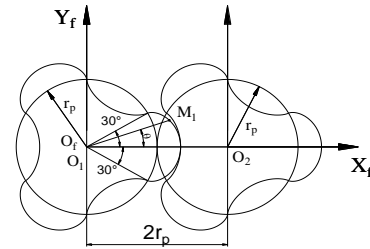
Khi hình thành biên dạng rotor, đỉnh rotor là đường epicycloid ($b = r$, đường cycloid tiếp xúc ngoài), phần lõm rotor của rotor này đối tiếp với phần đỉnh của rotor kia. Chọn hệ trục tọa độ $O_1X_1Y_1$ và $O_2X_2Y_2$ (Hình 2) gắn trên rotor 1 và rotor 2; chọn hệ trục tọa độ cố định $O_fX_fY_f$ có tâm O_f trùng O_1 .



Hình 2. Hệ tọa độ xây dựng biên dạng rotor

Điểm M_1 nằm trên đỉnh rotor 1 (Hình 3) được xác định qua véc tơ $\vec{r}_1 = \overline{O_1M_1}$:

$$\vec{r}_1 = \begin{bmatrix} x_1 \\ y_1 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (r_p+r) \cos \theta - r_p \cos \frac{r_p+r}{r} \theta \\ (r_p+r) \sin \theta - r_p \sin \frac{r_p+r}{r} \theta \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2)$$



Hình 3. Biên dạng rotor kiểu 3 thùy

Trong quá trình làm việc phần lõm của rotor 2 đối tiếp với phần đỉnh của rotor 1 nên tọa độ điểm $M_2(x_2,y_2)$ trên cung lõm S_2 được xác định thông qua ma trận chuyển đổi M_{21} , ta có: $M_2 = M_{21} \cdot M_1 = M_{2f} \cdot M_{f1} \cdot M_1$ (3)

Trong đó: M_{f1} là ma trận chuyển đổi từ hệ tọa độ $O_1X_1Y_1$ sang hệ tọa độ $O_fX_fY_f$;

M_{2f} là ma trận chuyển đổi từ hệ tọa độ $O_fX_fY_f$ sang hệ tọa độ $O_2X_2Y_2$

Theo [6]:

$$M_{2f} = \begin{bmatrix} \cos \phi & \sin \phi & -2r_p \cos \phi \\ -\sin \phi & \cos \phi & 2r_p \sin \phi \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$M_{f1} = \begin{bmatrix} \cos \phi & \sin \phi & 0 \\ -\sin \phi & \cos \phi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$M_{21} = M_{2f} \cdot M_{f1} = \begin{bmatrix} \cos 2\phi & \sin 2\phi & -2r_p \cos \phi \\ -\sin 2\phi & \cos 2\phi & 2r_p \sin \phi \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

(4)

Tọa độ điểm M_2 trên cung lõm của rotor 2 được xác định theo phương trình:

$$\begin{aligned} \vec{r}_2 = \begin{bmatrix} x_2 \\ y_2 \\ 1 \end{bmatrix} &= M_{21} \begin{bmatrix} x_1 \\ y_1 \\ 1 \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} (r_p + r) \cos(\theta - 2\phi) + r \cos\left(\frac{r_p + r}{r} \theta - 2\phi\right) - 2r_p \cos\phi \\ (r_p + r) \sin(\theta - 2\phi) + r \sin\left(\frac{r_p + r}{r} \theta - 2\phi\right) + 2r_p \sin\phi \\ 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5)$$

Trong đó: ϕ là tham số chuyển động của hệ tọa độ; θ là tham số hình học của đường cong. Theo [7] tham số ϕ và θ thỏa mãn phương trình:

$$\begin{aligned} f(\theta, \phi) &= r_p \sin(\theta - \phi) + r_p \sin\left(\frac{r_p + r}{r} \theta - \phi\right) \\ &+ r \sin\frac{r_p}{r} \theta - (r_p + r) \sin\frac{r_p}{r} \theta = 0 \end{aligned} \quad (6)$$

Phương trình (5) và điều kiện (6) kết hợp sử dụng chương trình Matlab cho ta biên dạng rotor kiểu đường họ cycloid (Hình 4).

3. Kết quả và thảo luận

3.1 Mô phỏng CFD

CFD là phương pháp mô phỏng dựa trên lý thuyết về phần tử hữu hạn. Dòng chảy qua bơm được xây dựng từ phương trình liên tục và phương trình động lượng [8]:

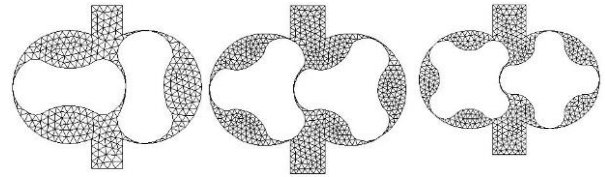
$$\text{Phương trình liên tục: } \frac{\partial \rho}{\partial t} + \nabla \cdot \rho \vec{V} = 0 \quad (7)$$

Phương trình động lượng:

$$\rho \left[\frac{\partial (\vec{V})}{\partial t} + (\nabla \cdot \vec{V}) \vec{V} \right] \nabla p + (\nabla_{\vec{T}}) = \rho \cdot \vec{g} + \vec{f} \quad (8)$$

Trong đó: p là áp suất tĩnh; \vec{T} là ứng suất căng; $\rho \cdot \vec{g}$ là trọng lực; \vec{V} là véc tơ vận tốc; \vec{f} là lực căng bề mặt.

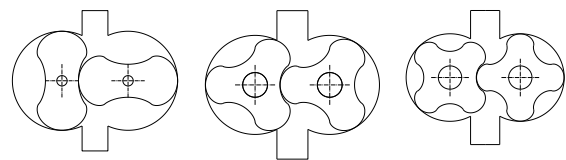
Rotor bơm thù có đường sinh thẳng nên kết quả trên mô hình 3D và 2D tương tự nhau. Do vậy, tác giả sử dụng mô hình rotor 2D để phân tích dòng chảy qua bơm thù. Chia lưới phần tử 2D là lưới tam giác có kích thước cạnh 0.4 mm (Hình 5).



a. Kiểu 2 thù b. Kiểu 3 thù c. Kiểu 4 thù

Hình 5. Mô hình lưới.

Thông số hình học cơ bản của bơm trong mô phỏng như sau: kích thước cửa vào $\phi 25 \text{ mm}$; kích thước cửa ra $\phi 25 \text{ mm}$; bán kính vòng chia rotor $r_p = 30 \text{ mm}$; khoảng cách tâm hai rotor 60 mm; khe hở biên dạng hai rotor 0,1-0,2 mm; khe hở đỉnh rotor với thành trong của vỏ bơm 0,1 mm; kích thước vỏ bơm trong các trường hợp đều tương tự nhau. Thông số của dòng vận



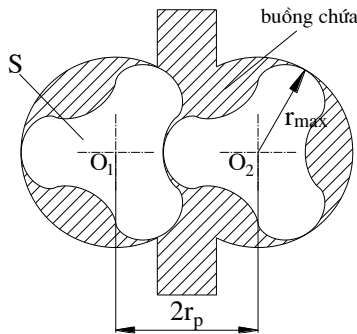
a. Kiểu 2 thù b. Kiểu 3 thù c. Kiểu 4 thù

Hình 4. Hình dáng rotor bơm cánh khế.

chuyển: chất lỏng Newton không nén được; độ nhớt 0.001003 kg/m-s ; khối lượng riêng 998.2 kg/m^3 . Mô phỏng sử dụng mô hình dòng chảy rối k- ϵ ; thuật toán SIMPLE; biểu đồ sai số bậc nhất; tốc độ rotor quay từ $900 \div 1500$ vòng/phút; Hàm UDF (User Defined Function) để điều khiển tốc độ quay của hai rotor và lưới động; Mã CODE được viết trên ngôn ngữ lập trình C. Bước thời gian trong mô phỏng $t = 0.00001 \text{ s}$.

3.2 Phân tích sự hình thành hiệu suất thể tích

Thể tích buồng chứa là phần không gian bên được hình thành do cấu tạo hình học của vỏ bơm và hai rotor. Hiệu suất thể tích được thể hiện qua tỉ lệ giữa thể tích buồng chứa thực tế với thể tích do vỏ bơm tạo ra. Do đặc điểm cấu tạo của bơm cánh khế nên nó được đánh giá thông qua tỉ lệ diện tích mặt cắt k giữa không gian buồng chứa với diện tích vỏ bơm tạo ra (hình 6):



Hình 6. Diện tích buồng chứa.

$$\text{Theo [3]: } k = \frac{S_o - S}{S_o} \cdot 100\%$$

(9)

Trong đó S_o , S là diện tích vỏ bơm và diện tích 2 rotor.

Tỉ lệ diện tích mặt cắt k phụ thuộc vào tỉ lệ bán kính rotor và khoảng cách tâm $e = \frac{r_{\max}}{2r_p}$.

Kết quả tính toán tỉ lệ diện tích và tỉ lệ khoảng cách thể hiện ở bảng 1.

Bảng 1 thông số bơm

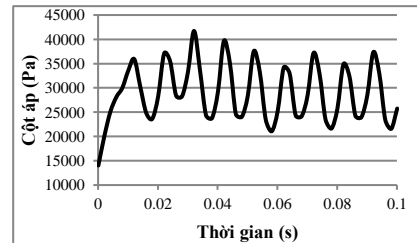
	Khoảng cách tâm	Tỉ lệ khoảng cách e	Tỉ lệ diện tích k
2 thùy	60 mm	0,78	51%
3 thùy	60 mm	0,67	45%
4 thùy	60 mm	0,63	41%

Bảng 1 cho thấy rotor kiểu 2 thùy cho tỉ lệ khoảng cách và tỉ lệ diện tích lớn nhất lần lượt

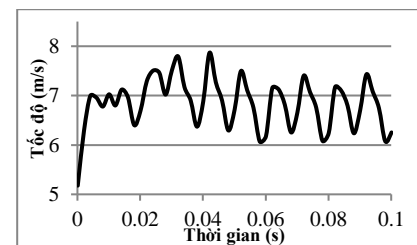
là 0,78 và 51%, thấp nhất là rotor kiểu 4 thùy tương ứng với 0,63 và 41%. Điều này cho thấy khi số cánh càng nhỏ thì khả năng tạo hiệu suất thể tích càng lớn. Hiệu suất bơm phụ thuộc vào nhiều yếu tố như tổn thất thủy lực, tổn thất cơ khí,... Do vậy, hiệu suất thể tích ảnh hưởng không đáng kể tới hiệu suất của bơm nhưng nó có ý nghĩa trong việc hình thành lưu lượng dòng chảy qua bơm.

3.3 Phân tích dòng chảy qua bơm

Cột áp bơm, tốc độ và lưu lượng là các thông số quan trọng để đánh giá dòng chảy qua bơm. Với bơm thể tích các thông số dòng chảy phụ thuộc nhiều vào biên dạng, khe hở hai rotor và khe hở rotor với vỏ bơm. Hình 7, 8 thể hiện sự biến đổi cột áp và tốc độ dòng chảy của bơm có rotor kiểu 2 thùy ở tốc độ 1500 vòng/phút với khe hở 2 rotor 0,2 mm và khe hở rotor với vỏ bơm 0,1 mm. Trong giai đoạn đầu ($t < 0,02s$) dòng chảy chưa ổn định nhưng sau đó ổn định dần. Cột áp (hình 7) biến đổi có chu kỳ và biên độ dao động tương đối ổn định, cột áp dòng chảy lớn nhất, nhỏ nhất đạt khoảng 41 Kpa và 21 Kpa. So với cột áp thì tốc độ dòng chảy (hình 8) kém ổn định hơn, tốc độ đạt giá trị lớn nhất khoảng 7,8 m/s và nhỏ nhất khoảng 6,1 m/s.



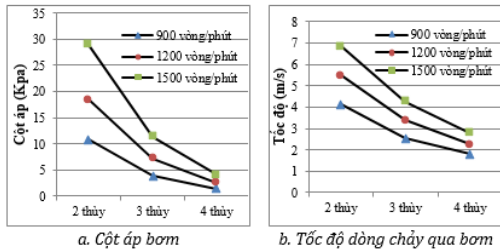
Hình 7 Sự biến đổi cột áp ở 1500 vòng/phút



Hình 8 Sự biến đổi tốc độ ở 1500 vòng/phút

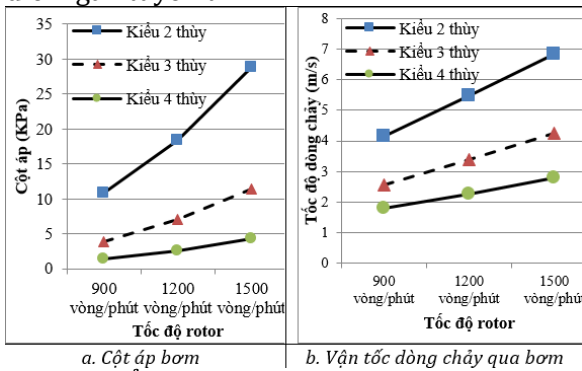
Bảng 2. Giá trị thông số dòng chảy.

Khe hở hai rotor	Cột áp trung bình của bơm (Pa)		
	900 vòng/phút	1200 vòng/phút	1500 vòng/phút
0,1 mm	4336	7601	12034
0.15 mm	4320	7601	12013
0.2 mm	4316	7600	11919



Hình 9: Ảnh hưởng của tốc độ tới dòng chảy

Số thùy và tốc độ rotor cũng ảnh hưởng đáng kể tới thông số dòng chảy cơ bản. Ở tất các trường hợp, khi tốc độ rotor tăng thì cột áp, tốc độ dòng chảy đều tăng (Hình 9) với đặc điểm gần tuyến tính.



Hình 10. Ảnh hưởng của số thùy tới dòng chảy

Hình 10 thể hiện ảnh hưởng của số thùy tới dòng chảy qua bơm. Khi số thùy tăng, số buồng chứa tăng lên dẫn tới tần số biến đổi các thông số dòng chảy tăng theo tỉ lệ số thùy. Cột áp, tốc độ dòng chảy qua bơm đều giảm khi tăng số thùy. Điều này có nghĩa khi sử dụng bơm rotor có nhiều thùy thì cột áp bơm và tốc độ dòng chảy nhỏ. Điều này sẽ ảnh hưởng tới khả năng tạo cột áp lớn của loại bơm này. Loại rotor 2 thùy cho cột áp lớn nhưng khi làm việc tới tốc độ cao thường ảnh hưởng tới bề mặt rotor dẫn tới giảm độ bền của bơm. Do vậy loại rotor 2

thùy hiện nay ít sử dụng. Trong nghiên cứu này, tác giả sử dụng bơm rotor 3 thùy để xét ảnh hưởng của khe hở rotor tới dòng chảy qua bơm.

Khi khe hở hai rotor tăng thì tổn thất thủy lực sẽ tăng lên, đó là nguyên nhân cơ bản dẫn tới sự giảm cột áp bơm. Bảng 3 cho kết quả mô phỏng cột áp bơm với khe hở hai rotor thay đổi từ 0,1 – 0,2 mm.

Giá trị cột áp có sự thay đổi theo chiều hướng tăng lên khi khe hở giảm, nhưng lượng thay đổi không đáng kể và có thể coi như không ảnh hưởng tới khả năng tạo cột áp bơm. Khi khe hở càng nhỏ thì việc chế tạo bơm càng phức tạp nên khe hở hai rotor bơm ở mức 0,2mm là hợp lý.

4. Kết luận

Nghiên cứu này sử dụng phương pháp mô phỏng động lực học dòng chảy CFD để phân tích ảnh hưởng của biên dạng hình học rotor bơm tới các thông số của dòng chảy như cột áp, tốc độ và lưu lượng. Quá trình mô phỏng thực hiện trên 3 mô hình rotor biên dạng họ đường cycloid kiểu 2 thùy, 3 thùy và 4 thùy ở 3 tốc độ rotor khác nhau 900 vòng/phút, 1200 vòng/phút và 1500 vòng/phút. Kết quả mô phỏng thể hiện được sự biến đổi tuần hoàn có chu kỳ của cột áp, tốc độ và lưu lượng dòng chảy qua bơm. Bơm cánh khế rotor kiểu 2 thùy cho cột áp, tốc độ dòng chảy lớn nhất. Khi tốc độ rotor tăng thì các thông số cơ bản của dòng chảy tăng gần tuyến tính với tốc độ rotor. Số thùy rotor càng lớn thì khả năng tạo cột áp giảm, vận tốc dòng chảy giảm. Kết quả nghiên cứu cũng cho thấy khe hở rotor trong khoảng 0,1 – 0,2mm không ảnh hưởng nhiều tới dòng chảy qua bơm cánh khế.

Tài liệu tham khảo

- [1]. Nguyen Hong Thai, Nguyen Thanh Trung , establishing formulas for design of Roots pump geometrical parameters with given specific flow rate, Tạp chí Khoa học Công nghệ, số 53, 2015, Đại học Bách khoa Hà nội, trang 533-542.
- [2]. P. Y. Wang, Z. H. Fong and H. S. Fang, Design constraints of five-arc Roots vacuum

-
- pumps, Proc. Inst. Mech. Eng., Part C - J. Eng. Mech. Eng. Sci., 216 (C2) (2002) 225-234
- [3]. Nguyen Thanh Tung, Bui Ngoc Tuyen, Study on the effect of the lobe pump's rotor profile to the volume ratio, Tạp chí Khoa học Công nghệ, số 39, 2017, Đại học Công nghiệp Hà Nội.
- [4]. G. Houzeaux and R. Codina, A finite element method for the solution of rotary pumps, Comput. Fluids, 36 (2007) 667-679.
- [5]. Z. F. Huang and Z. X. Liu, Numerical study of a positive displacement blower, Proc. Inst. Mech. Eng., Part C - J. Eng. Mech. Eng. Sci., 223 (2009).
- [6]. F. L. Litvin, Theory of gearing, Washington DC: NASA Reference Publication, 1989.
- [7]. F.L. Litvin, A. Fuentes, Gear Geometry and Applied Theory, the second edition, Cambridge University Press (2004).
- [8] Fluent 15.0 Documentation, Fluent Inc, New York, 2013.

Nghiên cứu, thiết kế mạch tăng áp DC/DC trong bộ nghịch lưu hòa lưới của hệ thống pin mặt trời

Nguyễn Đức Minh^{1,*}, Đỗ Như Ý², Trịnh Trọng Chương³

¹ Viện Khoa học Năng lượng, Viện Hàn lâm KH&CN Việt Nam, email: minhnguyenduc.ies@gmail.com

² Trường Đại học Mỏ-Địa chất, email: donhuy.hung@gmail.com

³ Trường Đại học Công nghiệp Hà Nội, email: chuongtt@hau.edu.vn

THÔNG TIN BÀI BÁO

TÓM TẮT

Quá trình:

Nhận bài 15/04/2021

Chấp nhận 16/8/2021

Đăng online 19/12/2021

Từ khóa:

Hệ thống PV hòa lưới, Bộ biến đổi DC/DC, hệ số chu kỳ D, Theo dõi điểm phát công suất cực đại toàn cục GMPPT

Hiệu quả làm việc của bộ nghịch lưu trong hệ thống phát điện pin mặt trời hòa lưới phụ thuộc vào nhiều yếu tố từ khâu tăng áp, khâu điều chế đến khâu lọc đầu ra. Khâu tăng áp có vai trò đảm bảo biên độ điện áp đầu ra nằm trong phạm vi nhất định. Bài báo này trình bày kết quả nghiên cứu, thiết kế chế tạo mạch tăng áp DC/DC, lựa chọn hệ số chu kỳ D (Duty cycle) có xét đến sự ảnh hưởng của cường độ bức xạ mặt trời. Kết quả thực nghiệm thấy rằng với cấu trúc mạch thiết kế và hệ số chu kỳ D đề xuất đã cải thiện được hiệu suất của mạch tăng áp, nâng cao hiệu quả làm việc cho bộ nghịch lưu và tỏ rõ khả năng ứng dụng trong thực tế.

© 2021 Trường Đại học Mỏ - Địa chất. Tất cả các quyền được bảo đảm.

1. Mở đầu

Bộ biến đổi DC-DC tăng áp chế độ chuyển mạch có nền tảng bắt nguồn từ việc phát triển các bộ biến đổi tăng áp điều chế độ rộng xung (PWM). Các cấu trúc liên kết DC-DC tăng áp chuyển đổi các mức điện áp thấp thành các mức cao hơn bằng cách tạm thời lưu trữ năng lượng đầu vào sau đó giải phóng nó ở đầu ra với một mức điện áp cao hơn. Các lưu trữ như vậy có thể được thực hiện ở các bộ phận lưu trữ từ trường (cuộn cảm) hoặc các bộ phận lưu trữ điện trường (tụ điện) qua việc sử dụng các yếu tố chuyển mạch chủ động và thụ động (công tắc điện và đi-ốt) (Trong nhiều ứng dụng, chẳng hạn hệ thống PV hòa lưới E. Figueres, G. Garcerá, J. Sandia, F. González-Espín, and J. C. Rubio, 2009) và các hệ thống phát điện dùng năng lượng tái tạo, cần thiết phải sử dụng bộ chuyển đổi với hệ số tăng áp cao. Các bộ chuyển đổi tăng áp DC/DC khác nhau đã được trình bày trong các tài liệu (S. Deshpande and N. R. Bhasme, 2018); (S. Chen, L.

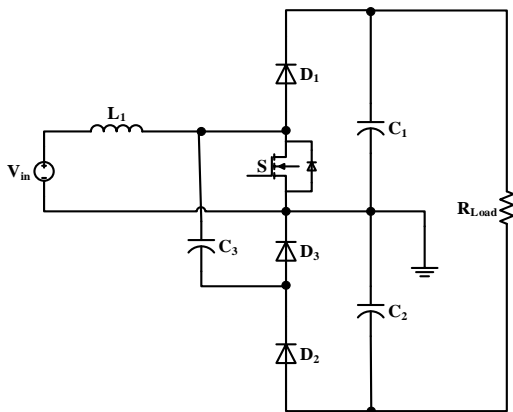
Zhou, Q. Luo, and B. Zhu, 2013). Tùy vào yêu cầu đặt ra sẽ sử dụng cấu trúc cách ly hoặc không cách ly (M. Forouzes, Y. P. Siwakoti, S. A. Gorji, F. Blaabjerg, and B. Lehman, 2017). Các bộ chuyển đổi sử dụng biến áp có thể thu được hệ số tăng áp cao bằng cách điều chỉnh tỷ số vòng dây và sử dụng các linh kiện có giá trị định mức thấp để giảm tổn thất dẫn. Tuy nhiên, các điện cảm rò gây ra gai điện áp cao trên các linh kiện công suất và thường đòi hỏi một mạch dập xung (snubber). Có thể sử dụng mạch dập xung kiểu điện trở - tụ điện - diode (RCD) hoặc mạch kẹp để giảm tổn thất năng lượng (M. Sahoo and S. Kumar K, 2014); (P. Marabeas, D. Coutellier, J. Yang, S. Choi, and V. G. Agelidis, 2011)

Hiệu suất của mạch tăng áp DC/DC hay hiệu quả làm việc cho bộ nghịch lưu phụ thuộc vào nhiều yếu tố khác nhau như: cấu hình; thiết bị điện tử công suất; phương pháp điều khiển; kỹ thuật bám theo điểm công suất cực đại; điều kiện môi trường; công suất truyền tải qua bộ biến đổi;... Và các yếu tố này liên quan đến nhau, hợp thành để nâng cao

hiệu quả làm việc của bộ biến đổi. Tuy nhiên, một số vấn đề cần xem xét thêm, thứ nhất để thiết kế một bộ chuyển đổi nhỏ gọn, phải có cách để giảm thiểu hoặc loại bỏ các tổn thất chuyển mạch. Trong trường hợp này các kỹ thuật chuyển mạch mềm và cộng hưởng được áp dụng cho các bộ tăng áp cao; thứ hai là trong khoảng thời gian công suất đầu ra của tấm pin mặt trời (PV) rất thấp thì hiệu suất của bộ biến đổi DC/DC vẫn rất thấp và chưa có được một bộ số liệu đủ tin cậy trong một phạm vi đủ rộng của dải tần số điều chế để xác định mối quan hệ giữa tần số băm áp và độ rộng xung điều chế đến hiệu suất của bộ biến đổi DC/DC; thứ ba là việc xác định điểm công suất cực đại (MPPT) truyền thống rất khó để theo dõi khi có bóng che một phần do có nhiều điểm MPPT địa phương (A. Kumar, 2015); (P. Kumar, G. Jain, and D. K. Palwalia, 2015). Trong bài báo này, chúng tôi sẽ trình bày đề xuất cấu hình tăng áp DC/DC mới bằng cách sử dụng một cấu hình tăng áp sử dụng ít khóa bán dẫn, ít cuộn kháng và hệ số tăng áp cao hơn các cấu hình thông thường. Từ đó dẫn đến việc điều khiển dễ dàng hơn, ít tổn thất trên linh kiện, hiệu suất tăng, giảm kích thước và trọng lượng mạch, chi phí thấp. Bên cạnh đó, chúng tôi cũng tính toán lựa chọn hệ số chu kỳ D (Duty cycle) hợp lý có xét đến ảnh hưởng của cường độ bức xạ mặt trời. Kết quả thực nghiệm cho thấy: mạch đề xuất đã cải thiện được hiệu suất, nâng cao hiệu quả làm việc bộ nghịch lưu.

2. Mạch tăng áp DC/DC đề xuất

2.1. Cấu hình mạch tăng áp DC/DC đề xuất

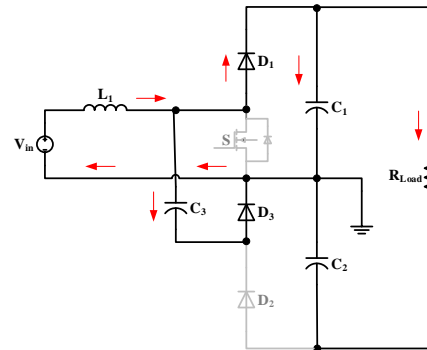


Hình 1. Cấu hình mạch tăng áp DC/DC đề xuất

Hình 1 mô tả cấu hình mạch tăng áp DC/DC đề xuất, bao gồm một nguồn cung cấp DC với điện áp nguồn Pin quang điện (V_{in}), một khóa bán dẫn chuyển mạch (S), ba diode (D_1, D_2, D_3), một cuộn cảm (L), ba tụ điện (C_1, C_2, C_3). Đầu ra ra được nối với tải trở (R_{load}). Giá trị điện áp đầu ra V_o tăng cao nhờ hoạt động của khóa bán dẫn S và khả năng tích trữ năng lượng của cuộn dây L và tụ điện C_3 làm cho điện áp trên tụ C_1 và C_2 cao hơn điện áp nguồn cấp. Phương pháp điều khiển dựa trên phương pháp điều chế độ rộng xung PWM.

2.2. Phân tích mạch

Cấu hình tăng áp này hoạt động dựa trên hai trạng thái đóng mở khóa bán dẫn S.



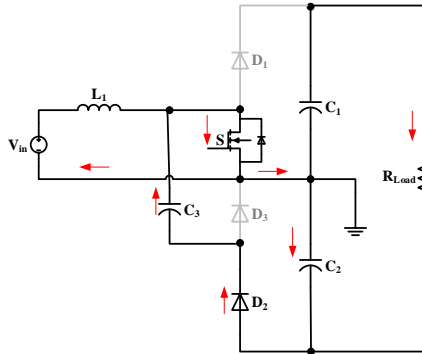
Hình 2a. Trạng thái 1

Trạng thái 1 (hình 2): trong khoảng thời gian $t = T - T_{ON}$, khóa S mở, lúc này năng lượng trên nguồn và năng lượng trên cuộn kháng L sẽ được nạp qua các tụ C_1 và C_3 thông qua các diode D_1 và D_3 . Điện áp trên tụ được xác định theo công thức (1):

$$U_{c1} = U_{c3} = U_{in} \frac{T}{T - T_{ON}} \quad (1)$$

Ở đây: U_{c1}, U_{c2}, U_{c3} là điện áp trên tụ C_1, C_2, C_3 ; U_{in} là điện áp nguồn; T là chu kỳ chuyển mạch; T_{ON} là thời gian đóng khóa bán dẫn S

Trạng thái 2 (hình 2b): trong thời gian T_{ON} , khóa S đóng. Lúc đó năng lượng từ nguồn DC sẽ tích trữ vào cuộn kháng L. Trong trạng thái này khóa S và D_2 đóng nên điện áp từ tụ C_3 sẽ nạp qua tụ C_2 . Điện áp trên tụ C_2 có giá trị bằng điện áp trên tụ C_3 .



Hình 2b. Trạng thái 2

$$\text{Như vậy: } U_{C2} = U_{C3} = U_{in} \frac{T}{T - T_{ON}} \quad (2)$$

Thay (2) vào (1) có thể xác định điện áp trên tụ C_1 và C_2 như phương trình (3):

$$U_{C1} = U_{C2} = U_{in} \frac{1}{1 - D} \quad (3)$$

Do điện áp trên 2 tụ C_1 và C_2 bằng nhau và đối xứng, nên điện áp trên tải (U_{load}) có giá trị là:

$$U_{Load} = U_{C1} + U_{C2} = 2U_{C2} = 2 \frac{1}{1 - D} U_{in} \quad (4)$$

Khi đó hệ số tăng áp của mạch (k_B) là:

$$k_B = \frac{2}{1 - D} \quad (5)$$

Từ (5) giá trị của hệ số chu kỳ D là: $0 < D < 1$

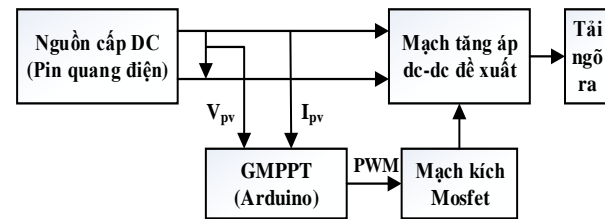
Như vậy, cấu hình mạch tăng áp để xuất chỉ sử dụng một khóa bán dẫn chuyển mạch S. Bên cạnh đó cấu hình cho hệ số nhân áp cao nhưng điện áp trên các tụ C_1 , C_2 , C_3 và điện áp phục hồi ngược trên các diode D_1 , D_2 , D_3 chỉ bằng một nửa so với điện áp đầu ra. Do đó, có thể sử dụng diode Schottky có giá thành thấp và giảm thiểu các tổn thất liên quan đến việc phục hồi ngược diode.

3. Mô phỏng và thực nghiệm

3.1. Thông số kỹ thuật đầu vào

Lựa chọn các linh kiện cho mạch, gồm các thông số với yêu cầu kỹ thuật của mạch như sau: Điện áp danh định: là điện áp của tấm pin tại điểm có công suất cực đại: $V_N = 52V$. Điện áp lớn nhất: lấy bằng điện áp hở mạch của tấm pin: $V_{imax} = 65V$. Điện áp cực tiểu: là điện áp tối thiểu để Arduino điều khiển

đóng ngắt cho MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor): $V_{imin} = 15V$. Điện áp định mức đầu ra: là điện áp đầu ra tại điểm có công suất cực đại khi không có bóng che, $V_{ON} = 165V$. Dòng tải lớn nhất: $I_{Omax} = V_{ON}/R_L = 165/154 = 1,1 A$. Độ rộng xung tối đa $D_{max} = 80\%$. Tần số đóng cắt: $f_s = 40kHz$. Các loại mạch tích hợp: gồm các cảm biến, mạch xử lý tín hiệu phục vụ điều khiển MPPT.

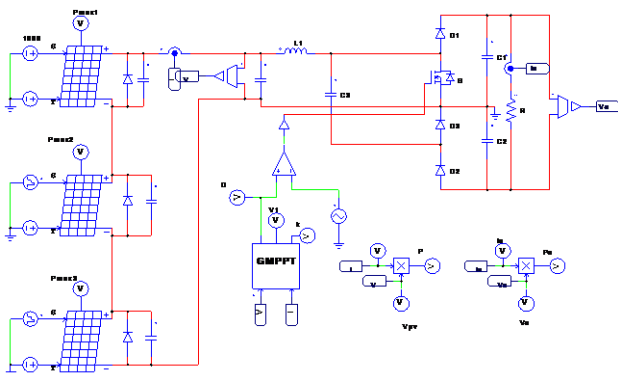


Hình 3. Sơ đồ mô hình thực nghiệm

Mạch thực nghiệm cấu hình tăng áp để xuất được điều khiển bởi board Arduino UNO R3. Mạch tăng áp để xuất được xây dựng với một MOSFET công suất kết hợp với mạch kích để điều khiển, 3 diode xung, 3 tụ điện phân cực được sử dụng để lưu năng lượng tạm thời trong mạch và cuộn cảm, mô hình thực nghiệm được cho ở hình 3. Phần mềm PSIM được sử dụng để khảo sát cấu hình tăng áp để xuất với giải thuật dò điểm MPPT bằng GA và P&O cho hệ thống PV làm việc trong điều kiện bức xạ đồng nhất và có bóng che một phần. Trong bài báo này, chúng tôi khảo sát hệ thống PV công suất 60W (có 36 cell) làm việc trong 3 trường hợp có các mức bức xạ khác nhau với nhiệt độ môi trường ($25^\circ C$) và tải không thay đổi.

Bảng 1. Thông số các linh kiện sử dụng trong mô phỏng và thực nghiệm

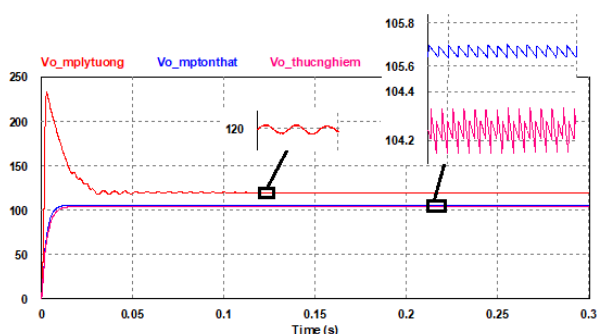
Thông số		Giá trị
Cuộn dây	L	0.4mH
Diode	D_1, D_2, D_3	MUR1660CT
Tụ điện	C_1, C_2, C_3	470 μ F/250V
	C_{in}	470 μ F/100V
Khóa bán dẫn	S	IRFP250N
Tần số chuyển mạch (fs)		40kHz



Hình 4. Cấu hình mạch tăng áp đề xuất tìm MPPT

3.2 Kết quả và thảo luận

- Cấu hình mạch tăng áp đề xuất với nguồn một chiều cố định



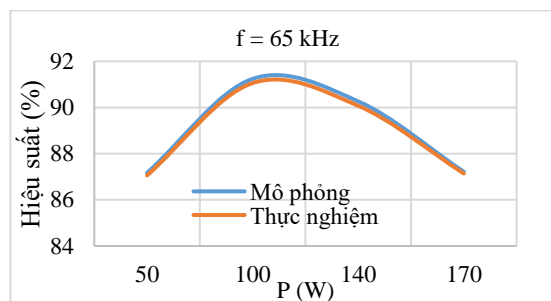
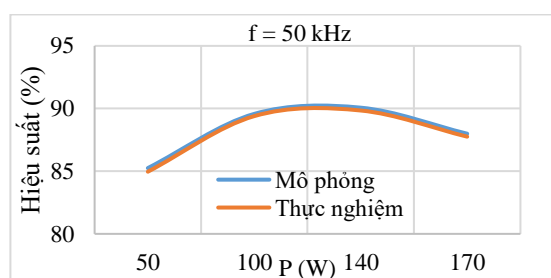
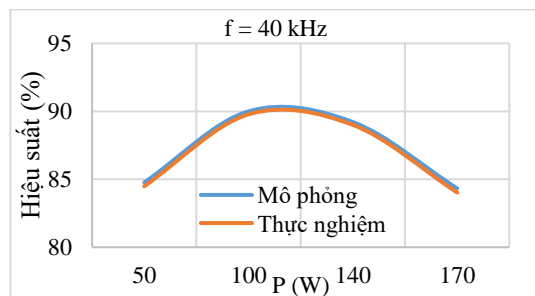
Hình 5. Điện áp đầu ra V_o của cấu hình tăng áp

Hình 5 là dạng sóng điện áp đầu ra của cấu hình tăng áp đề xuất. Với hệ số chu kỳ $D = 0.5$, $V_{in} = 30V$, $R = 80\Omega$ ở điều kiện lý tưởng không xét đến tổn thất năng lượng trong bộ chuyển đổi, giá trị điện áp đầu ra mô phỏng là $V_o = 120V$ thể hiện qua đường màu đỏ. Ở điều kiện có xét đến tổn thất năng lượng thì giá trị điện áp đầu ra mô phỏng là $V_o = 105.65V$ thể hiện qua đường màu xanh dương. Giá trị điện áp đầu ra thực nghiệm là $V_o = 104.25V$ thể hiện qua đường màu hồng.

- Khảo sát mạch tăng áp đề xuất với nguồn DC cố định ở nhiều hệ số chu kỳ và tần số chuyển mạch

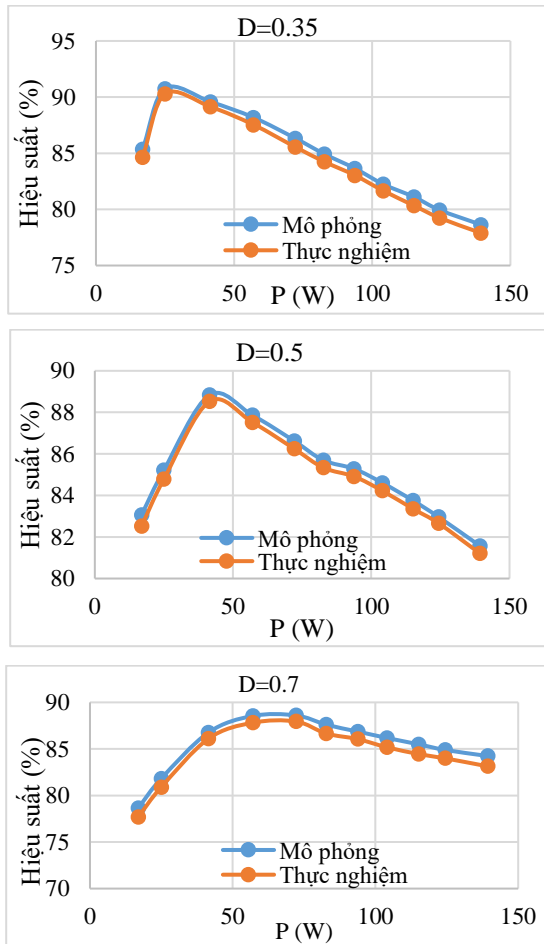
Kết quả so sánh hiệu suất mô phỏng và thực nghiệm của cấu hình đề xuất với điện áp đầu vào $V_{in} = 50V$, hệ số $D = 0.5$ được trình bày ở Hình 7. Hiệu suất đo được ở các mức tải khác nhau dưới tần số chuyển mạch khác nhau. Hiệu suất thực nghiệm

cao nhất của bộ chuyển đổi là 91,5% ở tần số chuyển mạch $f = 65kHz$.



Hình 6. So sánh hiệu suất mô phỏng và thực nghiệm của cấu hình theo f_s

Với tần số chuyển mạch $f = 65kHz$, điện áp đầu vào $V_{in} = 30V$, hiệu suất mô phỏng và thực nghiệm đo được ở các mức tải khác nhau dưới các hệ số chu kỳ (D) khác nhau được thể hiện ở hình 7. Hiệu suất thực nghiệm cao nhất đo được là 91% ở hệ số $D = 0.35$. Nhìn chung, kết quả điện áp đầu ra, hiệu suất giữa mô phỏng và thực nghiệm có sự chênh lệch là do tổn thất năng lượng trên các linh kiện, đặc biệt là điện trở nối tiếp tụ điện ESR mà trên phần mềm mô phỏng không thể mô tả chính xác được (không có thiết bị hỗ trợ nên không xác định được chính xác điện trở nối tiếp tụ điện ESR).

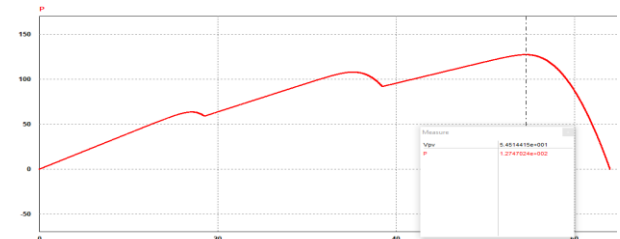


Hình 7. So sánh hiệu suất mô phỏng và thực nghiệm của cấu hình đề xuất theo hệ số D

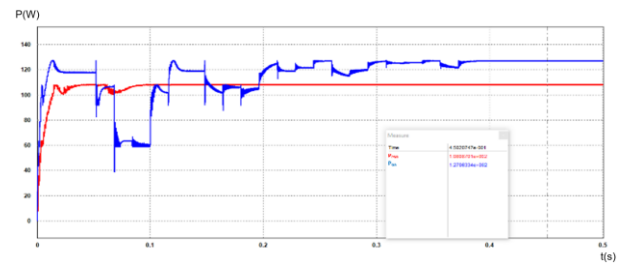
- Cấu hình mạch tăng áp đề xuất với nguồn pin quang điện và dò MPPT

Trường hợp 1: Các tấm pin có mức bức xạ lần lượt là 1000-800-600 W/m² (điểm cực đại toàn cục nằm bên phải)

Hình 8 thể hiện đặc tuyến P-V của hệ thống pin quang điện với mức bức xạ lần lượt trên các module là 1000-800-600W/m², do đó đặc tuyến có 3 đỉnh công suất cực đại nhưng đỉnh có công suất lớn nhất là 127,47W nằm ở phía bên phải. Hình 9 thể hiện điểm công suất mà giải thuật P&O và GA để dò MPPT được chạy trên cấu hình tăng áp đề xuất. Nhận thấy rằng giải thuật GA dò ra được điểm có công suất cực đại là 127,1W, trong khi đó giải thuật P&O bị rơi vào điểm cực trị địa phương ở giữa là 108,1W.

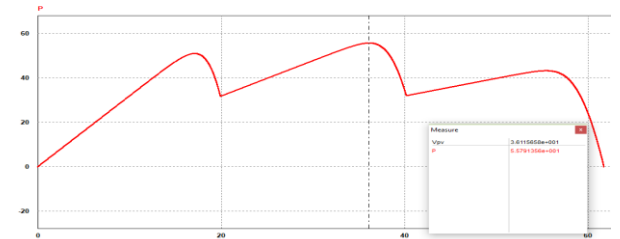


Hình 8. Đặc tuyến P-V của hệ thống pin quang điện 1000-800-600 W/m²



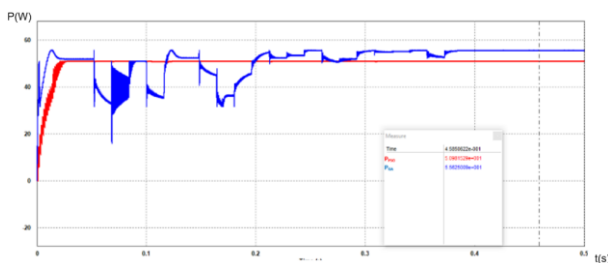
Hình 9. Kết quả mô phỏng dò điểm MPPT với giải thuật P&O và GA 1000-800-600 W/m²

Trường hợp 2: Các tấm pin có mức bức xạ lần lượt là 800-400-200 W/m² (điểm cực đại toàn cục nằm ở giữa)



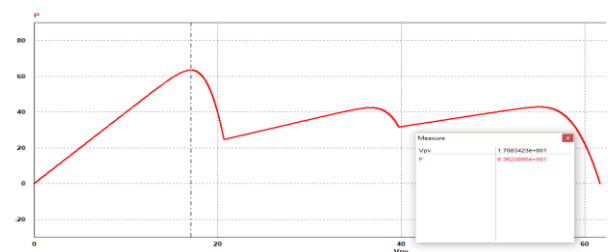
Hình 10. Đặc tuyến P-V của hệ thống pin quang điện 800-400-200 W/m²

Hình 10 mô tả đặc tuyến P-V của hệ PV với mức bức xạ lần lượt trên các module là 800-400-200W/m², do đặc tuyến có 3 đỉnh công suất cực đại nhưng đỉnh có công suất lớn nhất là 55,79W nằm ở giữa. Hình 11 thể hiện điểm công suất mà giải thuật P&O và GA dò được chạy trên cấu hình tăng áp đề xuất. Qua hình nhận thấy rằng giải thuật GA dò ra được điểm có công suất cực đại là 55,82W, trong khi đó giải thuật P&O bị rơi vào điểm cực trị địa phương ở bên trái là 50,98W.

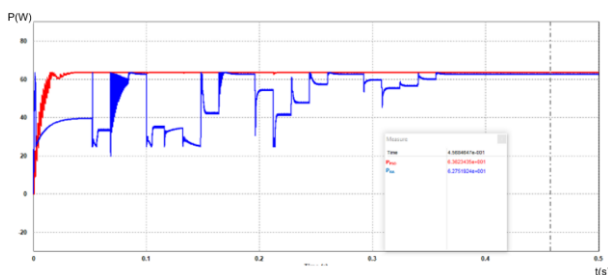


Hình 11. Kết quả mô phỏng dò điểm MPPT với giải thuật P&O và GA 800-400-200 W/m²

Trường hợp 3: Các tấm pin có mức bức xạ lần lượt là 1000-200-300 W/m² (điểm cực đại toàn cục nằm bên trái)



Hình 12. Đặc tuyến P-V của hệ thống pin quang điện 1000-200-300 W/m²



Hình 13. Kết quả mô phỏng dò MPPT với giải thuật P&O, GA 1000-200-300 W/m²

Hình 12 thể hiện đặc tuyến P-V của hệ thống với mức bức xạ lần lượt trên các module là 1000-200-300W/m². Đặc tuyến có 3 đỉnh công suất cực đại nhưng đỉnh có công suất lớn nhất là 63,62W nằm ở phía bên trái. Hình 13 thể hiện điểm công suất mà giải thuật P&O và GA dò được chạy trên cấu hình tăng áp đề xuất. Qua hình 13 nhận thấy: cả 2 giải thuật đều dò ra điểm có công suất cực đại. Trong trường hợp này do điểm bức xạ nằm phía bên trái, bên cạnh đó hệ số D lúc khởi động nằm gần điểm này nên vô tình giải thuật P&O dò ra được. Nhưng trong thực tế đa số các đỉnh có công suất cực đại thường nằm bên phải hoặc ở giữa, nên sử dụng giải thuật P&O để dò điểm công suất cực đại trong hệ

thống PV làm việc trong điều kiện có bóng che từng phần không hiệu quả bằng giải thuật GA.

4. Kết luận

Bài báo đã đề xuất một cấu hình tăng áp DC/DC giúp giảm số linh kiện bán dẫn, hệ số nhân áp cao, hiệu suất cao so với cấu hình truyền thống đã được nghiên cứu trước đó. Cấu hình có cấu trúc đơn giản nên dễ dàng kiểm tra hư hỏng và xác suất hư hỏng trên các linh kiện thấp. Ngoài ra, bài báo cũng trình bày phương pháp điều chế độ rộng xung, kết quả phân tích mạch và tính toán, lựa chọn linh kiện cho cấu hình tăng áp DC/DC đề xuất và áp dụng giải thuật dò điểm công suất cực đại trên cấu hình đề xuất. Trên cơ sở lý thuyết đã được trình bày, mô phỏng và thực nghiệm đã được tiến hành để chứng minh khả năng hoạt động của mạch. Từ kết quả mô phỏng và thực nghiệm đã kiểm chứng được một số ưu điểm của mạch tăng áp DC/DC đề xuất

Đóng góp của các tác giả

Tác giả Nguyễn Đức Minh phụ trách lên ý tưởng và đề xuất cấu hình mạch DC-DC tăng áp, làm thực nghiệm.

Tác giả Đỗ Như Ý phụ trách xây dựng kịch bản nghiên cứu và phối hợp với tác giả Nguyễn Đức Minh để làm thực nghiệm.

Tác giả Trịnh Trọng Chương phụ trách xây dựng thuật toán, lập trình và kiểm tra tính chính xác của nội dung và kết quả bài báo.

Tài liệu tham khảo

- E. Figueres, G. Garcera, J. Sandia, F. González-Espín, and J. C. Rubio, (2009). Sensitivity study of the dynamics of three-phase photovoltaic inverters with an LCL grid filter. IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 56, no. 3, pp. 706–717.
- S. Deshpande and N. R. Bhasme, (2018). A review of topologies of inverter for grid connected PV systems. 2017 Innov. Power Adv. Comput. Technol. i-PACT 2017, vol. 2017-Janua, pp. 1–6.
- M. Forouzesh, Y. P. Siwakoti, S. A. Gorji, F. Blaabjerg, and B. Lehman, (2017). Step-Up DC-DC converters: A comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies, and

- applications, IEEE Trans. Power Electron., vol. 32, no. 12, pp. 9143–9178.
- M. Sahoo and S. Kumar K, (2014). High gain step up DC-DC converter for DC micro-grid application. 2014 7th Int. Conf. Inf. Autom. Sustain. "Sharpening Futur. with Sustain. Technol. ICIAFS 2014.
- S. Chen, L. Zhou, Q. Luo, and B. Zhu, (2013). Interleaved non-isolated high step-up DC/DC converter based on the diode-capacitor multiplier. IET Power Electron., vol. 7, no. 2, pp. 390–397.
- P. Marabeas, D. Coutellier, J. Yang, S. Choi, and V. G. Agelidis, (2011). Analysis, design and experimental results of a floating-output interleaved-input boost-derived DC-DC high-gain transformer-less converter. IET Power Electron., vol. 4, no. 1, p. 168.
- A. Kumar, "Overview of Genetic Algorithm Technique for Maximum Power Point Tracking (MPPT) of Solar PV System," no. Cognition, pp. 21–24, 2015.
- P. Kumar, G. Jain, and D. K. Palwalia, "Genetic algorithm based maximum power tracking in solar power generation," Proc. 2015 IEEE Int. Conf. Power Adv. Control Eng. ICPACE 2015, pp. 1–6, 2015.

Phương pháp gia công bánh răng côn răng thẳng bằng kỹ thuật CAD/CAM/CNC

Trần Đức Huân¹, Nguyễn Thanh Tùng^{1*}, Lê Thanh Tâm², Nguyễn Văn Minh², Nguyễn Văn Toại²

¹ Khoa Cơ – Điện, Trường Đại học Mở - Địa Chất, Việt Nam.

² Trung tâm kỹ thuật tiêu chuẩn đo lường chất lượng 1 (Quatest 1)

THÔNG TIN BÀI BÁO

TÓM TẮT

Quá trình:

Nhận bài 15/04/2021

Chấp nhận 16/8/2021

Đăng online 19/12/2021

Từ khóa: Bánh răng công, CAD, CAM, CNC

Trên cơ sở của công nghệ CAD/CAM và các biến đổi phép toán học, Bài báo đã trình bày phương pháp xây dựng mô hình toán học bề mặt bánh răng côn răng thẳng. Từ cơ sở đó việc thiết lập đường chạy dao, mô phỏng quá trình gia công bánh răng côn được hỗ trợ từ các phần mềm CAD/CAM/CNC. Kết quả thực nghiệm khi gia công bánh răng côn trên máy CNC cho thấy độ chính xác đạt được cấp 5 theo TCNV và sai lệch biên dạng răng cũng như bước răng nằm trong giới hạn cho phép.

1. Mở đầu

Để gia công bánh răng chúng ta phải đầu tư máy móc và thiết bị chuyên dùng nên nếu không sử dụng hết công suất sẽ gây ra lãng phí, dẫn tới giá thành sản phẩm cao. Do đó người ta chỉ đầu tư chúng để gia công các bánh răng phổ biến, tức là bánh răng có modul nhỏ và trung bình. Đối với các bánh răng phi tiêu chuẩn, bánh răng lớn, hoặc bánh răng dùng trong các thiết bị đặc biệt thì việc thiết kế, chế tạo gặp nhiều khó khăn do thiết về trang bị máy móc chuyên dùng trong khi thực tế là đa phần các phần xưởng đều được trang bị máy CNC (Computer Numerical Control). Vấn đề là làm thế nào để tận dụng được máy CNC để có thể đáp ứng được yêu cầu chế tạo bánh răng. Một số nghiên cứu đã đưa ra được các phương pháp khác nhau khi gia công bánh răng côn trên các máy CNC. Nhóm tác giả [1] đã mô phỏng gia công bánh răng côn trên máy tính, sau đó tiến hành gia công thực nghiệm trên máy phay CNC 3 trục. Nhóm tác giả Lê Cung, Bùi Minh Hiền [2] đã đưa ra phương pháp gia công thiết lập đường chạy dao khi gia công bánh răng trên máy phay CNC. Nhóm tác giả Lê Cung, Lê Phước Hoàng [3] đưa ra kết quả quá trình

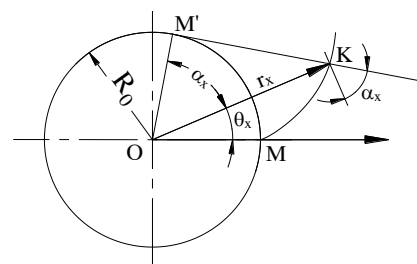
tạo phôi bánh răng côn bằng phương pháp dập thể tích, áp dụng trong gia công bánh răng côn.

Trong nghiên cứu này, nhóm tác tập trung thiết lập mô hình toán học xây để xây dựng bề mặt bánh răng côn răng thẳng, từ đó tiến hành xây dựng đường chạy dao khi gia công trên máy phay CNC. Đây là bước quan trọng trong việc gia công máy bánh răng côn trên máy phay CNC.

2. Cơ sở phương pháp gia công bánh răng côn trên máy CNC

2.1. Xây dựng bề mặt bánh răng côn răng thẳng biên dạng thân khai.

Theo [4] thì cho đường thẳng Δ lăn không trượt trên đường tròn R_0 điểm M trên sẽ tạo ra đường thân khai (Hình 1)



Hình 4: Hệ tọa độ đường thân khai

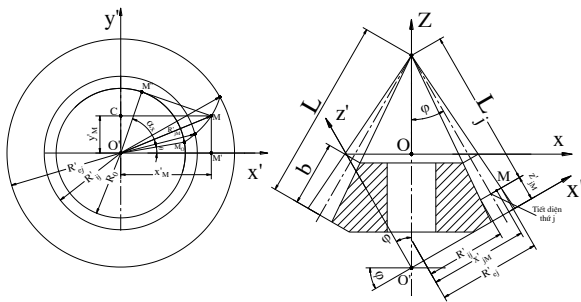
Phương trình đường thân khai trong hệ tọa độ cực, phương trình (1)

$$\begin{cases} r_x = \frac{r_b}{\cos \alpha_x} \\ \theta_x = \operatorname{tg} \alpha_x - \alpha_x = \operatorname{inv}(\alpha_x) \end{cases} \quad (1)$$

Nếu cắt bánh răng bằng một tiết diện vuông góc với đường răng thì giao tuyến thu được là đường thân khai. Bánh răng côn thẳng có tiết diện thay đổi giảm dần từ mặt mút lớn đến mặt mút nhỏ, do vậy modul bánh răng cũng thay đổi theo các tiết diện bánh răng. Ta cắt bánh răng theo mặt côn phụ lớn thì ta được một bánh răng trụ tương đương.

$$\mu = \frac{2\pi}{Z}$$

Để xây dựng phương trình bề mặt thân khai cho bánh răng côn, thì ta xây dựng phương trình đường thân khai cho một tiết diện j trong hệ tọa độ vuông góc với đường răng, sau đó sử dụng phép quay tọa độ để đưa phương trình đưa phương trình về hệ tọa độ của bánh răng. Xét trong hệ tọa độ $o'x'y'z'$ (Hình 2)



Hình 5: Sơ đồ thiết lập bề mặt bánh răng

Lấy 1 điểm M bất kỳ trên đường thân khai, tọa độ điểm M trong hệ tọa độ $o'x'y'z'$. Nó được xác định theo phương trình (2)

$$\begin{cases} x'_{jM} = R'_{jM} \cdot \cos(\theta_x) = R'_{jM} \cdot \cos(\operatorname{inv} \alpha_x) \\ y'_{jM} = R'_{jM} \cdot \sin(\theta_x) = R'_{jM} \cdot \sin(\operatorname{inv} \alpha_x) \\ z'_{jM} = L - L_j \end{cases} \quad (2)$$

Trong đó: $\operatorname{inv} \alpha_x = \tan \alpha_x - \alpha_x$

và $R'_{ij} \leq R'_{jM} \leq R'_{ej}$ với $\alpha_{\min} \leq \alpha_x \leq \alpha_{\max}$

Chuyển hệ tọa độ $o'x'y'z'$ sang hệ tọa độ $oxyz$ bằng cách quay hệ tọa độ $o'x'y'z'$ quanh trục oy một góc đúng bằng góc côn φ , sau đó tịnh tiến một đoạn OO' để đưa gốc O' về O . Tọa độ điểm M trong hệ tọa độ $oxyz$ là :

$$\begin{bmatrix} x_{jM} \\ y_{jM} \\ z_{jM} \end{bmatrix} = R_y(\varphi) \cdot T(0,0,OO') \cdot \begin{bmatrix} x'_{jM} \\ y'_{jM} \\ z'_{jM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & 0 & \sin \varphi \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin \varphi & 0 & \cos \varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & OO' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x'_{jM} \\ y'_{jM} \\ z'_{jM} \end{bmatrix} \quad (3)$$

Trong đó:

$$OO' = \frac{m_e \cdot (R_e - b \sin \varphi)}{R_e} \cdot \cos \varphi + (R_e - b \sin \varphi) \tan \varphi + b \cos \varphi \quad (4)$$

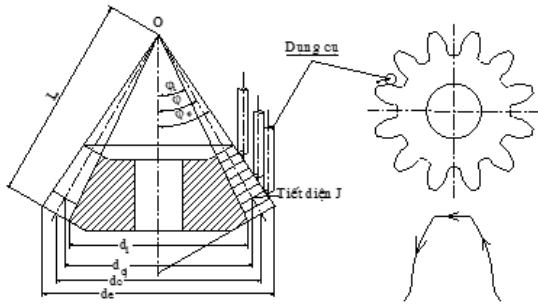
Với R_e là bán kính vòng đỉnh bánh răng. Để thiết lập phương trình cho biên dạng răng bên trái ta tiến hành quay hệ tọa độ một góc với Z là số răng bánh răng cần thiết kể. Phương trình bề mặt răng bên trái của răng bánh răng được xác định như sau :

$$\begin{bmatrix} x_{jM} \\ y_{jM} \\ z_{jM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & 0 & \sin \varphi \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin \varphi & 0 & \cos \varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & OO' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \mu & -\sin \mu & 0 \\ \sin \mu & \cos \mu & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x'_{jM} \\ y'_{jM} \\ z'_{jM} \end{bmatrix}$$

(5)

2.2. Xây dựng đường chạy dao cho bánh răng côn răng thẳng biên dạng thân khai.

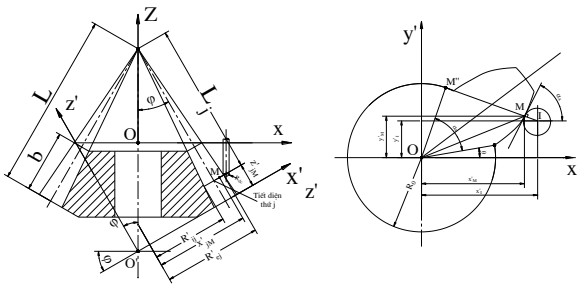
Khi gia công bánh răng thân khai, ta sử dụng đường chạy dao bám theo bề mặt thân khai, cho dao chạy theo biên dạng của đường thân khai (Hình 3).



Hình 6: Đường chạy dao

Bánh răng côn được coi tương đương với bánh răng trụ có bán kính bằng chiều dài côn L [5]. Ta chi bánh răng theo các tiết diện vuông góc với đường răng thì ta sẽ có các bánh trụ răng thẳng tương đương có bán kính $R_i = L_i$. Chọn dụng cụ gia công bánh răng là dao phay đầu cầu (ball mill) có đường kính R_{dc} để gia công bánh răng. Phương trình chạy dao ở tiết diện thứ j trong hệ tọa độ $o'x'y'z'$ trong tiết diện j (Hình 4)

$$\begin{cases} x'_{jl} = R'_{jM} \cdot \cos(\text{inv}\alpha_x) + R_{dc} \cdot \sin \alpha_x \\ y'_{jl} = R'_{jM} \cdot \sin(\text{inv}\alpha_x) - R_{dc} \cdot \cos \alpha_x \\ Z'_{jl} = L - L_j \end{cases} \quad (6)$$



Hình 7: Sơ đồ tính đường chạy dao

Tọa độ điểm I trong hệ tọa độ $oxyz$, cũng là phương trình đường chạy dao.

$$\begin{bmatrix} x_{jl} \\ y_{jl} \\ z_{jl} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & 0 & \sin \varphi \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin \varphi & 0 & \cos \varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & OO' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x'_{jl} \\ y'_{jl} \\ z'_{jl} \end{bmatrix} \quad (7)$$

Tham số OO' tính như phương trình (4)

Để thiết lập phương trình cho biên dạng răng bên trái ta tiến hành quanh hệ tọa độ một góc $\mu = \frac{2\pi}{Z}$ với Z là số răng bánh răng cần thiết kế.

Phương trình đường chạy dao trái được xác định như sau:

$$\begin{bmatrix} x_{jl} \\ y_{jl} \\ z_{jl} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & 0 & \sin \varphi \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin \varphi & 0 & \cos \varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & OO' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \mu & -\sin \mu & 0 \\ \sin \mu & \cos \mu & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x'_{jl} \\ y'_{jl} \\ z'_{jl} \end{bmatrix}$$

(8)

2.3 Mô phỏng quá trình gia công bánh răng côn răng thẳng.

Trong nghiên cứu này, phần mềm MASTERCAM [6] để mô phỏng quá trình gia công của bánh răng côn răng thẳng với thông số $m = 10$ số răng $Z = 12$. Quá trình mô phỏng được thực hiện qua các bước:

Bước 1: Thiết lập phôi, đường kính phôi xác định dựa trên đường kính ngoài lớn nhất của bánh răng côn có tính đến lượng dư gia công.

Bước 2: Chọn dụng cụ cắt, Nếu chúng ta sử dụng phương pháp gia công trên máy CNC thì ta sử dụng con dao phay đầu cầu (Ball Mill) để gia công bánh răng.

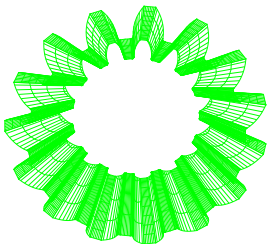
Bước 3: Thiết lập đường chạy dao cho gia công thô bánh răng.

Bước 4: Chọn chế độ cắt dựa trên cơ sở tính toán chế độ cắt trên máy cắt CNC.

Bước 5: Chọn các thông số khác: như mặt phẳng lùi dao, mặt phẳng cắt, chế độ bôi trơn,..

3. Kết quả và thảo luận

Quá trình mô phỏng gia công được thực hiện từng bước như mục 2.3 và thu được kết quả như hình 5, 6



Hình 8 Đường chạy dao



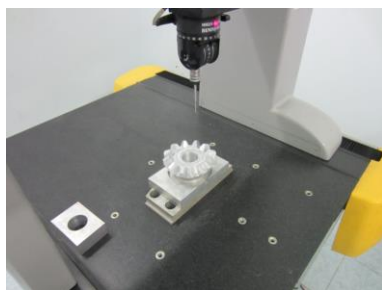
Hình 9 Mô phỏng gia công

Kết thúc quá trình mô phỏng, tập NC gia công sẽ được hình thành và nhập vào máy CNC thông qua bộ đọc dữ liệu. Chế độ công nghệ gia công đã thiết lập trong tập NC [7]



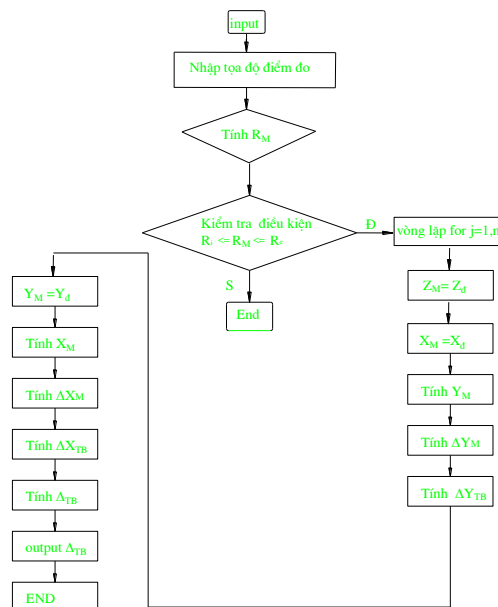
Hình 10 Quá trình gia công

Việc đo kiểm biên dạng răng được tiến hành đo kiểm bằng phương pháp CMM.

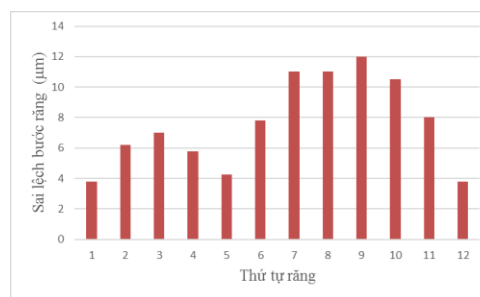


Hình 11: Đo kiểm trên máy đo tọa độ CMM

Dữ liệu điểm sau từ máy đo tọa độ, và được kiểm tra bằng thuật toán như hình 9



Hình 12 Thuật toán kiểm tra



Hình 13 Kết quả sai lệch bước răng



Hình 14 Sai lệch biên dạng răng

Phân tích số liệu đo được trên máy CNC, thì bánh răng gia công trên máy phay CNC đạt cấp chính xác 5 theo TCVN. Sai lệch bước răng nhỏ hơn 0.2% (Hình 10) và sai lệch biên dạng răng nhỏ hơn 0.1 % (Hình 11). Kết quả này cho thấy việc gia công bánh răng côn trên máy phay CNC đáp ứng được yêu cầu của thực tế sử dụng.

4. Kết luận

Trên cơ sở ứng dụng CAD/CAM/CNC, nghiên cứu này đã xây dựng được mô hình toán học bề mặt bánh răng côn răng thẳng biên dạng thân khai dựa trên cơ sở của phương trình hình học và các phép biến đổi hình học phẳng và không gian. Từ đó đường chạy dao để gia công bánh răng côn răng thẳng trên cơ sở mô hình toán học đã được thiết lập. Bài báo đưa ra các bước mô phỏng gia công bánh răng thực hiện trên phần mềm CAM và đã thử nghiệm gia công trên máy CNC vạn năng. Kết quả kiểm tra biên dạng răng bằng phương pháp đo tọa độ CMM cho thấy bánh răng gia công đạt cấp chính xác 5 và đáp ứng được yêu cầu kỹ thuật về độ chính xác chế tạo răng bánh răng.

Tài liệu tham khảo

[1] P. V. P. Lưu Phước Bình, "Mô phỏng gia công bánh răng côn trên máy tính," Tạp chí Khoa học và công nghệ, Đại học Bách khoa Đà Nẵng, vol. 1, 2008.

[2] B. M. H. Lê Cung, "Phương pháp thiết lập đường chạy dao gia công cho máy phay CNC ba trục," Tạp chí Khoa học và công nghệ, Đại học Bách khoa Đà Nẵng, vol. 2, 2009.

[3] L. P. H. Lê Cung, "Nghiên cứu ảnh hưởng của một số thông số đến lực dập và khả năng điền đầy khuôn khi dập phôi bánh răng nón," Tạp chí Khoa học và công nghệ, Đại học Bách khoa Đà Nẵng, vol. 5, 2009.

[4] T. K. L. Đinh Gia Tường, "Nguyên lý máy," Nhà Xuất bản Khoa học kỹ thuật.

[5] N. T. Hiệp, "Chi tiết máy," Nhà Xuất Bản Giáo Dục, 1999.

[6] www.mastercam.com.

[7] T. V. Địch, "Công nghệ gia công CNC," Nhà Xuất bản Khoa học Kỹ thuật, 2003.

Nghiên cứu xây dựng phương trình xác định đường kính và vận tốc quay của đĩa chia liệu máy nghiền ly tâm va đập trực đứng

Nguyễn Khắc Lĩnh ^{1,*}, Nguyễn Văn Xô ¹, Nguyễn Đăng Tấn ¹, Lê Thị Hồng Thắng ¹

¹ Khoa Cơ Điện, Trường Đại học Mở - Địa chất, Hà Nội, Việt Nam

THÔNG TIN BÀI BÁO

Quá trình:
Nhận bài 15/04/2021
Chấp nhận 16/8/2021
Đăng online 19/12/2021

Từ khóa:

Hạt vật liệu, đĩa chia liệu, tốc độ quay

TÓM TẮT

Hiện nay cát tự nhiên đang dần trở nên khan hiếm và ngày càng bị siết chặt, việc tìm ra nguồn cung cát (cát nghiền nhân tạo) tại chỗ từ đá thải của các mỏ than để đáp ứng nhu cầu xây dựng đang gia tăng có ý nghĩa quan trọng đối với sự phát triển của Việt Nam. Tuy nhiên để sản xuất thành công cát nhân tạo cần có thiết bị phù hợp. Qua quá trình áp dụng thử nghiệm cho thấy máy nghiền ly tâm va đập trực đứng có thể đáp ứng được yêu cầu trên với sản phẩm (đá nghiền) có hàm lượng hạt vụn thấp (đến 10%), hạt tròn v.v. Ở trong nước chưa có đơn vị nào chế tạo thành công thiết bị này. Do đó máy nghiền ly tâm va đập trực đứng đang được sử dụng chủ yếu được nhập khẩu từ Trung Quốc, Mỹ... với giá thành và chi phí cao. Một phần nguyên nhân là do các nhà chế tạo trong nước còn thiếu hiểu biết, thiếu các tài liệu hướng dẫn tính toán về loại thiết bị này. Trong bài báo này nhóm tác giả thực hiện các nghiên cứu, phân tích cơ chế của quá trình gia tốc cho hạt vật liệu và đập vỡ để xây dựng lên phương trình mô tả sự chuyển động của hạt trong đĩa chia liệu (roto), từ đó thiết lập lên mối quan hệ giữa bán kính của đĩa chia liệu và vận tốc quay của đĩa. Đây là cơ sở đầu tiên để thực hiện các bước tính toán cho các bộ phận tiếp theo của thiết bị.

© 2021 Trường Đại học Mở - Địa chất. Tất cả các quyền được bảo đảm.

1. Mở đầu

Với điều kiện tài nguyên cát tự nhiên hạn chế và ngày càng siết chặt thì việc tìm ra nguồn cung cát tại chỗ đáp ứng được nhu cầu xây dựng đang gia tăng có ý nghĩa quan trọng đối với sự phát triển của quốc gia. Sản xuất thành công cát nghiền nhân tạo từ đá cát kết tại bãi thải mỏ đã mở ra hướng đi mới, bền vững cho ngành công nghiệp vật liệu xây dựng, đồng thời giảm tải áp lực đất đá đổ thải ở các mỏ than vùng Quảng Ninh, giảm nguy

cơ trượt lở bãi thải trong điều kiện thời tiết bất thường như thời gian hiện nay là phù hợp với nhu cầu phát triển của đất nước.

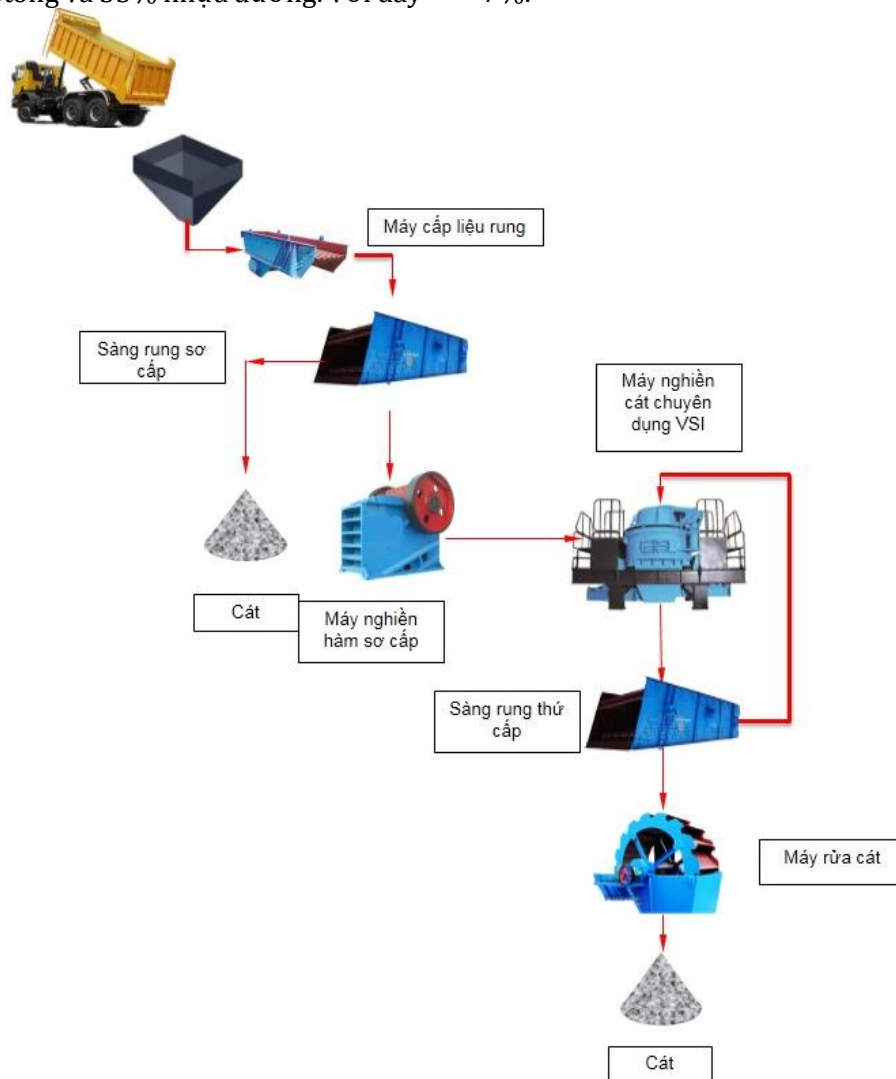
Theo nhiều nghiên cứu cho thấy nếu áp dụng máy nghiền côn trong sản xuất cát nhân tạo thường chỉ cho ra tối đa 15% tỷ lệ (0 - 5mm) trong quá trình nghiền đá, còn máy nghiền trực đứng ly tâm va đập cho ra tới 60 - 85% cát (Wermter K., 1988). (Абдулханова М.Ю., 2011). Gần đây các thiết bị này đang có mặt tại các công trình thi công thủy điện như Sơn La, Đồng Nai 3 và 4, Sông Tranh, bê tông Hùng Vương, đập thủy lợi Tân Mỹ lớn nhất Việt Nam, thủy điện Lai Châu, tòa nhà Landmark Hồ Chí

*Tác giả liên hệ

E - mail: nguyenkhaclinh@humg.edu.vn

Minh..... Cát nhân tạo có rất nhiều ưu điểm vượt trội so với cát tự nhiên (labcare.com.vn). Sử dụng cát nhân tạo, theo tính toán của các nhà khoa học, giảm được tới 10% xi măng trong cùng 1 m³ bê tông và 35% nhựa đường. Với dây

chuyền có sử dụng máy nghiền trục đứng đã đi vào sản xuất tại Đồng Nai, chất lượng đá dăm và cát nhân tạo tốt, tỷ lệ hạt dẹt trong đá dăm là 4% (nghiền thông thường tỷ lệ là 35%) trong cát là 7%.

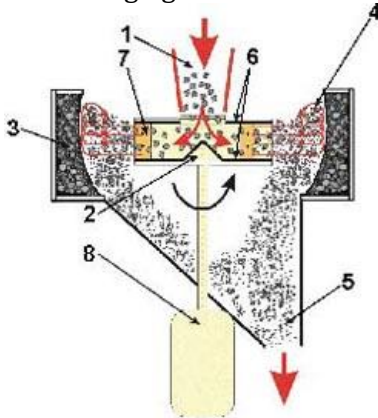


Hình 1 - Sơ đồ dây chuyền sản xuất cát nhân tạo

Nguyên tắc hoạt động của máy nghiền trục đứng dựa trên sự tăng tốc của các mảnh vật liệu trong máy nghiền (vật liệu được gia tốc dưới tác dụng của lực ly tâm và chảy vào buồng nghiền với tốc độ cao), vượt quá đáng kể tốc độ phá hủy vật liệu sau khi va chạm. Đồng thời trong buồng nghiền tạo thành một lớp lót. Lớp lót này có những phần giống như các hốc giúp giữ lại một lớp nguyên liệu ở đó để đỡ những

nguyên liệu tiếp theo bay tới. Khi va đập "đá vào đá" hay "va đập tự do", các mảnh đá bị phá hủy thành các mảnh nhỏ hơn dựa trên các mặt phẳng phân cắt của khoáng vật và các vết nứt bên trong khoáng vật được hình thành trước đó. Các hạt tạo thành có hình dạng gần với hình dạng của tinh thể, thực tế không có vết nứt bên trong, nghĩa là, độ bền nén của chúng tăng lên so với độ bền của các mảnh ban đầu.

Vật liệu được băng tải đưa từ phía trên vào lỗ nạp 1 (Hình 2), từ đó nó rơi vào bánh công tác (đĩa chia liệu) 2. Các mảnh vật liệu rơi xuống hình nón của đĩa chia liệu sau đó thay đổi hướng di chuyển từ phương thẳng đứng thành chuyển động ngang. Đĩa chia liệu được dẫn động bởi động cơ 8 và tạo ra một lực ly tâm tác động lên các mảnh vật liệu, các mảnh vật liệu sẽ di chuyển dọc theo cánh dẫn của đĩa chia liệu và đi ra ngoài vào buồng nghiền.



Hình 2 - Sơ đồ nguyên lý máy nghiền trục đứng
 1- Đường ống cấp liệu cho máy, 2- Bánh công tác phân chia vật liệu, 3- Tấm lót, 4- Vật liệu nghiền, 5- Cửa tháo vật liệu, 6- Các tấm đệm lót chống mòn, 7- Dao chia liệu, 8- Động cơ điện.

Ở phía ngoài của buồng nghiền, các túi vật liệu 3 được hình thành bởi các hạt vật liệu chúng tạo ra một lớp tự lót, trong đó các mảnh vật liệu nghiền 4, được đẩy ra từ đĩa chia liệu, và va vào nhau. Sau đó vật liệu nghiền rơi xuống qua cửa tháo 5 dưới tác dụng của trọng lực và được đưa ra ngoài. Để đảm bảo tuổi thọ của máy, trên đĩa chia liệu 2, các rãnh của đĩa chia liệu được bảo vệ bằng các phần tử chống mài mòn, có thể thay thế khi chúng bị mòn hỏng: tấm đệm lót chống mòn 6 (trên và dưới), dao chia liệu 7.

Từ những phân tích trên ta thấy năng lượng nghiền được hình thành khi vận tốc của viên đá bay ra khỏi đĩa chia liệu đủ lớn. Vận tốc của hạt vật liệu phụ thuộc vào đường kính và vận tốc quay của đĩa chia liệu. Vì vậy việc xây dựng mối quan hệ của hai đại lượng này hết sức cần thiết. là bước đầu trong tính toán thiết kế máy nghiền ly tâm và đập trục đứng.

2. Xác định vận tốc góc và bán kính đĩa chia liệu

2.1 Lý thuyết sơ sở vật lý của quá trình nghiền vỡ thể rắn

Xuất phát từ các công trình nghiên cứu của các Viện sĩ A.Ph.Iophphe, P.A.Rebinder và I.A.Phrenkel, xác nhận: đặc điểm cấu trúc của bất kỳ vật thể rắn nào cũng đều tồn tại các khuyết tật nhỏ. Các khuyết tật này có phân bố thống kê theo chiều dày của vật thể. Đồng thời chúng thể hiện cục bộ ra bề mặt ngoài. Chính vì có đặc điểm như vậy mà độ bền (khả năng chống lại sự phá vỡ) bị giảm từ 100-1000 lần so với độ bền của vật rắn thực. Do đó có hai khái niệm độ bền cùng tồn tại: độ bền phân hủy và độ bền kỹ thuật. Quá trình biến dạng của vật rắn được xảy ra với sự gia tăng các phần tử hiện có và số lượng các khuyết tật. Khi quy mô các khuyết tật được gia tăng vượt quá giới hạn, cùng với đó là sự phát triển nhanh theo chiều dài vết nứt làm vật thể bị phá vỡ. Rõ ràng là có hai dạng năng lượng đóng vai trò trong quá trình phá hủy vật thể rắn: năng lượng tích tụ của các biến dạng đàn hồi và năng lượng tự do.

Khi có tải trọng tuần hoàn với mỗi chu kỳ tiếp theo thì số lượng các vết nứt trong vật thể gia tăng và độ bền của vật thể giảm xuống. Sự xuất hiện các vết nứt tế vi trong cấu trúc vật thể sẽ làm giảm lực liên kết phân tử, làm giảm độ bền một cách đột ngột. Hiện tượng này đã được Viện sĩ P.A.Rebinder phát hiện và đặt tên là "hiệu ứng Rebinder", hiệu ứng này được sử dụng rộng rãi trong kỹ thuật.

Khái niệm chung về phá hủy cơ học nguyên liệu hạt được gọi là cơ sở quá trình động lực học nghiền. Cơ chế phá vỡ hạt có dạng cơ chế phá hủy bằng nén ép và quá trình diễn ra theo sơ đồ phá hủy giòn, nghĩa là không có quá trình biến dạng dẻo rõ rệt. Cùng với quy luật phân bố các phần tử sản phẩm nghiền theo các kích thước của chúng thì lý thuyết nghiền còn nghiên cứu sự phụ thuộc hàm số giữa chi phí năng lượng đến quá trình nghiền vỡ vật liệu và mức độ nghiền.

Năng lượng cần để nghiền vỡ đá phụ thuộc vào nhiều yếu tố: kích thước, hình dạng hạt, sự phân lớp của hạt, độ bền, độ giòn, sự

đồng nhất của đá, độ ẩm hình dạng và trạng thái bề mặt làm việc của máy nghiền v.v... Do vậy việc xác lập quan hệ giữa năng lượng để nghiền và các tích chất cơ lý của vật nghiền rất khó khăn. Hiện nay tồn tại các giả thuyết nghiền được trình bày tiếp sau (được coi là các định luật nghiền).

2.1.1 Thuyết bề mặt

Thuyết này do giáo sư P.Ritinger người Đức nêu ra năm 1867 được phát triển như sau: "công tiêu hao để nghiền vật liệu tỷ lệ với diện tích bề mặt mới tạo ra trong quá trình nghiền"

$$A_s = f(\Delta S) = K \cdot \alpha \cdot \Delta S, \text{ J}, \quad (1)$$

Trong đó: A_s - công chi phí để nghiền vỡ vật thể, tạo thành bề mặt mới [J]; K - Hệ số có tính đến năng lượng sức căng bề mặt của vật thể cứng; ΔS - diện tích bề mặt mới được tạo thành (sự gia tăng diện tích riêng bề mặt).

2.1.2 Thuyết thể tích

Thuyết thể tích được nhà cơ học người Nga V.L.Kirpítrev đề xuất năm 1874 và được giáo sư người Đức Ph.Kik kiểm chứng bằng thực nghiệm trên máy nghiền kiểu búa vào năm 1885. Nội dung cơ bản của thuyết thể tích: "công cần thiết để nghiền vật liệu tỷ lệ thuận với mức độ biến thiên thể tích của vật liệu".

$$A_v = f(\Delta V) = \frac{\sigma \cdot V}{2 \cdot E} = K_2 \cdot \Delta V, \text{ J}, \quad (2)$$

Trong đó: A_v - công gây biến dạng; $K_2 = \frac{\sigma}{2 \cdot E}$ - Hệ số tỷ lệ; ΔV - phần thể tích vật thể bị biến dạng; σ - ứng suất lúc biến dạng; E - mô đun đàn hồi.

2.1.3 Thuyết dung hòa

Ở thuyết bề mặt, khó xác định được hệ số K nên ý nghĩa thực tế của công thức bị giảm. Ở thuyết thể tích, do thiếu hệ số tỷ lệ cho các trường hợp cụ thể nên công thức trên không được sử dụng rộng rãi.

Thuyết dung hòa này được Ph.c. Bon đề xuất để dung hòa hai thuyết trên vào năm 1952. Nội dung của thuyết dung hòa: "công nghiền tỷ lệ với trung bình nhân giữa thể tích (V) và bề mặt (S) của vật liệu đem nghiền".

$$A_{dh} = K \cdot \sqrt{V \cdot S} = K \cdot \sqrt{K_v \cdot D^3 \cdot K_s \cdot D^2} = K \cdot D^{2.5}, \text{ J}, \quad (3)$$

Sau khi biến đổi:

$$A_{dh} = K_{dh} \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{d}} - \frac{1}{D} \right)$$

Trong đó: A_{dh} - Công dùng để nghiền; K_{dh} - Hệ số tỷ lệ; d - Đường kính của sản phẩm; D - Đường kính của vật liệu nghiền.

2.1.4 Thuyết tổng hợp

Do cả hai thuyết bề mặt và thể tích vẫn còn thiếu sót. Vì thế khi dựa vào thể tích, các tính chất cơ lý của vật liệu nghiền trong biến dạng, viện sĩ người Nga P.A.Rebinder lần đầu tiên vào năm 1928 đã đưa ra thuyết nghiền tổng hợp còn gọi là thuyết nghiền cơ bản với nội dung: "công nghiền vật liệu bao gồm công tiêu hao để tạo ra bề mặt mới và công để làm biến dạng vật liệu" và được thể hiện trong công thức:

$$A_{th} = f(\Delta V) + f(\Delta S) = A_v + A_s, \text{ J}, \quad (4)$$

$$= K_2 \cdot \Delta V + K \cdot \Delta S$$

Trong đó: A_{th} - Công để nghiền vật liệu; A_v - Công chi phí cho sự biến dạng của vật liệu; A_s - Công chi phí cho sự tạo thành các bề mặt mới; K - Hệ số có tính đến năng lượng sức căng bề mặt của vật thể cứng.

Quá trình nghiền là quá trình phức tạp bao gồm nhiều biến đổi cơ lý của vật liệu khi nghiền. Hai định luật bề mặt và thể tích chỉ mới quan tâm đơn thuần đến từng giai đoạn riêng rẽ của quá trình phức tạp đó. Định luật thể tích chỉ xác định năng lượng cho quá trình biến dạng đàn hồi của vật liệu mà không kể tới số bề mặt mới được tạo thành do miết vỡ gây ra. Định luật bề mặt không tính đến năng lượng biến dạng mà chỉ kể đến năng lượng cần tạo ra các bề mặt mới do miết vỡ. Nhiều nghiên cứu chứng tỏ rằng: khi nghiền với mức độ nghiền nhỏ (nghiền bột), định luật bề mặt cho kết quả gần sát với thực tế còn ở mức độ nghiền nhỏ (nghiền hạt) thì định luật thể tích đúng hơn.

Các thuyết nghiền nêu trên chỉ là gần đúng để nghiên cứu và sẽ được hiệu chỉnh về mặt thực nghiệm trong từng trường hợp cụ thể.

2.2 Xác định vận tốc góc của đĩa chia liệu

Vận tốc ly tâm tại đầu cánh dẫn hướng của đĩa chia liệu được xác định bằng công thức:

$$v = \frac{\pi \cdot \omega \cdot r}{30}, \text{ m/s}, \quad (5)$$

Trong đó

ω - tần số của đĩa chia liệu, vòng/phút;
 r - Bán kính của đĩa chia liệu, m.

Trong quá trình hoạt động của máy nghiền ly tâm, các mảnh vật liệu nghiền dưới tác dụng của lực ly tâm chuyển động theo hướng của các cánh dẫn hướng với tốc độ v khi ra khỏi đĩa chia liệu và va vào các hạt hoặc vách ngăn.

Theo định lý Carnot (Яблонский А.А., Никифорова В.М., 2002), động năng mà các vật bị mất đi trong một va chạm không đàn hồi bằng động năng của các vật tương ứng với vận tốc bị mất của chúng.

Xét tác động của vật bị nghiền trong quá trình va chạm, ta có thể viết phương trình động năng như sau:

$$T_o - T = \frac{m \cdot v^2}{2} - \frac{m \cdot v_k^2}{2}, \text{ J}, \quad (6)$$

Trong đó $T_o - T = A$ - năng lượng nghiền, J; T_o - là động năng của vật liệu trước khi va chạm, J; T - là động năng của các hạt vật chất bị phá hủy sau va chạm, J; m - là khối lượng của vật liệu, kg; v_k - tốc độ trung bình của các mảnh hạt sau khi va chạm.

Một cách gần đúng, tốc độ của các phần tử vật chất sau va chạm và phá hủy nhỏ hơn 100 lần so với tốc độ của vật liệu bị nghiền trước khi va chạm, do đó, chúng ta có thể cho rằng động năng của vật liệu T sau va chạm bằng 1-2% của T_o .

Như vậy năng lượng nghiền cần thiết được xác định như sau:

$$A = (0.98 \div 0.99) \cdot \frac{m \cdot v^2}{2}, \text{ J}, \quad (7)$$

Do đó, công A sẽ phụ thuộc vào khối lượng của các mảnh vật liệu bị nghiền nát, trong khi, nếu một mảnh vật liệu có khối lượng nhỏ thì công A có thể không đủ để phá hủy vật liệu. Cần lưu ý rằng các hạt mịn được tìm thấy trong nguyên liệu ban đầu có thể đã có kích thước tương tự với kích thước của thành phẩm mà không cần nghiền.

Kết hợp với phương trình (4) và phương trình (7) ta tính được vận tốc cần thiết trước va chạm:

$$v = \sqrt{\frac{2 \cdot (K_2 \cdot \Delta V + K \cdot \Delta S)}{(0.98 \div 0.99) \cdot m}} \quad (8)$$

Thay vào công thức (5) ta có vận tốc góc của đĩa được xác định như sau:

$$\omega = \frac{30}{\pi \cdot r} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot (K_2 \cdot \Delta V + K \cdot \Delta S)}{(0.98 \div 0.99) \cdot m}}, \text{ rad/s}, \quad (9)$$

2.3 Xác định bán kính đĩa chia liệu

Phương trình cân bằng lực của hạt vật liệu

$$m \cdot a = \vec{F}_{1T} + \vec{F}_{2T} + \vec{F}_e + \vec{F}_c, \text{ kN}, \quad (10)$$

Trong đó

$m \cdot a$ - lực quán tính,

$$ma = m \cdot \left(\frac{d^2 r}{dt^2} - r \cdot \left(\frac{d\varphi}{dt} \right)^2 \right), \text{ N};$$

F_{1T} - là lực ma sát của hạt trên đĩa rôto

$$F_{T1} = f_1 \cdot m \cdot g, \text{ N};$$

F_{2T} - là lực ma sát của hạt dọc theo lưỡi dao, hoặc dọc theo tấm tự lột

$$F_{T2} = 2 \cdot m \cdot f_2 \cdot \omega \cdot V_d, \text{ N};$$

F_e - lực li tâm

$$F_e = m \cdot \omega^2 \cdot r, \text{ N};$$

F_c - là lực Coriolis

$$F_c = 2 \cdot m \cdot \omega \cdot V_d, \text{ N};$$

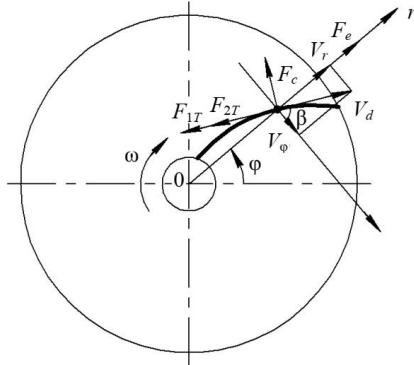
Vì chiều cao của rôto nhỏ so với đường kính, chúng ta giả sử rằng chuyển động xảy ra trong một mặt phẳng và có thể được biểu diễn trong hệ tọa độ cực $O\rho\varphi$ (hình 3).

Như vậy, phương trình của chuyển động chiếu lên trục r sẽ có dạng

$$\frac{d^2 r}{dt^2} - r \cdot \left(\frac{d\varphi}{dt} \right)^2 = -f_1 \cdot g \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} - \beta\right) \quad (11)$$

$$-2 \cdot f_2 \cdot \omega \cdot V_d \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} - \beta\right) + \omega^2 \cdot r + 2 \cdot \omega \cdot V_d \cdot \cos \beta$$

Với ω - là tốc độ góc của đĩa chia liệu, rad/s; f_1 và f_2 - hệ số ma sát tương ứng đối với vật liệu của đĩa và lưỡi dao chia liệu; V_d - là vận tốc tương đối của hạt dọc theo lưỡi dao, m/s; β - góc giữa phương chuyển động của hạt và phương vuông góc với lực li tâm, độ.



Hình 3 – Sơ đồ chuyển động của hạt trên đĩa chia liệu

Chuyển vận tốc góc và vận tốc tương đối dưới dạng vi phân, chúng ta thu được

$$\frac{d^2r}{dt^2} - r \cdot \left(\frac{d\varphi}{dt}\right)^2 = -f_1 \cdot g \cdot \frac{\frac{dr}{dt}}{\sqrt{\left(\frac{dr}{dt}\right)^2 - \left(r \cdot \frac{d\varphi}{dt}\right)^2}} \quad (12)$$

$$-2 \cdot f_2 \cdot \omega \cdot \frac{dr}{dt} + \omega^2 \cdot r + 2 \cdot \omega \cdot \frac{d\varphi}{dt}$$

Các cánh của đĩa chia liệu được chế tạo theo dạng xoắn ốc logarit, được xác định bởi phương trình $r = a\varphi$ trong hệ tọa độ cực. Từ đây chúng ta có thể nhận được

$$\varphi = \log_a r; \quad (13)$$

$$\frac{d\varphi}{dt} = \frac{1}{r \cdot \ln a} \cdot \frac{dr}{dt}$$

Thay (13), và phương trình (12) ta có

$$r - \frac{r^2}{r \cdot (\ln a)^2} = -f_1 \cdot g \cdot \frac{r}{\sqrt{\left(\frac{dr}{dt}\right)^2 - \left(\frac{r}{\ln a}\right)^2}} \quad (14)$$

$$-2 \cdot f_2 \cdot \omega \cdot r + \omega^2 \cdot r + 2 \cdot \omega \cdot \frac{r}{\ln a}$$

Đây là một phương trình vi phân phi tuyến bậc hai và được giải bằng số sử dụng các phần mềm hỗ trợ như MathCad, MATLAB v.v.

Thảo luận

Quá trình di chuyển và va chạm của các hạt trong khoang nghiền của máy nghiền li tâm va đập trực đứng là quá trình rất phức tạp. Năng lượng nghiền được sinh ra bằng cách các hạt vật liệu di chuyển với vận tốc phù hợp trước khi hạt ra khỏi đĩa chia liệu và va chạm vào nhau. Năng lượng nghiền cũng chính là năng lượng của các vụ va chạm giữa các hạt.

Kết hợp phương trình (9) và phương trình (14) ta được hệ phương trình (15). Hệ phương trình này được giải bằng số sử dụng các phần mềm hỗ trợ như MathCad, MATLAB v.v.

$$\left\{ \begin{array}{l} \omega = \frac{30}{\pi \cdot r} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot (K_2 \cdot \Delta V + K \cdot \Delta S)}{(0.98 \div 0.99) \cdot m}} \\ r - \frac{r^2}{r \cdot (\ln a)^2} = -f_1 \cdot g \cdot \frac{r}{\sqrt{\left(\frac{dr}{dt}\right)^2 - \left(\frac{r}{\ln a}\right)^2}} \\ -2 \cdot f_2 \cdot \omega \cdot r + \omega^2 \cdot r + 2 \cdot \omega \cdot \frac{r}{\ln a} \end{array} \right. \quad (15)$$

3. Kết luận và kiến nghị

Từ những nghiên cứu phân tích ở trên ta có thể kết luận rằng:

- Nguyên lý phá vỡ đất đá của máy nghiền li tâm trực đứng rất độc đáo, giúp tăng tuổi thọ của thiết bị nghiền đồng thời nâng cao chất lượng của sản phẩm đầu ra.

- Đường kính và vận tốc đĩa chia liệu là hai thông số rất quan trọng trong tính toán thiết kế máy nghiền li tâm trực đứng. Nó ảnh hưởng trực tiếp đến khả năng đập vỡ vật liệu và hiệu quả làm việc của thiết bị.

- Thiết lập được phương trình tính toán thể hiện mối quan hệ giữa bán kính của đĩa chia liệu và vận tốc quay của đĩa. Đây là cơ sở đầu tiên để tính toán các thông số khác của thiết bị.

- Cần tiếp tục mở rộng nghiên cứu để xây dựng phương pháp tính toán thiết kế đĩa chia liệu hoàn chỉnh.

Tài liệu tham khảo

- <https://labcare.com.vn/cat-nhan-tao-la-gi-so-sanh-cat-nhan-tao-va-cat-tu-nhien>
Robertson J.L. (1983). Impact Crushers come in wide range of sizes and types// Rock Products. V. 86. N 3. P. 41-43.
Wermter K. (1988). Verschleissminderung beim Brechen von Keis, *Ibid.* № 3. p. 156-139.

- Абдулханова, М.Ю. (2011). Автоматизированные системы дробильносортировочным оборудованием, *Механизация строительства*. – №3. – С. 19-21.
Яблонский А.А., Никифорова В.М. (2002). *Курс теоретической механики*. – М.: Издательство «Лань», 768 с

ABSTRACT**Establish the equations to determine the diameter and rotational speed rotor of vertical shaft impact crusher**

Nguyen Khac Linh¹, Nguyen Van Xo¹, Nguyen Đang Tan¹, Le Thi Hong Thang¹

¹ *Department of industrial machinery and equipment*

Faculty of Electro-Mechanics

¹ *Hanoi University of Mining and Geology*

Nowadays, natural sand is running out by the huge demand. The natural sand resources formed by hundreds of thousands of years in many countries and regions are almost exhausted. As a result, natural sand costs are getting higher and higher and cannot meet the increasing market demand. In this case, the artificial sand came into being. Artificial sand, also called crushed sand or mechanical sand (m sand), refers to rocks, mine tailings or industrial waste granules with a particle size of less than 4.75 mm. It is processed by mechanical crushing and sieving. In Vietnam, no company has successfully manufactured a Vertical Shaft Impact Crusher (VSI Crusher). VSI Crushers are mainly imported from China, the US, so the purchase price is high. The main reason is the lack of research papers on VSI Crusher. In this paper, the process of accelerating and breaking of material particles are studied and analyzed to establish mathematical equations describing the movement of material particles by rotor centrifugal crusher. Thereby, the relationship between the radius and rotational speed of rotor is established. Based on this study, other parts of VSI Crusher are calculated and designed.

Keywords: VSI Crusher, artificial sand, crushed sand, rotor centrifugal crusher

Bàn về cơ chế bảo mật trong mạng IoT

Cung Quang Khang¹,

¹⁾ Khoa Cơ điện, Trường Đại học Mở Địa chất, Việt Nam, email: cungquangkhang@humg.edu.vn

THÔNG TIN BÀI BÁO

Quá trình:

Nhận bài 15/04/2021
Chấp nhận 16/8/2021
Đăng online 19/12/2021

Từ khóa:

Bảo mật, IoT (Internet of Things), API (Application Programming Interface), MUD (Manufacturer Usage Description)

TÓM TẮT

Trong trào lưu chuyển đổi số, các thiết bị trong đời sống nói chung và thiết bị công nghiệp nói riêng đều có xu hướng trở thành thiết bị IoT (Internet of Things). Mạng liên kết các thiết bị IoT dựa trên nền tảng Internet, do vậy nhu cầu bảo mật thông tin cần được đặc biệt quan tâm. Trong bài báo cáo này sẽ chỉ ra những nguy cơ xâm phạm thông tin, chiếm quyền điều khiển và tấn công hệ thống mạng đồng thời cũng gợi ý một số cơ chế bảo mật thông tin. Từ đó, các nhà thiết kế thiết bị và hoạch định mạng sẽ tìm ra các giải pháp bảo mật thông tin và đảm bảo an toàn cho hệ thống IoT.

© 2021 Trường Đại học Mở - Địa chất. Tất cả các quyền được bảo đảm.

1. Mở đầu

Sự ra đời và phát triển của công nghệ Internet vạn vật (IoT - Internet of Things) cùng với các mạng dịch vụ kết nối tốc độ cao như 5G, công nghệ điện toán đám mây (Cloud Computer) cũng như mô hình xử lý dữ liệu lớn (Big Data) mở ra kỷ nguyên chuyển đổi số đang mang lại những lợi ích lớn cho các doanh nghiệp và người dùng. Theo dự báo của IDC (International Data Corporation - Tập đoàn Dữ liệu Quốc tế), đến năm 2025 sẽ có hơn 40 tỷ thiết bị IoT được triển khai trên toàn thế giới với một lượng dữ liệu cực lớn, có thể đạt tới 79 zettabytes (ZB) [1].

Cùng với việc triển khai công nghệ 5G, các thiết bị IoT sẽ có mặt ở mọi lúc, mọi nơi của đời sống xã hội. Thiết bị IoT ngày càng đa dạng, từ những thiết bị phục vụ cuộc sống thường nhật (camera giám sát, các thiết bị điều khiển nhà thông minh) cho đến các thiết bị ứng dụng trong các hoạt động xã hội thiết yếu (điều hành giao thông, an ninh, an toàn, giám sát ô nhiễm môi trường, và các phương tiện công cộng, xử lý rác thải, cung cấp nước, điện,

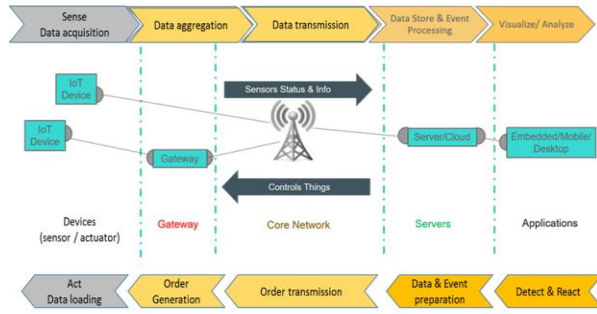
khí đốt). Trong công nghiệp, IoT được sử dụng rộng rãi trong kiểm soát, điều hành nhà máy và các dây chuyền sản xuất. Tương lai gần, IoT là một thành phần thiết yếu của hệ sinh thái công nghiệp 4.0 cũng với trí tuệ nhân tạo (AI) mang lại lợi ích to lớn.

Tuy nhiên, cùng với những lợi ích mà thiết bị IoT đem lại, những ứng dụng IoT cũng chứa đựng nhiều nguy cơ về bảo mật thông tin, dữ liệu cũng như chiếm quyền điều khiển. Đơn giản có thể chỉ là lộ thông tin của người dùng thông qua camera giám sát. Nguy cơ lớn hơn nhiều có thể là mất kiểm soát một dây chuyền công nghiệp, mất an toàn, an ninh dẫn đến những hậu quả nghiêm trọng. Ví dụ, nếu một hệ thống điều hành giao thông hay cung cấp năng lượng bị tin tặc tấn công có thể làm tê liệt cả một đô thị lớn. Do đó, cần phải có cơ chế để đảm bảo độ tin cậy cho các ứng dụng IoT, bảo mật thông tin trong mạng IoT. Báo cáo này có mục đích đề cập đến các nguy cơ tấn công vào mạng IoT và xây dựng cơ chế bảo mật thông tin cho mạng IoT.

2. Mạng IoT và các nguy cơ bị tấn công

2.1 Mạng IoT

Các thiết bị IoT được gắn kết với nhau tạo thành mạng IoT hay là một hệ sinh thái, tùy thuộc vào từng mục tiêu cụ thể của người dùng. Các thành phần của hệ có thể mô tả trên hình sau.



Hình 1. Những thành phần chính của một mạng IoT

Xét mạng IoT như trên hình 1, ta thấy các thiết bị IoT (IoT Device) như camera giám sát, các trạm đo, các cơ cấu điều khiển triển khai trên thực địa gọi chung là các thiết bị trường, thông qua cảm biến (sensor/actuator) đảm nhận thu thập dữ liệu (Sense Data acquisition) và truyền tới cổng mạng (gateway) đóng vai trò tổng hợp dữ liệu (Data Aggregation) hoặc truyền trực tiếp thông qua mạng truyền thông (3G/4G/5G) đến mạng truyền (Data Transmission) dẫn lối (core network). Từ đây, các thông tin này sẽ được tới bộ phận xử lý và lưu trữ dữ liệu (Data Store & Event Processing) tại các máy chủ (Servers/Cloud) trên môi trường điện toán đám mây. Những dữ liệu này sẽ được khai thác bởi các ứng dụng (application) trên các hệ thống nhúng, thiết bị di động hay các máy tính (Embedded/Mobile/Desktop): mỗi ứng dụng cung cấp một hay nhiều dịch vụ giá trị gia tăng. Những dịch vụ này có thể là tính hóa đơn (điện, nước, ga), giám sát và điều khiển (giao thông, ô nhiễm môi trường), can thiệp tại chỗ (camera giám sát). Những ứng dụng cũng dùng mạng truyền thông để gửi các mệnh lệnh điều khiển xuống các thiết bị IoT. Quan hệ trong mạng IoT là khá phức tạp và có thể là:

a) Các quan hệ giữa các thiết bị nhúng và các cảm biến, máy thu thập dữ liệu và cơ cấu chấp hành có liên quan.

b) Các quan hệ giữa các ứng dụng di động và phần mềm điều khiển lệnh.

c) Các quan hệ giữa các API (Application Programming Interface) đám mây và các dịch vụ mạng liên quan. Các nhà phát triển có thể sử dụng API đám mây để mã hóa và mỗi API có một dịch vụ của nhà cung cấp đám mây.

d) Các giao thức truyền thông mạng có liên quan đang được sử dụng, chẳng hạn như Ethernet, giao thức mạng không dây 802.11 và giao thức truyền thông liên thành phần (Zigbee, Z-Wave và Bluetooth).

2.2 Các nguy cơ tấn công vào mạng IoT

Với cấu trúc nêu trên, mạng IoT có thể bị tấn công từ nhiều hướng khác nhau. Có thể liệt kê các con đường mà tin tặc có thể tấn công vào hệ, đó là:

a) Tin tặc có thể chiếm quyền điều khiển các thiết bị IoT triển khai trên thực địa: tấn công truy nhập trực tiếp vào các thiết bị IoT.

b) Tin tặc cũng có thể tập trung tấn công vào các máy chủ trên môi trường điện toán đám mây.

c) Thông qua hệ sinh thái IoT đã bị tin tặc chiếm và lợi dụng để tấn công các hệ thống thông tin khác (ví dụ như tấn công từ chối truy cập thông qua hệ thống đèn giao thông).

Những nguy cơ mất an toàn thông tin này là đáng lo ngại vì bảo mật thường ít được chú trọng trong quá trình phát triển các ứng dụng IoT. Thống kê của các công ty chuyên ngành cho thấy, phần lớn các thiết bị IoT có những lỗ hổng bảo mật phần mềm nghiêm trọng như:

- Cấu hình không an toàn (không thay đổi mật khẩu ngầm định khi cài đặt, không đóng giao diện khi soát lỗi (debug));

- Yếu kém về quản trị thiết bị cho phép tin tặc truy cập và chiếm điều khiển từ xa;

- Sử dụng các giải thuật mã hóa yếu dẫn tới các thông tin quan trọng có thể dễ dàng truy nhập và sửa đổi;

- Mất kiểm soát trong quá trình cập nhật phần mềm: một thiết bị IoT cần thiết được cập nhật

thường xuyên (firmware update) để cải thiện chức năng và sửa lỗi. Tin tặc có thể triển khai mã độc trên tất cả các thiết bị tại bước này nếu khai thác được lỗ hổng.

Trong các điểm yếu trên, việc quản trị, kiểm soát và giám sát thiết bị có thể được xem là yếu tố then chốt và có tính quyết định đến an toàn thông tin của tổ chức. Sở dĩ việc kiểm soát và giám sát thiết bị là quan trọng bởi số lượng các cuộc tấn công từ chối dịch vụ kiểu phân tán DDoS (Distributed Denial of Service) ngày càng nhiều, mà nguyên nhân xuất phát từ việc không kiểm soát và giám sát chặt chẽ thiết bị, khiến các thiết bị này vô tình trở thành mạng lưới botnet cho các cuộc tấn công từ chối dịch vụ, nhằm vào các mục tiêu là hệ thống thông tin quan trọng quốc gia. Theo thống kê của APNIC (Asia Pacific Network Information Centre), tỉ lệ các cuộc tấn công liên quan đến DDoS là rất cao, chiếm 87%. Do đó vấn đề đặt ra là phải giám sát được các thiết bị IoT này, trong đó ba yếu tố cần quan tâm đó là: ai đã truy cập thiết bị; sau khi truy cập, đối tượng đã thao tác gì trên thiết bị; và các tác vụ đã thực hiện trên thiết bị ảnh hưởng như thế nào đối với hoạt động của hệ thống mạng.

Từ những nguy cơ trên, cần xây dựng cơ chế, giải pháp bảo an toàn thông tin trong mạng IoT.

3. Các cơ chế nhằm bảo mật thông tin, nâng cao độ tin cậy cho mạng IoT

Từ những mối quan hệ trong mạng IoT, chúng ta có thể xây dựng cơ chế đảm bảo bảo mật cho hệ. Đó là,

3.1 Đảm bảo các thiết bị IoT đưa vào hệ có khả năng bảo mật

Khi triển khai các hệ thống mạng IoT, các thiết bị IoT phải được kiểm định đảm bảo an toàn bảo mật. Do đó, cần xây dựng và triển khai những phương pháp kiểm định an toàn thông tin độc lập là giải pháp lâu dài để nâng cao độ tin cậy các ứng dụng IoT. Cách tiếp cận này dựa trên những nguyên tắc cơ bản sau:

- Nhà sản xuất cung cấp sản phẩm mẫu và thông tin cần thiết cho cơ quan kiểm định;

- Cơ quan kiểm định phải có đủ năng lực kỹ thuật và chất lượng (cụ thể là đạt chuẩn ISO/IEC 17025);

- Quy trình kiểm định phải hoàn toàn độc lập: nhà sản xuất không thể tác động đến kết quả kiểm định;

- Sản phẩm chỉ được lưu hành khi kết quả kiểm định thỏa mãn các chỉ tiêu an toàn.

3.2 Kiểm soát thường xuyên tình trạng an ninh mạng hạn chế tối đa quyền truy nhập, kết nối các thiết bị IoT

Khi triển khai IoT, việc cài đặt các chốt chặn rủi ro là cần thiết nhưng không đủ để bảo mật dữ liệu. Các rủi ro mạng luôn luôn biến đổi và gia tăng, cần thường xuyên theo dõi và cập nhật các chính sách bảo mật. Do đó, các thiết bị IoT luôn được cập nhật firmware mới, các bản vá lỗ hổng bảo mật.

Các thành phần kết nối trong mạng IoT cần thường xuyên tuân thủ các tiêu chuẩn an ninh mạng. Từ đó, cần thực hiện thay đổi thường xuyên mật khẩu truy nhập trên các thiết bị IoT.

Thêm nữa, một trong các giải pháp bảo mật là không có thiết bị nào có toàn quyền kết nối với môi trường IoT của doanh nghiệp. Mỗi thiết bị cần được ngăn chặn khỏi tin tặc bằng cách sử dụng địa chỉ IP bảo mật không thể nhận diện từ mạng Internet công cộng. Trong trường hợp một thiết bị bị tấn công, giải pháp này đảm bảo tin tặc không thể xâm nhập toàn bộ hệ thống thông qua thiết bị đó.

3.3 Sử dụng mã hóa bảo mật

Các thiết bị trong môi trường IoT thường có hạn chế về năng lượng, khả năng xử lý và có bộ nhớ thấp (thường từ vài KB RAM đến hàng chục KB EEPROM). Một giải pháp là cung cấp cho thiết bị IoT một mã định danh duy nhất và không thể sao chép, bằng cách lấy mã này từ sự khác biệt vật lý cực nhỏ giữa các chip silic được tạo ra bởi sự đa dạng của quy trình sản xuất trên tấm wafer. Một mã định danh như vậy có thể thay thế cho các khóa mã hóa cần lưu trữ, nên sẽ tiết kiệm bộ nhớ.

Các thiết bị IoT với định danh duy nhất có thể giao tiếp an toàn với các máy chủ dựa trên đám

mây thực hiện phân tích dữ liệu và ra quyết định trong hệ sinh thái IoT. Tuy nhiên, điều quan trọng là các thiết bị và máy chủ có thể xác thực rằng chúng đang giao tiếp với các thành viên hợp lệ trong hệ sinh thái của chúng. Điều này thường được xử lý bằng cách sử dụng chữ ký số và cơ sở hạ tầng khóa công khai.

Do đó, giao thức trao đổi khóa cần sử dụng các cơ chế hạng nhẹ bao gồm: khóa mật mã đối xứng và sơ đồ dẫn xuất khóa dựa trên hàm băm (Hash key derivation function - HKDF).

Trong cấu hình bảo mật IoT đề xuất giao thức trao đổi khóa hạng nhẹ, gồm 2 khóa chia sẻ giữa thiết bị IoT và Gateway, trong đó sử dụng một khóa chủ đối xứng dài hạn, ký hiệu là Km, và một khóa chia sẻ ngắn hạn (khóa phiên) ký hiệu là Ks. Khóa phiên khởi tạo được ký hiệu là Kiks. Cả khóa chủ và khóa phiên khởi tạo được nhập thủ công một lần vào trong bộ nhớ EEPROM của thiết bị IoT và Gateway (cổng kết nối mạng). Mỗi Gateway xác thực thiết bị IoT thông qua các Message (bản tin) trao đổi giữa hai bên, các Message được mã hóa bởi khóa chủ Km và được băm nhờ khóa Kiks. Giao thức này đảm bảo cả hai bên đều có khóa chia sẻ Ks, được dùng để mã hóa và tính giá trị băm cho Message phiên. Vấn đề này có thể đi sâu trong một báo cáo khác về giao thức trao đổi khóa bảo mật các thiết bị IoT.

3.4 Lựa chọn nhà cung cấp dịch vụ điện toán đám mây an toàn

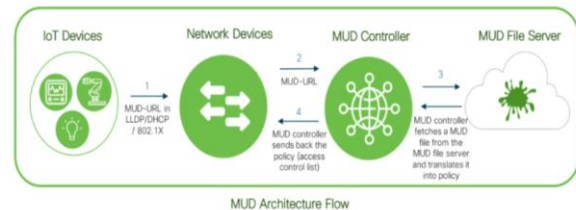
Khi các thiết bị IoT liên kết thành mạng và hệ sinh thái IoT, lưu trữ đám mây là một trong những thành phần quan trọng. Việc lựa chọn nhà cung cấp dịch vụ này ảnh hưởng rất lớn đến bảo mật thông tin hệ IoT.

Mạng IoT thường sử dụng các dịch vụ mạng khác nhau để điều khiển từ xa, thu thập dữ liệu và quản lý sản phẩm. Nói chung, các dịch vụ mạng và API (Application Programming Interface) đám mây là những phần yếu nhất của hệ sinh thái IoT. Các nhà phát triển có thể sử dụng các API đám mây để mã hóa và mỗi API có một dịch vụ của nhà cung cấp đám mây. Trong khi đó, các API đám mây có thể mang lại rủi ro bảo mật cho các ứng dụng đám mây, vì các tác nhân đe dọa có thể dễ dàng tấn công

các API khiến dữ liệu dịch vụ nhạy cảm gặp rủi ro. Điều này có nghĩa là các nhà cung cấp và ứng dụng IoT phải xác định mức độ ưu tiên bảo mật của các API đám mây. Khi đó, việc lựa chọn dịch vụ điện toán đám mây an toàn là cơ chế đảm bảo bảo mật thông tin của hệ sinh thái IoT.

3.5 Giải pháp MUD trong bảo mật thông tin mạng IoT

MUD là viết tắt của Manufacturer Usage Descriptions, là giải pháp được sử dụng để giúp quản trị hệ thống mạng phân loại các thiết bị IoT, từ đó xác định các chính sách hay quyền (policies) về quản lý truy cập thiết bị. Nguyên lý hoạt động cơ bản của giải pháp được mô tả như hình sau:



Hình 2. Sơ đồ luồng dữ liệu trong MUD

Đầu tiên thiết bị IoT sẽ gửi định vị tài nguyên thống nhất MUD-URL (MUD-Uniform Resource Locator) đến thiết bị mạng. MUD-URL là đường dẫn được nhà sản xuất lập trình để nhúng vào thiết bị, được xem như chuỗi định danh thiết bị. Ba phương thức được sử dụng để gửi MUD-URL từ thiết bị IoT đến thiết bị mạng là LLDP (Link Layer Discovery Protocol), DHCP (Dynamic Host Configuration Protocol) và giao tiếp chuẩn 802.1x.

Các thiết bị mạng sau khi nhận được MUD-URL sẽ chuyển tiếp thông tin này đến MUD Controller (được xem là bộ xử lý trung tâm). Sau đó, dựa trên MUD URL, MUD controller sẽ kết nối đến MUD file server của nhà sản xuất thiết bị IoT qua giao thức https. Sau khi xác thực thành công, một file MUD tương ứng sẽ được tải về từ MUD File Server (đám mây lưu trữ). Thiết bị mạng sau khi nhận được file MUD được chuyển tiếp từ MUD Controller đến sẽ thực thi các chính sách quản lý danh sách truy cập (access-list) tương ứng đối với thiết bị IoT đang kết nối trên nó.

Dựa trên sơ đồ đường đi của luồng dữ liệu, có thể thấy được rằng MUD controller có vai trò quan trọng nhất, làm nhiệm vụ chuyển đổi tập tin (file) MUD nhận được từ File Server thành quyền (policy) tương ứng. Khi đó, dựa trên các quyền này, hệ thống chỉ mở một số cổng dịch vụ nhất định và chỉ cho phép một số địa chỉ IP được phép truy cập thiết bị. Trong trường hợp tin tặc muốn tấn công, chiếm quyền điều khiển thiết bị IoT là không thể, bởi địa chỉ IP của tin tặc đã bị chặn bởi tập các quyền quản lý truy cập tạo bởi MUD. Điều này phần nào giới hạn lại rủi ro và kiểm soát được luồng dữ liệu truy cập vào thiết bị.

Hãng cung cấp giải pháp mạng Cisco là đơn vị tiên phong trong nghiên cứu và đề xuất giải pháp MUD, nhằm gia tăng độ an toàn cho thiết bị IoT. Tuy nhiên giải pháp MUD không mang tính độc quyền trên dòng sản phẩm của hãng mà được sử dụng như một tiêu chuẩn mở về an toàn thông tin trên thiết bị IoT. Đối với các công ty chuyên về sản xuất thiết bị IoT, việc cần làm là lập trình để nhúng MUD-URL vào phần mềm firmware (điều khiển) trên thiết bị, đồng thời thiết lập một máy chủ mạng (đám mây) đóng vai trò MUD File Server trên mạng Internet. Điều này phần nào sẽ giúp gia tăng tính cạnh tranh về thiết bị IoT của chính doanh nghiệp, do tính an toàn được chú trọng. Đối với các doanh nghiệp khi mua sắm thiết bị IoT cũng cần chú ý đến khả năng hỗ trợ MUD trên thiết bị. Việc sử dụng các thiết bị IoT có hỗ trợ MUD giúp doanh nghiệp hạn chế được các nguy cơ tin tặc (hacker) chiếm quyền điều khiển thiết bị và sử dụng thiết bị IoT của chính doanh nghiệp cho mạng lưới botnet tấn công DDoS.

4. Kết luận

Cùng với chuyển đổi số trong thời đại công nghiệp 4.0, sự phát triển mạnh mẽ và đa dạng của các ứng dụng IoT là xu hướng công nghệ tất yếu. Ở Việt Nam nếu quá trình này không được quan tâm đúng mức sẽ dễ dàng rơi vào bẫy của giới tin tặc quốc tế. Các thiết bị IoT là loại thiết bị có khá nhiều điểm yếu và rất dễ bị thỏa hiệp bởi tin tặc. Do đó để nâng cao tính an toàn cho hệ thống, người dùng, các tổ chức doanh nghiệp cần có hiểu biết và xây dựng chính sách bảo mật thông tin trên loại thiết bị này.

Thực hiện các cơ chế bảo mật trình bày trên đây sẽ đảm bảo hệ sinh thái mạng IoT được an toàn, mang lại hiệu quả đích thực của triển khai các ứng dụng IoT cho doanh nghiệp và người dùng. Với báo cáo này hy vọng các nhà phát triển ứng dụng IoT, các doanh nghiệp và người dùng quan tâm đúng mức tới vai trò bảo mật của mạng IoT nhằm tránh các rủi ro cho hoạt động của hệ thống.

Tài liệu tham khảo

1. <https://www.idc.com/getdoc.jsp?containerId=prUS45213219>
2. Bin Rabiah, Ramakrishnan, Elizabeth Liri, Koushik Kar, "A lightweight Authentication and Key Exchange Protocol for IoT", 2018, *Sandiego, USA*.
3. Rafael Alvarez, Candido Caballero-Gil, "Algorithms for Lightweight Key Exchange", 2017.
4. <https://blogs.cisco.com/developer/mud-iot-endpoint-security>

Control of Permanent Magnet Synchronous Motor for Traction Application of Electric Vehicles

Nguyễn Chí Dũng^{1,*}, Uông Quang Tuyền²

¹ OCI company, Hanoi, Vietnam, cdnguyen8x@gmail.com

² Hanoi University of Mining and Geology, Vietnam, uongquangtuyen@humg.edu.vn

ARTICLE INFO

ABSTRACT

Article history:

Received 15th Jun 2021

Accepted 16th Aug 2021

Available online 19th Dec 2021

Keywords:

Control of PMSM, automotive, electric vehicle, optimal control strategy, motor control structure

Motor Control is nowadays the core technology in electric vehicles. For electric drivetrain system, control structure and control strategy play an important role because they directly affect to the performance and efficiency of the vehicles. The control structure has to ensure the robustness and reliability even the motor runs at high speed, while the control strategy is responsible to improve motor efficiency. These are complex tasks due to the variations of the motor parameters. This paper focuses on assessing control structure and control strategy for permanent magnet synchronous motors that are widely used to provide the vehicle traction force. Based on these assessments, a robust structure and an optimal strategy are suggested to control the motor in both base-speed and field weakening areas. This suggestion is verified by simulation to show how well the controller works.

© 2020 University of Mining and Geology. All rights reserved

Nomenclature

u_d, u_q	direct and quadrature stator voltages	R_s	stator resistance
i_d, i_q	direct and quadrature stator currents,	L_d, L_q	direct and quadrature stator inductances
ω, ω_e	Mechanical and electrical frequencies	Ψ_{PM}	permanent magnet flux linkage
U_{max}	Voltage limit, $U_{max} = U_{DC}/\sqrt{3}$	z_p	number of pole pairs
T_e	electromagnetic torque	Ψ_d, Ψ_q	direct and quadrature stator flux linkage

1. Introduction

Nowadays, environmental concerns, environmental regulations on CO₂ and exhaust emissions are factors driving development of electric vehicles (EVs). In this application, permanent magnet synchronous motors (PMSMs) are widely used for traction drive because of their advantages, such as high efficiency, high power factor and high power density (Windisch, Hofmann, 2011). To control the PMSMs as well as three-phases motors, up to now field oriented control (FOC) is the most common method (Quang, Dittrich, 2015). Fig. 1 shows the block diagram of the FOC method. As can be seen, in the speed mode (dash line) the

torque demand is provided by the speed controller, while in the torque mode it is an independent control quantity. Here a question arises as to how the current references for current controllers are generated. To answer this question, some control strategies related to optimization algorithms were presented in literature as summarized by (Nguyen, 2017). They can be classified into three categories:

- (1) Model-based control (MBC),
- (2) Search control (SC),
- (3) Hybrid control (HC).

SC and HC strategies base on the iterative loop to seek the optimum point, so they take a long time to achieve the stable state and can cause the disturbance in the electromagnetic torque during

the search process. Thus, both SC and HC strategies are not suitable for applications with frequent changes in the operating point such as in electric vehicles, where the steady state period is short. In contrast, MBC strategies can quickly achieve the optimal state point and, therefore, they may be suitable for the automotive application (Nguyen, 2017). However, MBC strategies require motor parameters, which are difficult to determine exactly and can be changed due to effect of saturation and temperature. Because of this disadvantage, MBC strategies are needed to be further developed in the direction of considering the variation of motor parameters.

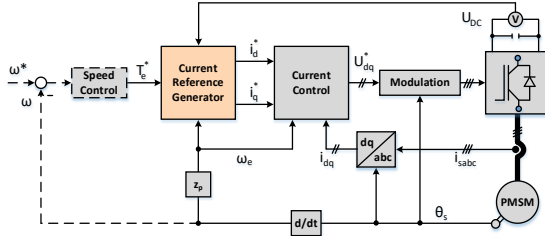


Fig. 1. Field oriented control principle

One of EVs features is that the motor can run at very high speed (called field weakening area), where limitation of current and voltage have to be taken into account for determining the current references. For this feature, the motor controller needs be able to operate in both base speed and field weakening areas as well as the control structure needs to be designed to provide a smooth transition between both (Peters et al., 2012; Schröder, 2009). Some control structures were suggested in these references, but there is no assessment being done as to which one is suitable for the control system of the EV traction drive.

This paper focuses on assessing control structure and control strategy for the traction control system of EVs. From the assessment, a control structure based on Lookup Tables (LUTs) considering nonlinear saturation effect and iron losses is proposed. The LUTs are calculated utilizing the Maximum-Torque-Per-Ampere strategy with the variation of motor parameters obtained from Finite-Element-Method (FEM) simulation results. Appropriate state points

(i_d, i_q) are selected with respect to the motor speed and the actual DC voltage, which can vary considerably with the battery state of charge (SOC) in EVs. Finally, the suggested structure is verified by simulation based on the system parameters in Table 1.

Table 1. Electric system parameters

Parameter	Value
Nominal torque	150 Nm
Nominal speed	7000 rpm
Number of pole pairs	4
Nominal DC-link voltage	400 VDC
Direct stator inductance	110 μ H
Quadrature stator inductance	290 μ H
Permanent magnet flux linkage	0.0532 Wb
Stator resistance	6 mOhm

2. Motor Control

2.1. Motor Model and Loss Model

The mathematical model of the PMSM is described in the dq-coordinate system as follows (Schröder, 2009):

$$u_d = R_s i_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - \omega_e \Psi_q \quad (2)$$

$$u_q = R_s i_q + \frac{d\Psi_q}{dt} + \omega_e \Psi_d \quad (3)$$

$$\Psi_d = \Psi_{PM} + L_d i_d \quad (4)$$

$$\Psi_q = L_q i_q \quad (5)$$

$$T_e = \frac{3}{2} z_p (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) \quad (6)$$

It should be noted that the relationship between flux linkages and stator current components becomes nonlinear due to the saturation and temperature effects, especially at high load or high speed (Windisch, Hofmann, 2011). Fig. 2 illustrates the flux linkages obtained from FEM simulation for the example motor.

The drive consists of the components inverter and machine, with both causing power dissipation. In the motor, electrical losses (P_{loss}) are divided into copper losses, iron losses and stray losses (Junggi Lee et al., 2008):

$$P_{Cu} = 1.5R_s(i_d^2 + i_q^2) \quad (7)$$

$$P_{Fe} = C_{Fe}\omega^\gamma(\psi_d^2 + \psi_q^2) \quad (8)$$

$$P_{Str} = C_{Str}\omega^2(i_d^2 + i_q^2) \quad (9)$$

where C_{Fe} , γ and C_{Str} are loss coefficients that can be varied by motor operating point.

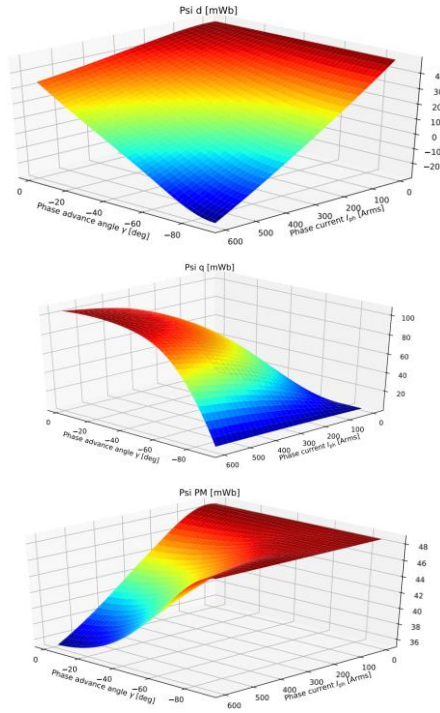


Fig. 2. Flux linkages from FEM

In inverter, losses are composed of switching losses and conduction losses of the transistors and diodes: (Windisch, Hofmann, 2011):

$$P_{Cond} = f(i_{ph}, \xi, \varphi) \quad (10)$$

$$P_{SW} = f(i_{ph}, \xi, f_{sw}, U_{DC}) \quad (11)$$

Depending on (1) ÷ (5) we can design the current controllers by utilizing the FOC method, but it is not our objective. In this paper, we focus on generating the current references for the current controller based on (6) ÷ (10). This is presented in next subsections 3.2 and 3.3.

2.2. Control Strategy

Operation in constant torque region

As already mentioned, the MBC strategy should be used for the EV traction motor. In the constant torque region, appropriate operation points are chosen by utilizing the optimization control strategy:

$$\min_{i_d, i_q} P_{loss}(i_d, i_q) \text{ s.t. } T_e(i_d, i_q) = T_{e,ref} \quad (12)$$

Depending on which losses are considered in the loss function P_{loss} some MBC strategies were reported in literature (see **Error! Reference source not found.**). Note that for the MTPA strategy only basic motor parameters such as R_s , L_d , L_q and Ψ_{PM} are required (see (2)÷(7)) while other strategies need more experimental parameters (see (8)÷(11)) that are difficult to determine. In the other words, finding a solution to minimize total power losses is a challenge because it requires too much effort to determine system parameters. It is the reason why using MTPA strategy is suggested in this paper:

$$\min_{i_d, i_q} P_{Cu}(i_d, i_q) \text{ s.t. } T_e(i_d, i_q) = T_{e,ref} \quad (13)$$

Table 5. Model-based control strategy for PMSM

Strategy	Considered Losses	Reference
Maximum Torque Per Ampere (MTPA)	$P_{loss} = P_{Cu}$	(Meyer, Böcker, 2006) (Schröder, 2009)
Minimum motor losses	$P_{loss} = P_{Cu} + P_{Fe} + P_{Str}$	(Junggi Lee et al., 2008) (Peters et al., 2012),
Minimum total losses	$P_{loss} = P_{Cu} + P_{Fe} + P_{Str} + P_{Cond} + P_{SW}$	(Pohlenz, Böcker, 2010) (Windisch, Hofmann, 2011)

To overcome the problem of motor parameter variations, the MTPA control characteristic is calculated by using the FEM simulation results (see Fig. 2). Thus, both nonlinear saturation and iron loss effects are taken into account. Fig. 3 shows comparison of two MTPA characteristics obtained by using nominal motor parameters (nominal trajectory - red) and by using FEM simulation results (FEM-based trajectory - blue). Both characteristics are calculated from (13) by using Matlab-Optimization-Toolbox. It can be seen that for high torque or high speed the operating point differs significantly from the nominal trajectory. The reason is the variations of the motor inductances at high current due to the magnetic saturation. Due to lack an explicit formula for the MTPA strategy, LUT is used for the FEM-based MTPA strategy.

Operation in field weakening region

MTPA control strategy will be maintain as long as the point (i_d, i_q) is still located within limitations of the current and voltage (Meyer, Böcker, 2006; Schröder, 2009):

$$i_d^2 + i_q^2 \leq I_{\max}^2 \quad (14)$$

$$u_d^2 + u_q^2 \leq U_{\max}^2 \quad (15)$$

As MTPA point (i_d, i_q) is outside the limitations (14) and (15), it has to be re-calculated so that the copper losses reach minimum while the torque is maintained equal to its reference or reached as maximum as possible. So the loss minimization problem (13) can be rewritten as:

$$\begin{aligned} & \min_{i_d, i_q} P_{Cu}(i_d, i_q) \\ & s. t. \begin{cases} T_e(i_d, i_q) \rightarrow \max \leq T_{e,ref} \\ i_d^2 + i_q^2 \leq I_{\max}^2 \\ u_d^2 + u_q^2 \leq U_{\max}^2 \end{cases} \end{aligned} \quad (16)$$

The problem (16) can be solved by numerical method such as using Matlab-Optimization-ToolBox. Fig. 4 shows the results including control characteristics with constant speed for the

simulation motor. Here the parameters L_d, L_q and

Ψ_{PM} are obtained from FEM simulation considering the saturation and iron loss effects. As can be seen, when the speed increases, the control characteristics are moved to the direction of decreasing the direct stator current. The torque is maintained equal to its reference or it is controlled to reach the maximum value if input power is limited. Thus, this strategy is called Maximum-Torque-Per-Watt (MTPW). Note that at low speed where the voltage limitation can be neglected, the MTPW characteristic is coincided with FEM-based MTPA one in Fig. 4

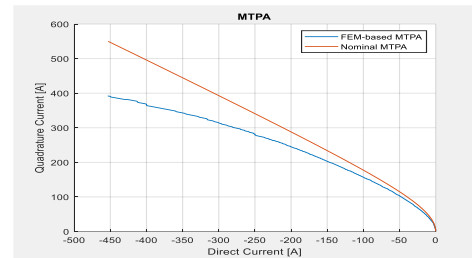


Fig. 3. MTPA characteristics

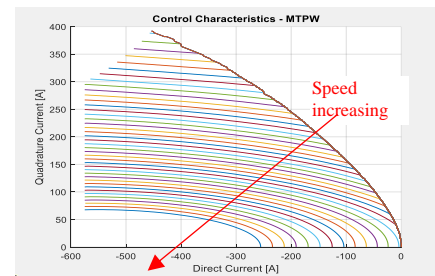
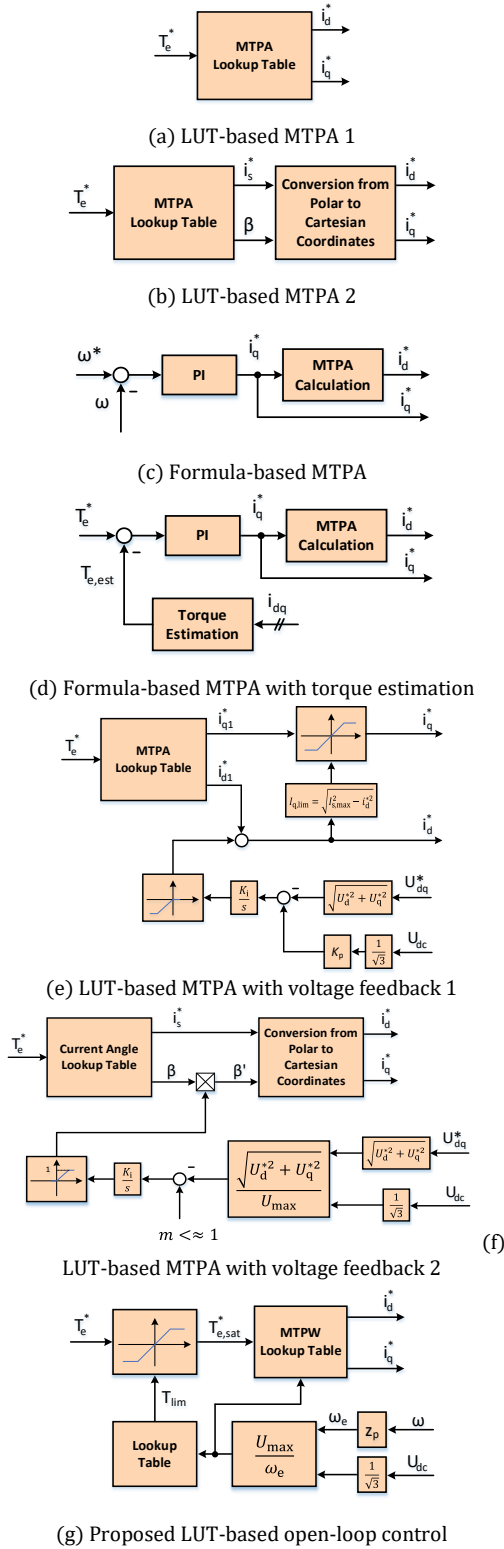


Fig. 4. Control characteristics

2.3. Control Structure

Fig. 5 summarizes some block diagrams of current reference generator reported in literature (Lee et al., 2008; Schröder, 2009; Pohlenz, Böcker, 2010; Windisch, Hofmann, 2011; Peters et al., 2012). In Fig. 5a and Fig. 5b the current references are calculated offline based on MTPA strategy (13) and used as LUT. To avoid using LUTs, structures in Fig. 5c and Fig. 5d use the outputs of the PI-controllers as q - axis current reference while d - axis current reference is calculated based on an explicit formula, which is the solution of (13) when neglecting the variation of the motor parameters. The structures in Fig. 5a ÷ Fig. 5d can be applied



only for motor operation in constant torque region, not appropriate for EV traction.

To control the motor operating in both constant torque and field weakening regions, the structures in Fig. 5e and Fig. 5f supplement I-controllers with voltage feedback. In the constant torque region, the I-controllers are inactive by using saturation blocks and the current reference are generated by the MTPA strategy. In the field-weakening region, the I-controller are active and the d-axis current reference is moved so that the state point (i_d, i_q) lies on the voltage limit curve. In this way, the d-axis flux linkage is reduced and the motor can operate in the field-weakening region. The main disadvantage of these structures is that they need convergence time to achieve a new steady state. Thus, they are not suitable for the EV traction, where the operating point is changed frequently.

To overcome the problem of convergence time, in this paper the LUT-based open-loop control structure is proposed in Fig. 5g. By utilizing motor parameters from FEM simulation, the current references are calculated offline founded on the MTPW strategy (16). When neglecting the stator resistance, at steady-state the voltage components in (2) and (3) can be rewritten as $u_d = -\omega_e \Psi_q$ and $u_q = \omega_e \Psi_d$. Thus, torque limit T_{lim} can be calculated under conditions (14) and (15) as follows:

$$\max_{i_d, i_q} T_e(i_d, i_q) : \begin{cases} i_d^2 + i_q^2 \leq I_{max}^2 \\ \Psi_d^2 + \Psi_q^2 \leq \left(\frac{U_{max}}{\omega_e}\right)^2 \end{cases} \quad (17)$$

All offline results are then used as LUTs. In this way, we can avoid the problem of convergence time and the motor can runs in both constant torque and field weakening regions with the smooth transition between both. The simulation results shown in Fig. 6 demonstrates this remark.

3. Conclusion

In this paper, the realization of a Lookup-Table-based open-loop control structure for a permanent magnet synchronous motor based on the Maximum-Torque-Per-Watt strategy is presented. Because the proposed control strategy utilizes the

Finite-Element-Method simulation results to calculate the stator current references for the

[2] Meyer M, Böcker J. (2006). Optimum Control for Interior Permanent Magnet

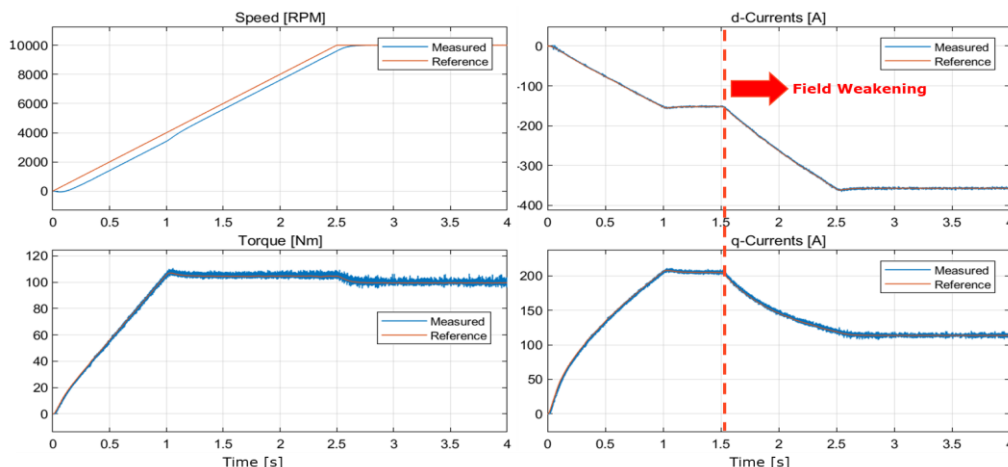


Fig. 6. Simulation results: motor runs in speed mode, at 10000 rpm and 100 Nm.

controller, variations of motor parameters due to saturation and effect of iron losses on the motor model are considered. Simulations using a subcompact electric vehicle model demonstrate that the presented structure is capable for the constant torque region as well as for the flux-weakening region and provides a smooth transition between both.

It should be noted that for strategies based on the Finite-Element-Method, the knowledge of the machine such as geometries and materials is required. In addition, the machine models are time-consuming to create and verify, and sometimes they need to be refined repeatedly to ensure that the results are accurate.

The proposed approach can be applied for other motor types such as induction motors and synchronous reluctance motors. This is a target of further research.

References

[1] Junggi Lee, Kwanghee Nam, Seoho Choi, Soonwoo Kwon. (2008). Loss Minimizing Control of PMSM with the Use of Polynomial Approximations. *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*.

Synchronous Motors (IPMSM) in Constant Torque and Flux Weakening Range. *2006 12th International Power Electronics and Motion Control Conference*. IEEE.

- [3] Nguyen CD. (2017). *Loss minimization control of three-phase motors*. Shaker.
- [4] Peters W; Wallscheid O; Böcke J. (2012). A precise open-loop torque control for an interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM) considering iron losses. *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*.
- [5] Pohlenz D, Böcker J. (2010). Efficiency improvement of an IPMSM using Maximum Efficiency operating strategy. *Proceedings of 14th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC 2010*. IEEE.
- [6] Quang NP, Dittrich JA. (2015). *Vector control of three-phase AC machines*. Springer.
- [7] Schröder, D. (2009). *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*. Springer.



-
- [8] Windisch T, Hofmann W. (2011). Loss minimization of an IPMSM drive using pre-calculated optimized current references. *IECON*, Australia.

A comparison study between the Craig - Bampton model reduction method and traditional finite element method for analyzing the dynamic behavior of vibrating structures.

Kieu Duc Thinh ^{1,*}, Trinh Minh Hoang ², Nguyen The Hoang ¹

¹ Hanoi University of Mining and Geology, , hanhchinhtonghop@humg.edu.vn

² Hanoi University of Science and Technology, hcth@hust.edu.vn

ARTICLE INFO

Article history:

Received 15th Jun 2021

Accepted 16th Aug 2021

Available online 19th Dec 2021

Keywords:

Craig-Bampton, dynamic substructuring, model reduction method, vibrating structure, finite element model

ABSTRACT

Many studies have shown that the method of dynamic substructuring of Craig-Bampton (CB) which showed the effectiveness, will be used to study the dynamic response of the structure with respect to the excitation frequency [Dennis Klerk et al, 2008; Duc Thinh Kieu et al, 2019; J. Wijker, 2008; Mapa et al 2021]. Its capacity to effectively reduce the number of degrees of freedom (DOFs) and also the computational costs will be evaluated in comparison with computations carried out with a complete finite element (FE) model. The CB method is one of the most popular substructuring methods and is based on a formalization which will be presented in this paper. In this method, the internal DOFs are separated from the boundary DOFs, and decomposed onto a basis of static modes, and a basis of fixed interface modes [Craig et Bampton, 1968]. The use of a reduced basis for the fixed interface modes makes it possible to reduce the size of the system to be solved, and therefore to save the computational time compared to a classical finite element computation involving the complete system. We will apply the Craig-Bampton method to an academic structure composed of three plates connected by springs and we will be interested in the frequency response functions of the deformation energies of the different plates. To evaluate the influence of the number of modes selected on the results, we will consider two bases of fixed interface modes of different sizes.

Copyright © 2021 Hanoi University of Mining and Geology. All rights reserved.

1. Introduction

The FE method is a traditional method used to perform the dynamic analysis of complex industrial structures. However, it usually involves models characterized by large numbers of DOFs and leads to large computational costs. It may be

necessary to reduce the size of the models to solve. One of the efficient model reduction strategies is the well-established Craig-Bampton method that is a substructuring technique. This method reduces the number of DOF of substructures by approximations, using a limited

number of fixed interface modes. It is useful for study the dynamic response of the structure with respect to the excitation frequency with many DOFs [Craig et Bampton, 1968; J. Wijker, 2008; Dennis Klerk et al, 2008].

The aim of this paper is to apply the Craig - Bampton method in order to reduce the computational costs in the analysis of the dynamic behavior of a vibrating structure with many DOFs. Section 2 presents the Craig - Bampton method. In Sections 3, this method is used to analyze the dynamic response of a system composed of three plates connected two by two by springs. The obtained results will be compared with the reference solution that is constituted by the full FE model.

2. The Craig – Bampton method

Using the Craig-Bampton method [Craig et Bampton, 1968] helps to reduce the size of the FE models involving large numbers of DOFs. In the framework of finite element modeling, the degrees of freedom (DOFs) of an undamped structure, contained in the vector q , the equation of motion of a structure is:

$$[M]\{\ddot{q}\} + [K]\{q\} = \{F\}, \quad (1)$$

where $[M]$ and $[K]$ denote respectively the mass and stiffness matrices of the structure, $\{q\}$ the vector of displacements and $\{F\}$ the vector of external forces.

To apply the Craig-Bampton method, it will be necessary to partition the vector of DDLs $\{q\}$ into the boundary DOFs, q_B , and the internal DDLs, q_I :

$$Rq = \begin{Bmatrix} q_B \\ q_I \end{Bmatrix}. \quad (2)$$

Considering harmonic forces, the above equation may be rewritten as:

$$-\omega^2 \begin{bmatrix} M_{BB} & M_{BI} \\ M_{IB} & M_{II} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} q_B \\ q_I \end{Bmatrix} + \begin{bmatrix} K_{BB} & K_{BI} \\ K_{IB} & K_{II} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} q_B \\ q_I \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} F_B \\ F_I \end{Bmatrix}. \quad (3)$$

In the classical FE method, the unknown DOFs are obtained by inverting the above system, if the number of DOFs involved is important the computational time can be cumbersome. The Craig-Bampton transformation consists of expressing the physical amplitudes $\{q_B\}^T$ from generalized coordinates $\{q_B\}^T$ as follows:

$$\begin{Bmatrix} q_B \\ q_I \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} I & 0 \\ X_{st} & X_{el} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} q_B \\ \alpha \end{Bmatrix}, \quad (4)$$

where X_{st} is the matrix of static modes, which are computed as $-K_{II}^{-1} K_{IB}$, X_{el} is the matrix of fixed interface modes, i.e. the matrix of the eigenvectors of (K_{II}, M_{II}) , and α is the vector of the modal amplitudes.

Reducing the size of the problem by retaining only a limited number of fixed interface modes of amplitudes $\tilde{\alpha}$. The internal DOFs are therefore approximated by:

$$\{\tilde{q}_I\} \approx [X_{st}]\{q_B\} + \tilde{X}_{el}\{\tilde{\alpha}\} \quad (5)$$

where \tilde{X}_{el} is a matrix of reduced size.

Inserting Eqs. (Error! Reference source not found.) and (Error! Reference source not found.) into Eq. (Error! Reference source not found.) leads to a system of reduced size easier to invert.

3. Numerical results: case of three plates connected by springs

3.1. Presentation of the model

In this section, we will illustrate the results obtained by applying the Craig-Bampton method presented previously to a system composed of three plates connected two by two by springs, visible in Figure 1.

The model used to illustrate the results is a set of three plates of constant 5 mm thickness. Plates 1 and 3, of dimensions 1m × 1m, are identical and made of steel, density $\rho = 7850 \text{ kg/m}^3$, Young's modulus $E = 2 \times 10^{11} \text{ Pa}$ and Poisson's ratio $\nu = 0.3$. Plate 2, with dimensions 0.2 m × 1 m, represents a

flexible rubber junction, with the following properties: $\rho = 950 \text{ kg/m}^3$, $E = 15 \times 10^7 \text{ N/m}^2$ and $\nu = 0.48$. To take into account a structural damping of the plates, a loss factor $\eta = 0,005$ is taken into account for each of the three plates.

In the framework of finite element modeling, the three plates are meshed using square plate elements of length 0.025m having

three DOFs per node, namely displacement u_z and two rotations θ_x and θ_y . The meshes of plates 1 and 3 therefore each comprise 1600 elements and 5043 DOFs, while 320 elements and 1107 DOFs are used for plate 2. The total number of DOFs of the system is therefore 11193.

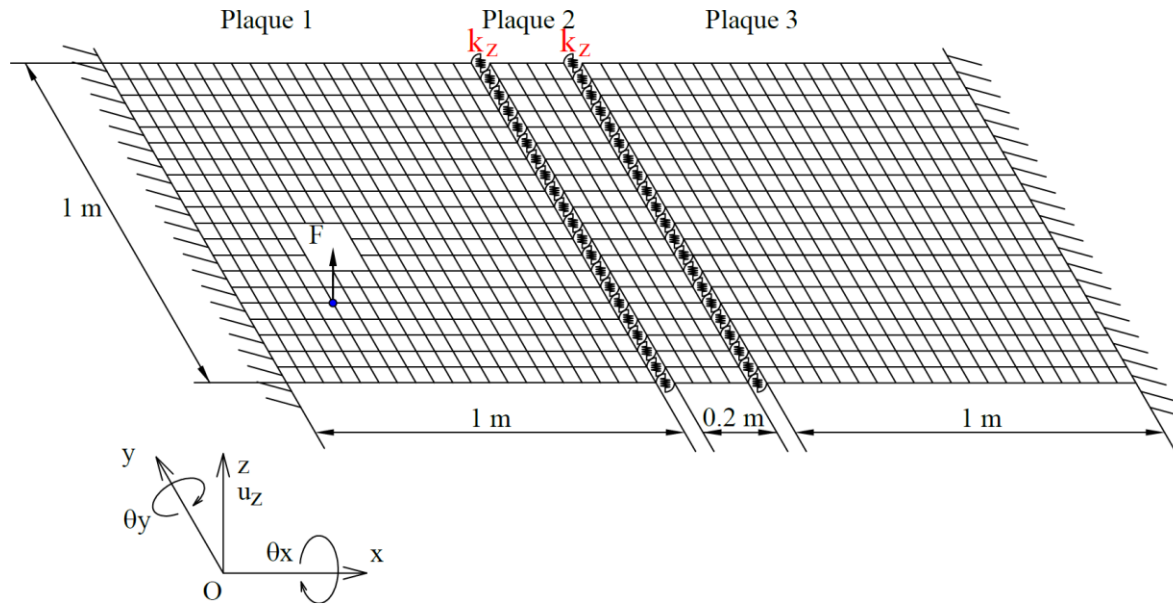


Figure 1. Model of 3 plates connected by springs

The springs that couple the plates are located at the interfaces between plates 1 and 2 on the one hand, and plates 2 and 3 on the other hand, as shown in Figure 1. To each node of the mesh are connected three springs, two torsion springs of identical stiffness $k_t = 20 \text{ Nm/rad}$ around the axes x and y , and a linear spring in the direction z , of stiffness $k_z = 150 \text{ N/m}$.

The whole structure is clamped at both extremities (i.e., left edge of plate 1 and right edge of plate 3). The system is excited by a point harmonic force of amplitude 40N in the z -direction, located at the node of coordinates $(0.25 \text{ m}, 0.25 \text{ m})$ if the origin is chosen as the lower left corner of plate 1, as shown in Figure 1. We study the frequency response function of

the system in the interval $[0, 50] \text{ Hz}$ using a frequency step of 10^{-3} Hz .

3.2. Reference solution

The reference solution is constituted by direct computation finite elements. The matrix to be inverted here is of size 11193×11193 , and the inversion is repeated for each of the 50001 frequencies in the interval $[0, 50] \text{ Hz}$. The simulations were carried out using Matlab software on a computer comprising two Intel (R) Xeon (R) CPU E5-2623 v3 @ 3.00 GHz and 32 GB of ram processors. The total simulation time for this case is 5h and 24min.

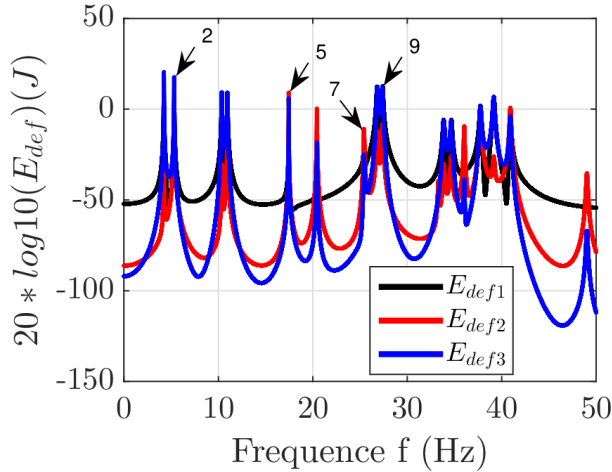


Figure 32. Deformation energies of plates 1, 2 and 3 as a function of frequency.

The results are shown for each plate i in terms of deformation energy:

$$E_{def\ i} = \frac{1}{2} q_i^T K_i q_i \quad (6)$$

Figure 2 represents the frequency evolutions of the amplitudes of the three deformation energies thus obtained. All three curves look similar with multiple peaks at the resonant frequencies of the plates, and an overall higher energy level for plate 1 which is being excited. In the following, we will focus on four particular peaks (peaks 2, 5, 7 and 9 highlighted in Figure 2) in order to estimate the impact of model reduction on the precision of the results.

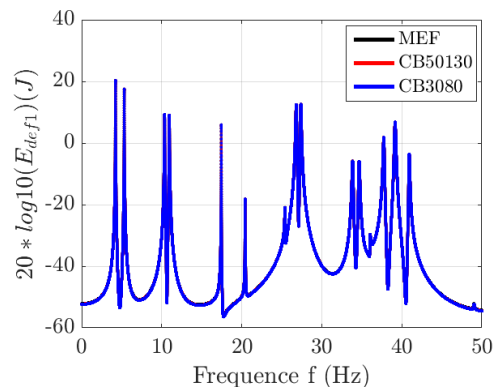
3.4. Model reduction by the Craig-Bampton method

A reduced model resulting from a Craig-Bampton decomposition in which a limited number of fixed interface modes is retained; two CB models will be proposed to study. For the first model, which will be denoted CB50130 in the following, 50 fixed interface modes are used for plates 1 and 3 (out of 4563 modes) and 130 modes for plate 2 (out of 819). For the second model, smaller, 30 modes are then retained for the plates, the plates 1 and 3 and 80 for the plate 2. This second model will thus be

denoted CB3080 in the following. The corresponding calculation times are now 1h 48min for the model CB50130 and 1h 27min for the model CB3080, that is to say, reductions in calculation cost of 66.86% and 73.10% respectively.

Each of figures 3 (a), (b) and (c) represents the deformation energies of a given plate obtained by the three methods (complete finite element model and the two reduced models). The three curves are not dissociable in these figures, thus validating the results obtained by the Craig-Bampton method.

Slight deviations are nevertheless visible by enlarging the views, in particular around the resonance peaks. The four peaks 2, 5, 7 and 9 of the deformation energy of plate 1 can thus be observed in more detail in figure 4. It thus clearly appears that the differences increase with the natural frequency of the peak: peak 2 is thus faithfully reproduced with the two reduced models compared to the reference solution, while slight amplitude deviations are visible for peak 5 with the smaller model CB3080. For peaks 7 and 9, differences are visible in terms of amplitude and frequency of the peak, the smaller model CB3080 logically giving larger deviations than the model CB50130.



(a)

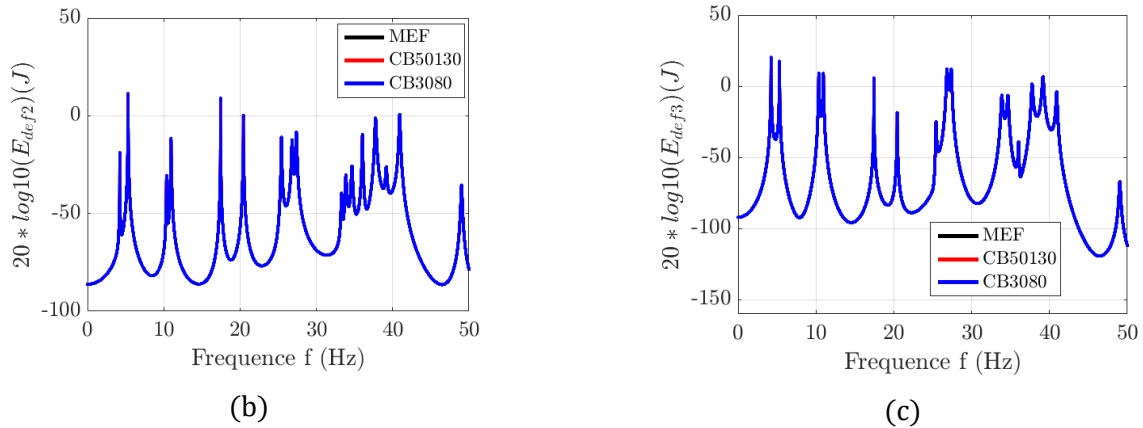


Figure 33. Deformation energies (a) E_{def1} , (b) E_{def2} and (c) E_{def3} according to the frequency

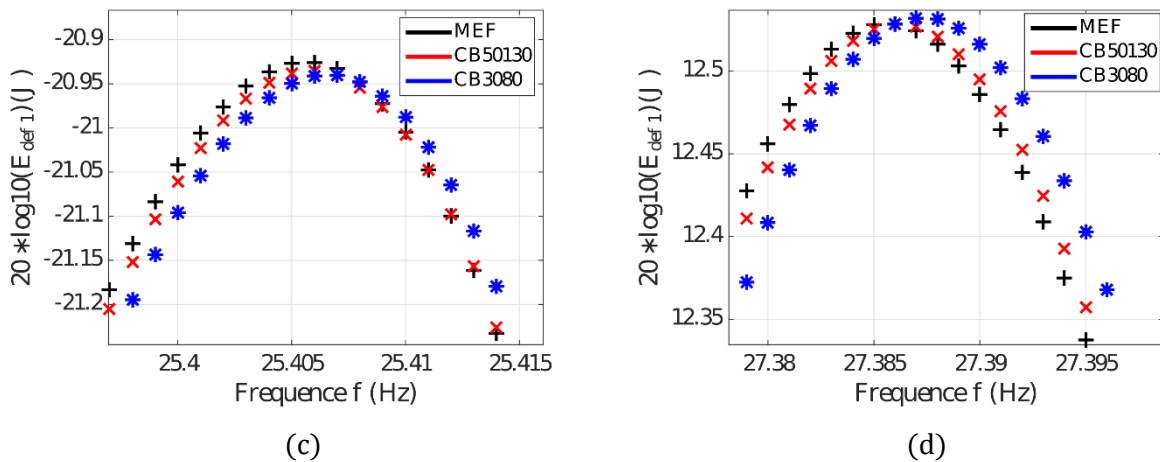
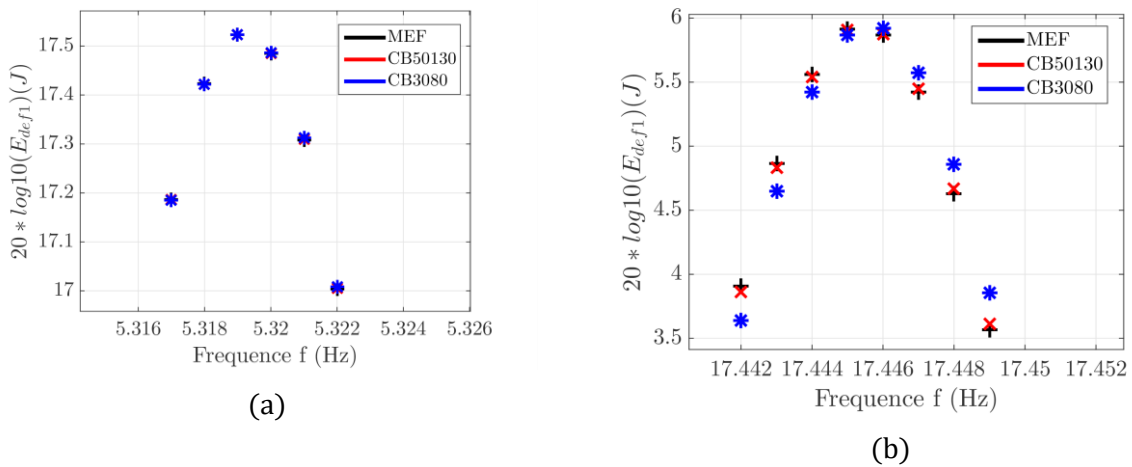


Figure 34. (a) Peak 2, (b) peak 5, (c) peak 7 and (d) peak 9 of the deformation energy E_{def1} of plate 1 according to the frequency

Table 6. Mean and maximum of the relative errors on the amplitude and frequency of the deformation energies of the three plates obtained by a reduced model compared to the reference solution

Method	E_{def1}		E_{def2}		E_{def3}	
	Amplitude	Frequency	Amplitude	Frequency	Amplitude	Frequency
	Mean of relative errors (%)					
CB3080	7.49×10^{-2}	5.08×10^{-3}	8.96×10^{-2}	5.16×10^{-3}	1.06×10^{-1}	4.79×10^{-3}
CB50130	2.90×10^{-2}	1.40×10^{-3}	2.33×10^{-2}	2.24×10^{-3}	2.40×10^{-2}	1.79×10^{-3}
	Maximum of relative errors (%)					
CB3080	2.27×10^{-1}	1.02×10^{-2}	4.45×10^{-1}	1.28×10^{-2}	4.79×10^{-1}	1.18×10^{-2}
CB50130	1.10×10^{-1}	4.89×10^{-3}	8.47×10^{-2}	5.77×10^{-3}	9.43×10^{-2}	7.33×10^{-3}

To further analyze the accuracy of the results, the relative errors are calculated for each peak of each of the three plates between the deformation energy obtained by a reduced model and the reference solution involving the complete finite element model, in terms of amplitude:

$$\frac{|E_{def j,ref}(pic_i) - E_{def j,CB}(pic_i)|}{|E_{def j,ref}(pic_i)|} \quad (7)$$

And of frequency:

$$\frac{|f_{def j,ref}(pic_i) - f_{def j,CB}(pic_i)|}{|f_{def j,ref}(pic_i)|} \quad (8)$$

Where $E_{def j,ref}(pic_i)$, $E_{def j,CB}(pic_i)$ denote the amplitudes of the i^{th} peaks of the deformation energies of the plate j ($j = 1, 2$ or 3) obtained respectively by the reference solution and a reduced model CB; $f_{def j,ref}(pic_i)$ and $f_{def j,CB}(pic_i)$ are the natural frequencies of these peaks.

The mean and maximum of these relative errors, calculated over the first fourteen peaks, are given for each plate in Table 1. With a maximum relative error of less than 0.1%, the accuracy of the results obtained with the model CB50130 is excellent; it remains perfectly satisfactory using the smallest CB3080 model, the maximum error this time being less than 0.5%.

4. Conclusion

This article was presented the model reduction method of Craig-Bampton, based on a projection of the internal DOFs of a structure on a basis of static modes and modes of fixed interface. The method was applied to analyze the

dynamic response of a structure having a large number of DOFs in the FE framework. Two reduced models comprising a variable number of fixed interface modes have been proposed and validated by comparison with the reference solution involving the complete finite element model of the system. It has been shown that the Craig-Bampton method allows a substantial reduction in the computational cost while guaranteeing a negligible loss of precision.

References

Paper published in journal

Dennis Klerk, Daniel Rixen et Sven Voormeeren. A general framework for dynamic substructuring. history, review and classification of techniques. *AIAA Journal*, 46:1169–1181, 01, 2008.

Mapa, L., das Neves, F. & Guimarães, G.P. Dynamic Substructuring by the Craig–Bampton Method Applied to Frames. *J. Vib. Eng. Technol.* 9, 257–266 (2021).

R.R. Craig and M.C.C. Bampton. Coupling of Substructures for Dynamic Analyses. *AIAA Journal*, 6(7):1313–1319, 1968.

Presentation at conferences

Duc Thinh KIEU, Marie-Laure GOBERT, Sébastien BERGER et Jean-Mathieu MENCİK. A model reduction method to analyze the dynamic behavior of vibrating structures with uncertain parameters. *SURVISHNO*, Lyon, 2019.

Book

Jacob Job Wijker. Dynamic Model Reduction Methods, pages 265–280. *Springer Berlin Heidelberg, Berlin, Heidelberg*, 2008.

Nghiên cứu, tính toán dòng chảy thủy lực qua van phân phối điều khiển cột chống mỏ hầm lò

Nguyễn Đăng Tấn^{1,*}, Nguyễn Khắc Linh¹, Lê Thị Hồng Thắng¹, Nguyễn Văn Xô¹

¹ Khoa Cơ điện, Trường Đại học Mỏ Địa chất, Việt Nam

THÔNG TIN BÀI BÁO

Quá trình:
Nhận bài 15/04/2021
Chấp nhận 16/8/2021
Đăng online 19/12/2021

Từ khóa:

tổn thất áp suất, lưu lượng, dòng chảy, mô phỏng, van điều khiển hướng thủy lực

TÓM TẮT

Van phân phối thủy lực được sử dụng rộng rãi cho các thiết bị chống giữ thủy lực trong khai thác than hầm lò. Trong tính toán thiết kế van phân phối thủy lực cần xác định được đường đặc tính quan hệ giữa tổn thất áp suất và lưu lượng của van. Hiện nay, có nhiều nghiên cứu và công thức thực nghiệm giúp xây dựng đường đặc tính này. Tuy nhiên, trong tính toán chỉ đề cập đến tổn thất khi đi qua các tiết diện khác nhau với hệ số lưu lượng cho trước mà không xác định được tổn thất cục bộ khi chất lỏng đi qua van. Trong thực tế, đường đặc tính này thường được xác định bằng thí nghiệm. Nhằm xác định tổn thất, vận tốc, áp suất của chất lỏng đi qua van, nghiên cứu xác định các điều kiện đầu vào của van để tiến hành tính toán mô phỏng dòng chảy qua van. Đường đặc tính tổn thất áp suất – lưu lượng cho phép người thiết kế xác định giá trị tổn thất áp suất khi thiết kế van có nằm trong phạm vi cho phép hay không và đề xuất phương án thay đổi cho phù hợp.

© 2021 Trường Đại học Mỏ - Địa chất. Tất cả các quyền được bảo đảm.

1. Đặt vấn đề

Trong bất kỳ hệ thống vận hành bằng thủy lực đều có sự xuất hiện của van điều khiển thủy lực. Chúng được lắp ở nhiều vị trí và thực hiện những nhiệm vụ khác nhau. Trong hệ thống thủy lực, ngoài bơm thủy lực, motor, hay xy lanh thì các van thủy lực giữ vai trò rất quan trọng làm nhiệm vụ điều chỉnh và điều khiển các thông số đầu vào và đầu ra của hệ thống (Nguyễn Đức Sương, 2019). Trong đó, van điều khiển được lắp đặt trong mỗi mạch của một cơ cấu chấp hành, chúng có nhiệm vụ chính như sau (Nguyễn Tài, 1996):

- Phân phối dòng chất lỏng có áp lực cao cho các cơ cấu chấp hành (xy lanh, motor thủy lực)
- Đảo chiều chuyển động của cơ cấu chấp hành khi dùng bơm một chiều hoặc dòng năng lượng một chiều
- Điều chỉnh các thông số đầu ra của cơ cấu chấp hành (lực và tốc độ tịnh tiến của piston trong

xy lanh thủy lực, mô men và tốc độ quay của motor thủy lực).

Thực tế những năm gần đây sản lượng khai thác than của Tập đoàn Công nghiệp Than – Khoáng sản Việt Nam đã tăng trưởng với tốc độ khá cao, từ 27,5 triệu tấn năm 2004 lên đến 47,5 triệu tấn năm 2010. Theo kế hoạch phát triển của Tập đoàn sản lượng khai thác sẽ tăng nhanh, trung bình 6,4% năm giai đoạn 2011-2015 và 4,6% năm giai đoạn 2016-2025 đạt tổng sản lượng khai thác khoảng 60,3 triệu tấn vào năm 2015, trong đó sản lượng khai thác hầm lò chiếm hơn 60%. Để đạt được những mục tiêu trên thì các mỏ than hầm lò phải tiến hành đổi mới công nghệ khai thác, đẩy mạnh áp dụng thiết bị khai thác tiên tiến, công suất lớn và áp dụng dây chuyền khai thác hiện đại tức là phải cơ giới hóa khai thác lò chợ để nâng cao năng suất và hiệu quả, sản lượng khai thác (Công ty than Khe Chàm, 2013).

Hiện nay, tại các mỏ hầm lò vùng Quảng Ninh gồm 06 lò chợ áp dụng công nghệ khai thác cơ

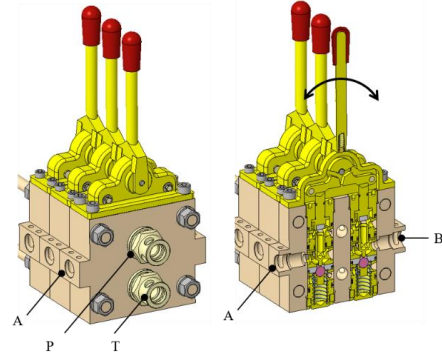
giới hóa đồng bộ. Cột chống và kích được điều khiển bằng các van tay độc lập (Hình 1). Dung dịch được cấp đến của P, con trượt của van điều khiển được kéo sang trái, dung dịch qua van điều khiển đến khóa thủy lực, khi lực đẩy do dung dịch lớn hơn lực nén lò xo lên bị chặn, van một chiều của khóa thủy lực mở, dung dịch được cấp vào khoang sau cán piston và đẩy piston của cột chống đi ra. Van một chiều của khóa thủy lực có vai trò chống tụt piston khi có sự cố trên đường cấp dung dịch cũng như dò rỉ dung dịch qua van điều khiển. Nếu áp suất trên đường ống sau van một chiều tới cột chống lớn hơn áp suất cho phép, van an toàn mở. Để hạ cột chống, con trượt của van điều khiển được đẩy sang phải, dung dịch từ của P cấp vào đường ống với phía cán piston của cột chống. Van một chiều trên đường ống cấp để nâng cột chống khóa làm dung dịch không thể hồi qua van về đường hồi. Để mở van một chiều, đường dung dịch điều khiển được nối với van một chiều và đường dung dịch điều khiển được gọi là khóa thủy lực) để mở van một chiều. Khi đó, đường dung dịch khoang dưới cán piston bị đẩy qua van một chiều về đường hồi.

Để đảm bảo an toàn cho thiết bị chống giữ lò chơ, các loại xy lanh thủy lực cũng như các phần tử trong hệ thống thủy lực phải được kiểm định nghiêm ngặt theo quy chuẩn quốc gia về an toàn vì chống thủy lực sử dụng trong mỏ than hầm lò theo QCVN 03:2017/BCT (Bộ công thương, 2017). Ngoài các yêu cầu về mô men thao tác, độ kín, độ bền, độ an toàn thì đặc tính lưu lượng áp suất là thông số rất quan trọng. Đặc tính lưu lượng – áp suất phải thỏa mãn các điều kiện sau:

- Lưu lượng định mức của van đối hướng nhỏ hơn hoặc bằng 125 lít/phút, tổn thất áp suất cấp hồi dịch phải nhỏ hơn 5 MPa.
- Lưu lượng định mức của van đối hướng lớn hơn 125 lít/phút và nhỏ hơn hoặc bằng 250 lít/phút tổn thất áp suất cấp hồi dịch phải nhỏ hơn 6 MPa
- Lưu lượng định mức của van đối hướng lớn hơn 250 lít/phút, tổn thất áp suất cấp hồi dịch phải nhỏ hơn 7 MPa.

Để thiết kế, chế tạo van phân phối thủy lực cần phải xác định đường đặc tính quan hệ áp suất lưu lượng qua van. Thông thường, đường đặc tính này

được xây dựng bằng phương pháp thực nghiệm (Joseph E. Schigley, 1996). Nhằm giảm bớt chi phí cho việc sửa đổi, thử nghiệm khi chế tạo van phân phối thủy lực cho các cột chống, giàn chống sử dụng trong mỏ hầm lò. Đối với van phân phối thủy lực, tiết diện lõi van không chỉ có một vị trí thay đổi mà còn có nhiều vị trí khác nhau. Để xác định tổn thất qua các vị trí này cần phải tách và tính riêng rẽ các tổn thất. Để có cái nhìn trực quan cũng như chính xác hơn, phương án mô phỏng dòng chảy được áp dụng. Bài báo nghiên cứu xây dựng đường đặc tính quan hệ áp suất cột áp bằng phương pháp tính toán cũng như phương pháp mô phỏng dòng chảy.



Hình 1 Cấu tạo van thủy lực điều khiển tay 4/3

2. Xác định tổn thất bằng công thức toán học

2.1. Cơ sở lý thuyết

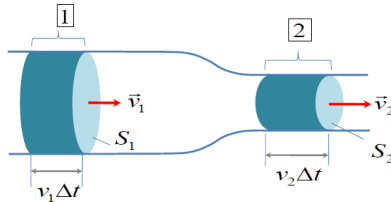
Chất lỏng di chuyển từ qua cửa từ P đến A hoặc B và từ A hoặc B về T sẽ chịu tổn thất. Phương trình Bernoulli có giá trị đối với dòng chảy ổn định, theo định luật bảo toàn lưu lượng, tốc độ dòng chảy vào và ra là như nhau, nghĩa là $Q_{vào} = Q_{ra}$ (Nguyễn Đức Sướng, 2018). Lưu lượng dung dịch qua tiết diện bất kỳ là phần thể tích dung dịch chảy qua tiết diện đó trong một đơn vị thời gian được xác định theo công thức sau (George E. Totten, Victor J. De Negri, 2012).

$$Q = \frac{\Delta V}{\Delta t} = S \cdot v \quad (1)$$

Trong đó:

$S(m^2)$ tiết diện mà dung dịch đi qua
 $v(m/s)$ vận tốc chuyển động của dung dịch

Khảo sát chuyển động của dung dịch qua một ống có tiết diện khác nhau (xem Hình 2).



Hình 2 Lưu lượng chất lỏng qua các tiết diện khác nhau

Tại vị trí 1 có tiết diện S_1 và vận tốc \vec{v}_1 , tại vị trí 2 có tiết diện S_2 và vận tốc \vec{v}_2 .

Để đảm bảo lưu lượng yêu cầu vận tốc dung dịch qua van được xác định:

$$v_1 = \frac{Q_1}{S_1}, \frac{m}{s} \quad (2)$$

Nổi mạch chung của các sức cản dòng chảy để điều khiển tĩnh các chuyển động cơ cấu chấp hành hoặc các phân tử điều khiển trong cả hệ thống, chúng phải chịu ảnh hưởng công suất lớn (George E. Totten, Victor J. De Negri, 2017). Các sức cản này để điều khiển áp suất và điều khiển lưu lượng được ứng dụng trước hết là ở các van. Lưu lượng chảy qua tiết lưu nói chung được tính toán phụ thuộc vào độ chênh áp suất Δp của dòng chảy theo công thức sau (Nguyễn Đức Sương, 2018):

$$Q = S\alpha \sqrt{\frac{2}{\rho} \Delta p} \quad (3)$$

Trong đó: S - diện tích chất lỏng đi qua
 α - hệ số lưu lượng phụ thuộc vào cấu trúc và vị trí tiết lưu có giá trị trong khoảng 0,6 đến 1.

Từ đó xác định được tổn thất áp suất như sau:

$$\Delta p = \frac{Q^2}{S^2 \alpha^2} * \frac{\rho}{2} \quad (4)$$

Một đường cong đặc tính tiêu biểu của van điều khiển dòng chảy là đồ thị tổn thất áp suất Δp và lưu lượng thủy lực Q qua mỗi đường dòng chảy. Khi chất lỏng chuyển động qua tiết diện thu hẹp làm cho tổn thất áp suất tăng lên. Tổn thất dòng chảy có thể khác nhau khi chất lỏng di chuyển theo cửa P-A, P-B và A-T, B-T (HerbertWittel và nnk, 2017).

2.2. Xây dựng đường đặc tính quan hệ áp suất - lưu lượng

Để xác định được diện tích chất lỏng đi qua van, van điều khiển thủy lực cho giàn chống được xây dựng bằng mô hình 3D. Đường kính lỗ dẫn dung dịch nhỏ nhất bằng 8 mm, do đó tại vị trí này tổn

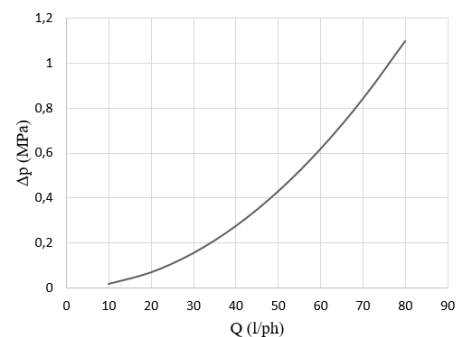
thất lớn nhất. Để tính toán tổn thất áp suất theo lưu lượng cần xác định các thông số sau:

- Diện tích tiết diện nhỏ nhất dòng chảy đi qua
- Khối lượng riêng dung dịch nhũ tương $\rho = 1000 \text{ kg/m}^3$
- Hệ số lưu lượng chọn $\alpha = 0,8$

Thay đổi phạm vi lưu lượng từ 10 l/ph đến 80 l/ph để đánh giá tổn thất áp suất, áp suất dung dịch đầu ra yêu cầu từ 28 MPa. Tại cửa A hoặc B, đường kính lỗ $d_2=18 \text{ mm}$ nên có thể tính vận tốc dòng chảy tại cửa A hoặc B. Kết quả tính toán tổn thất áp suất theo lưu lượng van được thể hiện trên Bảng 1. Do kích thước của van điều khiển từ cửa P đến A (P đến B) như nhau, do đó tổn thất áp suất khi cùng lưu lượng qua là như nhau. Đường đặc tính này được thể hiện trên Hình 3.

Bảng 1 Tổn thất áp suất theo lưu lượng qua van theo tính toán lý thuyết

Q (l/ph)	v_1 (m/s)	Δp (MPa)
10	0,655291	0,017195637
20	1,310582	0,068782547
30	1,965872	0,154760731
40	2,621163	0,275130189
50	3,276454	0,42989092
60	3,931745	0,619042925
70	4,587036	0,842586204
80	5,242327	1,100520756

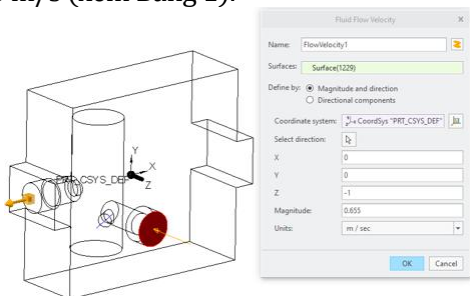


Hình 3 Đặc tính tổn thất áp suất theo lưu lượng của van điều khiển từ P-A, P-B theo tính toán lý thuyết

3. Mô phỏng dòng chảy

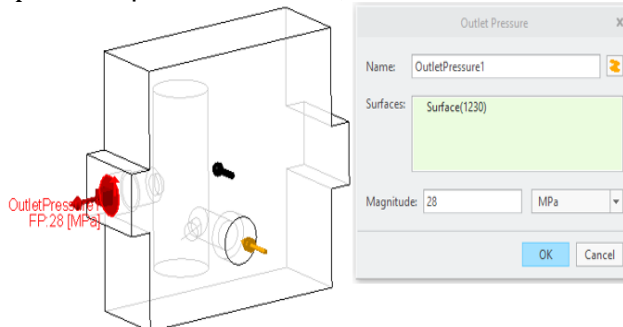
3.1. Điều kiện biên cho mô phỏng

Sau khi xây dựng mô hình van phân phối thủy lực, để tiến hành mô phỏng dòng chảy qua van cần khai báo các điều kiện biên. Trường hợp đầu tiên lấy lưu lượng vào van 10 lít/phút tương đương 0,655 m/s (xem Bảng 1).

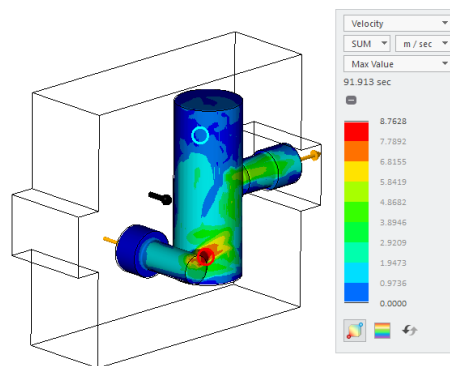
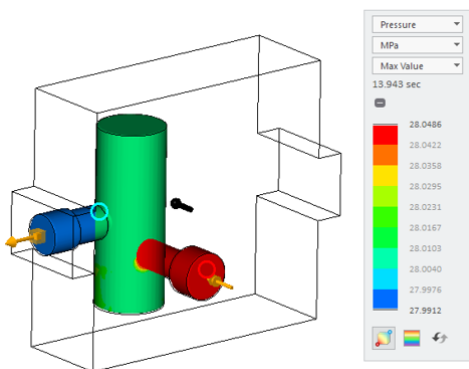


Hình 4 Khai báo vận tốc đầu vào

Do yêu cầu dung dịch cấp cho cột chống có áp suất từ 28 MPa nên điều kiện biên cho áp suất đầu ra được lấy bằng 28 MPa. Các khai báo vận tốc và áp suất được chỉ trên Hình 4, Hình 5.



Hình 5 Khai báo áp suất đầu ra



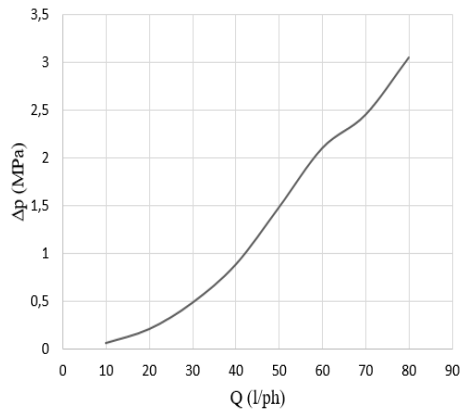
Hình 6 Phân bố áp suất, vận tốc ở đầu vào và đầu ra khi lưu lượng $Q = 10$ lít/phút

3.2. Kết quả mô phỏng

Kết quả mô phỏng xác định phân bố vận tốc, áp suất khi đi qua van được chỉ trên Hình 6. Do tổn thất cục bộ và tổn thất dọc đường nên áp suất giảm dần khi đi từ đầu vào đến đầu ra của van. Với lưu lượng 10 lít/phút, tổn thất qua van được xác định $\Delta p = 29,9912 - 28,0486 = 0,0574$ MPa. Vận tốc dung dịch thay đổi khi đi qua các tiết diện khác nhau từ đầu vào đến đầu ra. Với vận tốc của vào 0,655 m/s, tại các vị trí tiết diện thu hẹp, chất lỏng chuyển động với vận tốc lớn nhất bằng 8,76 m/s. Bằng cách thay đổi thông số lưu lượng vào của van để xác định tổn thất áp suất qua van bằng phương pháp mô phỏng. Kết quả mô phỏng được trình bày trên Bảng 2, Hình 7.

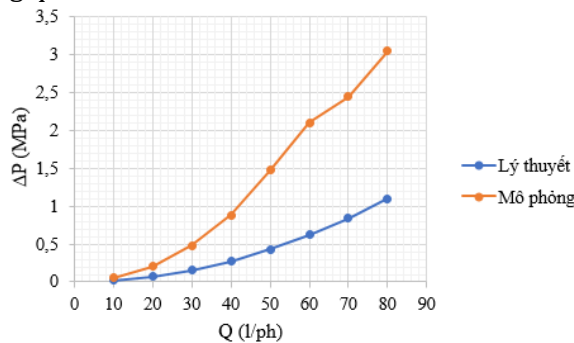
Bảng 2 Tổn thất áp suất theo lưu lượng qua van theo phương pháp mô phỏng

Q (l /ph)	v_1 (m/s)	Δp (MPa)	
10	0,655291	0,0574	
20	1,310582	0,204	
30	1,965872	0,48	
40	2,621163	0,88	
50	3,276454	1,48	
60	3,931745	2,1	
70	4,587036	2,45	
80	5,242327	3,05	



Hình 7 Đặc tính tổn thất áp suất theo lưu lượng của van điều khiển từ P-A, P-B theo phương pháp mô phỏng

Sự sai khác tổn thất giữa tính toán tổn thất áp suất theo lý thuyết và mô phỏng xác định tổn thất được chỉ trên Hình 8. Sự sai lệch tăng dần theo lưu lượng qua van.



Hình 8 So sánh đặc tính tổn thất áp suất bằng tính toán lý thuyết và mô phỏng dòng chảy

4. Kết luận

Nhờ vào cơ sở lý thuyết tính toán tổn thất áp suất khi đi qua tiết diện thu hẹp giúp cho xác định đường đặc tính tổn thất áp suất – lưu lượng của dung dịch khí đi qua van. Đồng thời sử dụng mô phỏng dòng chảy cho phép xây dựng đường đặc tính này. Kết quả nghiên cứu thu được như sau:

- Đã xây dựng được đường đặc tính tổn thất của van bằng phương pháp lý thuyết, tại cửa vào P và cửa ra A có tiết diện thay đổi nên tổn thất cục bộ qua van bằng tổng tổn thất cục bộ tại hai vị trí này. Giá trị tổn thất áp suất tính theo phương pháp lý thuyết tăng dần từ 0,017 MPa đến 1,1 MPa

- Giá trị tổn thất áp suất tính toán bằng phương pháp mô phỏng lớn hơn giá trị tính toán bằng phương pháp lý thuyết. Do trong tính toán lý thuyết không tính toán tổn thất dọc đường và tổn thất cục bộ của dòng chảy khi tiết diện thay đổi tại vị trí chuyển tiếp đường ống vào, ra và thân con trượt. Giá trị tổn thất áp suất theo phương pháp mô phỏng thu được từ 0,0574 MPa đến 3,05 MPa khi lưu lượng thay đổi từ 10 lít/phút đến 80 lít/phút.
- Theo quy chuẩn quốc gia về an toàn vì chống thủy lực sử dụng trong mỏ than hầm lò theo QCVN 03:2017/BCT, giá trị tổn thất áp suất bằng mô phỏng đạt giá trị 3,05 MPa và nhỏ hơn giá trị cho phép 5 MPa nên đảm bảo yêu cầu.

Nhờ nghiên cứu, tính toán dòng chảy qua van không những cho phép xác định tổn thất qua van phân phối 4/3 điều khiển bằng tay mà còn cho phép xác định tổn thất áp suất qua các loại van phân phối thủy lực khác nhau.

Đóng góp của các tác giả

Tác giả Lê Thị Hồng Thắng, Nguyễn Văn Xô phụ trách phần tình hình sử dụng van phân phối thủy lực trong mỏ hầm lò, tác giả Nguyễn Khắc Lĩnh nghiên cứu phần lý thuyết tổn thất dòng chảy qua ống thu hẹp.

Tài liệu tham khảo

- Nguyễn Đức Sương (2018). *Hệ thống thủy khí trong máy và thiết bị công nghiệp hiện đại*. Giáo trình Cao học Ngành Kỹ thuật Cơ khí động lực, Hà Nội.
- Nguyễn Đức Sương (2019). *Phương pháp tính toán các phần tử trong mạch điều khiển thủy khí các máy và thiết bị công nghiệp*. Giáo trình Cao học Ngành Kỹ thuật Cơ khí động lực, Hà Nội
- Nguyễn Tài (1996). *Thủy lực Tập I*. Nhà xuất bản xây dựng
- George E. Totten, Victor J. De Negri (2012). *Standard Handbook of Hydraulic Fluid Technology*. Taylor & Francis Group, LLC
- Joseph E. Schigley (1996). *Standard Handbook of Machine Design*. McGraw-Hill.

HerbertWittel, Dieter Jannasch, Joachim Voßiek,
Christian Spura (2017). *Maschinenelemente
Normung, Berechnung, Gestaltung*. Springer
Vieweg

Bộ công thương (2017). *Quy chuẩn kỹ thuật quốc
gia về an toàn vì chống thủy lực sử dụng trong
mỏ than hầm lò*, QCVN 03:2017/BCT

Tập đoàn cơ khí mỏ Trịnh Châu (2014). *Giàn chống
thủy lực trung gian thu hồi than nóc loại
ZF4400/16/28*. Quảng Ninh

ABSTRACT

Research and calculation the pressure drop versus the flow rate through flow path of manual directional control valve used in underground coal mines

Manual directional control valves are widely used for coal mine roof support. To calculate and design directional control valves, it is necessary to determine the characteristic curves of the relationship between the pressure drop versus the flow rate. Currently, there are many studies and empirical formulas to support to build these characteristic curves. However, they only refer to the pressure drop of the flow through an orifice. Velocity, orifice area and outlet pressure of the flow rate through flow path are initial constraint to calculate the pressure drop and simulate the flow. The pressure drop versus flow rate allows the designer to evaluate whether the values of pressure drop when designing the directional control valve.

Keywords: pressure drop, flow rate, typical characteristic curve, hydraulic directional control valve

Ứng dụng bộ lọc Kalman để xử lý tín hiệu từ cảm biến độ ẩm soil moisture

Đặng Văn Chí¹,

Bộ môn Tự động hóa Mỏ - Dầu khí, Trường Đại học Mỏ - Địa chất, dangvanchi@humg.edu.vn

THÔNG TIN BÀI BÁO

TÓM TẮT

Quá trình:

Nhận bài 17/06/2021

Chấp nhận 17/6/2021

Đăng online 17/12/2021

Từ khóa:

kalman filter,
moisture_sensor, Arduino
UNO R3, signal processing

Bài báo trình bày ứng dụng thuật toán lọc Kalman để xử lý tín hiệu thu thập được từ cảm biến đo độ ẩm đất Soil Moisture Sensor. Tín hiệu đo thu được từ cảm biến, thông qua một mô đun chuyển đổi trước khi đưa tới vi điều khiển Arduino UNO R3. Thuật toán lọc Kalman được nhúng vào chương trình thu thập dữ liệu, sau đó được xử lý lọc nhiễu trước khi giám sát trên giao diện PC. Từ các kết quả bước đầu khi chạy thử trên mô hình sẽ được làm căn cứ dùng kỹ thuật lọc Kalman cho các hệ thống đo độ ẩm cũng như cho các đối tượng đo các đại lượng khác. Việc nghiên cứu ứng dụng thành công thuật toán Kalman cho phép ta có thêm một công cụ hữu hiệu để lọc bỏ nhiễu loạn cho các hệ thống đo và góp phần nâng cao độ chính xác, độ tin cậy cho phép đo.

© 2021 Trường Đại học Mỏ - Địa chất. Tất cả các quyền được bảo đảm.

1. Mở đầu

Trong các hệ thống tự động hóa các quá trình nhiệt ... thì các thiết bị đo, cảm biến nhiệt là một trong những phần tử quan trọng quyết định tới chất lượng và sự làm việc ổn định của cả hệ thống điều khiển. Thực tế quá trình đo một đại lượng vật lý bất kỳ thì bao giờ cũng gặp phải các tác động của nhiễu đo lường với nhiều nguồn tác động do ảnh hưởng của điện từ trường, sóng hài bậc cao và những nguồn nhiễu khác trong công nghiệp. Trong kỹ thuật đã có nhiều giải pháp được các nhà khoa học đề xuất: có thể sử dụng các mạch lọc điện tử hay sử dụng các vật liệu truyền dẫn kháng nhiễu hoặc các thuật toán lọc tối ưu ...Tuy nhiên mọi giải pháp về kỹ thuật và công nghệ cũng rất khó có thể triệt tiêu được hoàn toàn nhiễu. Vì nguồn nhiễu là ngẫu nhiên và không biết trước được bản chất để có thể đưa ra được một giải pháp lọc một cách phù hợp.

Trong nước đã có nhiều các nhà khoa học nghiên cứu và đề xuất những thuật toán xử lý và lọc nhiễu cho những ứng dụng trong đo lường

điều khiển. Trong một nghiên cứu của một nhóm các tác giả Đào Văn Phụng & nnk(2020) đã ứng dụng thuật toán lọc Kalman vào xử lý tín hiệu cân động, nhóm tác giả đã thực nghiệm trên chip stm32F746 với 1000 mẫu sử dụng ADC 12bit được kết nối với giao diện của Matlab. Kết quả nghiên cứu đã được ứng dụng cho một hệ thống thực cho thấy được hiệu quả của thuật toán trong việc lọc nhiễu hệ thống. Tuy nhiên phương pháp này yêu cầu phải dùng Card Matlab cũng như phần mềm Matlab có bản quyền với giá thành khá đắt.

Trong một nghiên cứu khác của tác giả Đinh Xuân Vinh(2018) đã ứng dụng bộ lọc Kalman để nâng cao độ chính xác đo GPS động, sử dụng máy thu GPS loại TRIMBLE 4000 SSI và phần mềm Compas để xử lý dữ liệu. Lọc Kalman được triển khai theo cách sử dụng tích phân Euler và phương pháp bình phương cực tiểu. Các phương trình Riccati được áp dụng để giải quyết vấn đề phi tuyến, nâng cao hiệu suất của bộ lọc và tối ưu hóa sau mỗi bước lọc. Tuy nhiên cách thức xử lý

dữ liệu vẫn bị gián đoạn và chưa đáp ứng được yêu cầu về xử lý tự động, thuật toán lọc chưa nhúng được vào phần mềm xử lý dữ liệu hiện tại trong máy đo.

Về các giải pháp giảm nhiễu, tác giả Dương Ngọc Pháp(2017) có trình bày một số phương pháp để lọc nhiễu cho mô hình Robot hai bánh tự cân bằng như sử dụng bộ lọc thông thấp, bộ lọc Kalman, sử dụng các phép biến đổi wavelet và thuật toán tối ưu hóa. Các thuật toán trên đã được tác giả đã thực nghiệm trên mô hình, nhúng code vào trong Vi điều khiển Arduino Nano Atmega328P kết hợp với giải thuật PID để điều khiển động cơ. Quá trình thực nghiệm cho thấy rằng các thuật toán đều cho kết quả cải thiện đáng kể so với tín hiệu thô thu được và khi đối sánh thì bộ lọc Kalman cho kết quả giảm nhiễu tốt hơn nhiều so với 3 kỹ thuật còn lại. Tuy nhiên bộ lọc Kalman có thuật toán và cấu trúc khá phức tạp, thời gian xử lý tính toán sẽ bị trễ nhiều hơn so với các giải pháp khác. Vấn đề này cũng cần phải lưu ý và tính toán khi áp dụng cho các đối tượng có yêu cầu xử lý dữ liệu đáp ứng về thời gian thực.

Trên Thế giới, xử lý tín hiệu nhiệt từ các Sensor đã được nhiều nhà khoa học quan tâm nghiên cứu và đã áp dụng rất rộng rãi trong mọi lĩnh vực của đời sống. Trong nghiên cứu của các tác giả Panwar, A., Trivedi, J. J., & Nejadi, S. (2015) đã trình bày một phương pháp ước tính nhiệt độ sử dụng bộ lọc Kalman mở rộng kép (DEKF) dựa trên cùng một mô hình nhiệt để đo trở kháng, có khả năng ước tính hệ số đối lưu tại bề mặt tế bào khi chưa biết hệ số đối lưu. Kết quả nghiên cứu cho thấy có thể thay thế tương đương khi sử dụng cảm biến nhiệt thông thường.

Nhóm tác giả Chiang, C. J., Yang, J. L., & Cheng, W. C. (2013) trong một nghiên cứu của mình đã ứng dụng bộ lọc Kalman mở rộng (EKF) để ước tính nhiệt độ và trạng thái sạc cho một siêu tụ. Các tác giả đã phát triển một mô hình phi tuyến bao gồm mô hình mạch tương đương phụ thuộc vào nhiệt độ lần đầu tiên được phát triển ứng dụng thuật toán EKF. Kết quả nghiên cứu cũng cho thấy được hiệu quả và chất lượng tín hiệu thu

được khi mô hình thử nghiệm nhiệt độ dưới điểm đóng băng.

Trong một nghiên cứu khác của nhóm tác giả Eleffendi, M. A., & Johnson, C. M. (2015) đã ứng dụng bộ lọc Kalman để ước tính nhiệt độ mỗi nối trong các mô-đun công suất IGBT. Phép đo nhiệt độ được thông qua các phép đo trực tuyến sau đó chúng sẽ được xử lý bằng thuật toán lọc Kalman. Các kết quả dự đoán từ mô hình lọc có thể được sử dụng để phát hiện những thay đổi trong các thông số của mô hình nhiệt. Thuật toán đã được kiểm chứng bởi Camera hồng ngoại và đã chứng minh được hiệu quả rõ rệt khi dùng bộ lọc Kalman để dự báo.

Như vậy với các công trình đã được nghiên cứu trong và ngoài nước có liên quan đến việc ứng dụng thuật toán Kalman cho thấy bộ lọc này là một công cụ rất hữu hiệu trong việc khử nhiễu và ước lượng mô hình. Thực tế việc lựa chọn sẽ phụ thuộc vào từng đối tượng cụ thể với những yêu cầu về độ chính xác, tốc độ hội tụ, tính ổn định và đáp ứng thời gian thực.

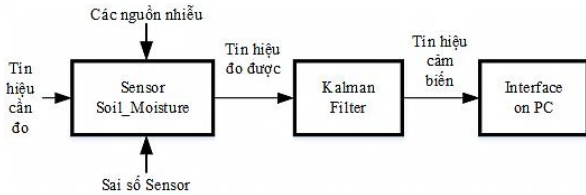
2. Nghiên cứu cơ sở lý thuyết của thuật toán Kalman

2.1. Giới thiệu về Kalman

Kalman là tên của người đã đề xuất ra bộ lọc này vào năm 1960, R.E Kalman đã công bố một bài báo Kalman, R.E (1960) về một giải pháp quy hồi để giải quyết bài toán lọc thông tin rời rạc tuyến tính. Từ đó đến nay bộ lọc Kalman đã được nhiều nhà khoa học trên thế giới nghiên cứu, ứng dụng trong nhiều ngành kỹ thuật và công nghệ khác nhau như các hệ thống tự động hóa điều khiển, robot máy tính, các hệ thống định vị vệ tinh, tàu ngầm, xe tự hành, ô tô tự lái...Kalman là thuật toán ước lượng gồm một tập các phương trình toán học mô tả một phương trình toán quy hồi, cho phép ước lượng các trạng thái của một quá trình sao cho phương sai giữa giá trị thực và giá trị ước lượng là nhỏ nhất. Bộ lọc đặc biệt hiệu quả trong việc ước lượng các trạng thái trong quá khứ, hiện tại và tương lai.

Khi sử dụng cảm biến giá trị nhận được sẽ luôn thay đổi quanh vị trí cân bằng (mặc dù có

thể là nhỏ) nguyên nhân là do nhiễu từ hệ thống. Chức năng của bộ lọc là cần phải loại bỏ được những nhiễu đó và làm mịn giá trị đo. Sơ đồ nguyên lý như hình 1.



Hình 1. Sơ đồ nguyên lý của bộ lọc Kalman

2.2. Cơ sở lý thuyết thuật toán Kalman

Bộ lọc Kalman sử dụng trong hệ thống như hình 1, là ước lượng các trạng thái của một quá trình được rời rạc theo thời gian bằng một phương trình ngẫu nhiên tuyến tính, phương trình chuyển trạng thái. Welch,G.(1995); Kalman, R.E(1960).

$$x_{k+1} = F_k x_k + G_k u_k + w_k \quad (1)$$

$$z_k = H_k x_k + v_k \quad (2)$$

Trong đó:

x_k là trạng thái đọc được từ cảm biến

u_k là vector điều khiển đầu vào

w_k là nhiễu dao động ngẫu nhiên (nhiều hệ thống)

G_k là ma trận điều khiển (với hệ thống trên là hệ số 1:1)

F_k là ma trận chuyển trạng thái (hệ số chuyển trạng thái là 1 do hệ thống tính toán giá trị trực tiếp)

z_k là thông tin quan sát hay đo lường thực hiện tại thời điểm k

H_k là ma trận của mô hình quan sát

v_k là nhiễu cộng trong quá trình đo lường

Giải thuật bao gồm 2 quá trình: Quá trình ước lượng giá trị độ ẩm (quá trình dự đoán) và quá trình điều chỉnh giá trị độ ẩm

Quá trình dự đoán giá trị độ ẩm: Bộ lọc Kalman dựa vào trạng thái ước lượng giá trị độ ẩm để điều chỉnh $\hat{x}_{k/k}$ là ước lượng của x_k đọc vào từ cảm biến trước đó để ước lượng trạng thái $\hat{x}_{(k+1)/k}$ là ước lượng dự đoán của x_{k+1} cho phép đo z_{k+1}

Trạng thái dự đoán:

$$\hat{x}_{(k+1)/k} = F_k \hat{x}_{k/k} + G_k u_k \quad (3)$$

Hiệp phương sai ước lượng dự đoán

$$P_{k+1/k} = F_k P_{k/k} F_k^T + Q_k \quad (4)$$

Trong đó: Q_k là ma trận nhiễu rời rạc

Ký hiệu ước lượng dự đoán của trạng thái x_{k+1} là $\hat{x}_{(k+1)/k}$

Quá trình hiệu chỉnh độ ẩm là quá trình thu thập giá trị hiện tại và dựa vào giá trị hiện tại để hiệu chỉnh giá trị ước lượng để thu được kết quả dự đoán chính xác. Kết quả này chính là giá trị ước lượng đầu ra của bộ lọc Kalman. Quá trình hiệu chỉnh ước lượng được thực hiện như sau:

$$K_{k+1} = P_{k+1/k} H_{k+1}^T (H_{k+1} P_{k+1/k} H_{k+1}^T + R_{k+1})^{-1} \quad (5)$$

Trạng thái ước lượng điều chỉnh

$$\hat{x}_{k+1/k+1} = \hat{x}_{k+1/k} + K_{k+1} (z_{k+1} - H_{k+1} \hat{x}_{k+1/k}) \quad (6)$$

Hiệp phương sai ước lượng điều chỉnh

$$P_{k+1/k+1} = (I - K_{k+1} H_{k+1}) P_{k+1/k} \quad (7)$$

Trong đó:

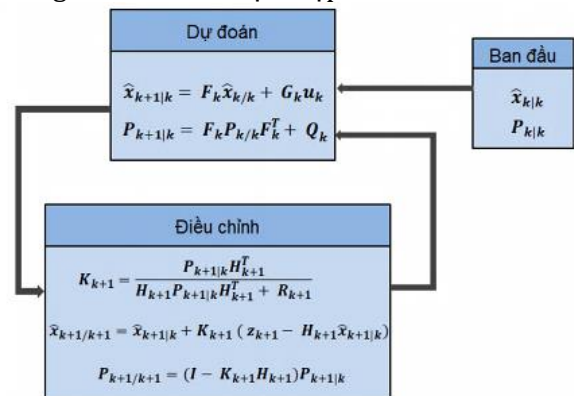
K_{k+1} là độ lợi của mạch lọc Kalman

I là ma trận đơn vị dùng để điều chỉnh số chiều vector

$\hat{x}_{k+1/k+1}$ là trạng thái ước lượng điều chỉnh ở thời điểm thứ k+1. Đây chính là giá trị đầu ra của bộ lọc Kalman.

Lưu đồ giải thuật Kalman cho quá trình xử lý tín hiệu độ ẩm được cho như hình 2.

Trong đó: R_k là ma trận hiệp biến



Hình 2. Lưu đồ giải thuật Kalman xử lý nhiễu tín hiệu đo độ ẩm

Như vậy lọc Kalman bao gồm 2 bước sau:

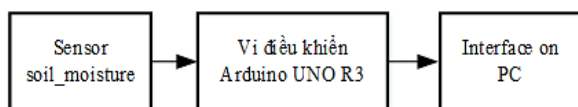
1. Dự đoán: bước này yêu cầu biết giá trị của bước trước đó $\hat{x}_{k/k}$, $P_{k/k}$. Dựa trên giá trị này xác định được $\hat{x}_{(k+1)/k}$ và $P_{k+1/k}$.

2. Điều chỉnh: $\hat{x}_{(k+1)/k}$ và $P_{k+1/k}$ được hiệu chỉnh dựa trên thông tin quan sát z_k . Cụ thể K_{k+1} được tính theo (5), dựa vào đó xác định được $\hat{x}_{(k+1)/k+1}$ và $P_{k+1/k+1}$.

3. Xây dựng mô hình xử lý dữ liệu đo với sensor độ ẩm soil moisture

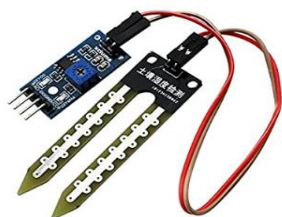
3.1. Thiết kế module đo và thu thập dữ liệu

Về sơ đồ nguyên lý được cho như hình 1 và phương thức truyền nhận dữ liệu được mô tả như hình 3.



Hình 3. Sơ đồ nguyên lý hoạt động của hệ thống
Mô hình gồm có:

- Sensor đo độ ẩm soil_moisture, hình 4



Hình 4. Sensor đo độ ẩm soil_moisture

Thông số kỹ thuật:

- Input-voltage Vcc = 3.3v ~ 5v
- Pin mass: GND
- Digital Output: DO
- Analog Output: AO

- Vi điều khiển Arduino UNO R3, hình 4



Hình 5. Vi điều khiển Arduino UNO R3

Thông số kỹ thuật:

- Nguồn Vcc = 5V
- 14 pins In/Out Digital: 2 chân Serial: 0 (RX) và 1 (TX); Chân PWM (~): 3, 5, 6, 9, 10, và 11: cho phép xuất ra xung PWM với độ phân giải 8bit; Chân giao tiếp SPI: 10 (SS), 11 (MOSI), 12 (MISO), 13 (SCK).
- 6 chân Analog (A0 → A5) cung cấp độ phân giải tín hiệu 10bit
- 2 chân A4 (SDA) và A5 (SCL) hỗ trợ giao tiếp I2C/TWI với thiết bị ngoại vi

3.2. Kết quả nghiên cứu thử nghiệm và thảo luận

Mô hình để thử nghiệm thuật toán Kalman được tích hợp từ các thiết bị như trên, hình ảnh mô hình được mô tả như hình 6.

Trong mô hình soil_moisture sensor đặt gần với thiết bị thu và xử lý dữ liệu Arduino, vì vậy nguồn nhiễu được coi là không đáng kể. Thông thường nhiễu đo lường dao động trong khoảng $\pm 15\%$ giá trị thực tế. Tuy nhiên để nhận biết rõ được khả năng làm việc của bộ lọc Kalman thì trong code của vi điều khiển đã đưa vào giả lập biên độ nhiễu ngẫu nhiên là $\pm 100\%$. Sau đó trộn giá trị đo với nhiễu và dùng thuật toán Kalman để lọc bỏ đi những nhiễu này.



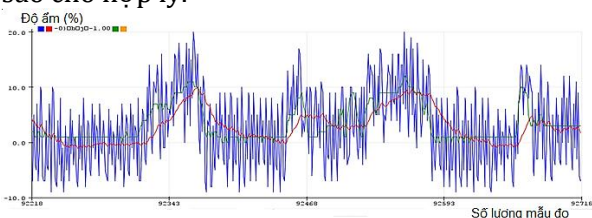
Hình 6. Mô hình hệ thống thử nghiệm

Kết quả chạy thử nghiệm thuật toán trên mô hình được minh họa trên các hình 7,8,9,10, trong đó nhiễu ngẫu nhiên là màu xanh da trời (blue), giá trị đo thực là đường có màu xanh lá cây (green) và đường màu đỏ (red) là giá trị ước lượng. Quá trình test thuật toán Kalman, tác giả thực hiện sự thay đổi hệ số lọc SimpleKalmanFilter với các giá trị khác nhau:

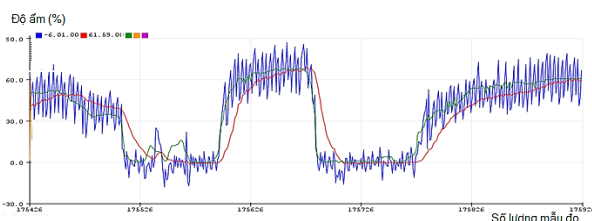
Hình 7,8 là kết quả khi hệ số bằng 0.02 và 0.01 cho thấy giá trị ước lượng và giá trị thực có một sai lệch tương đối lớn, giá trị ước lượng có đáp ứng nhanh và bám sát tốt với trị đo thực.

Hình 9,10 là kết quả khi hệ số bằng 0.002 và 0.001 cho thấy giá trị ước lượng và giá trị thực có sai lệch nhỏ hơn đáng kể, giá trị ước lượng ít nhấp nhô và mịn hơn, đặc biệt hình 10 cho thấy kết quả 2 đường này bám rất sát với nhau và có sai lệch không đáng kể. Tuy nhiên việc giảm hệ số lọc sẽ làm cho đáp ứng sẽ chậm đi thấy rõ như trên hình 9.

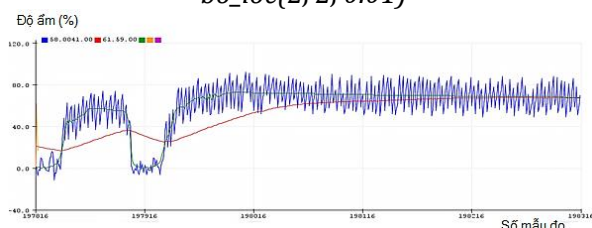
Như vậy sẽ tùy thuộc vào từng đối tượng đo, yêu cầu về độ chính xác và thời gian đáp ứng của hệ thống trong thực tế, ta cần phải khảo sát cụ thể trên mô hình để chọn hệ số SimpleKalmanFilter sao cho hợp lý.



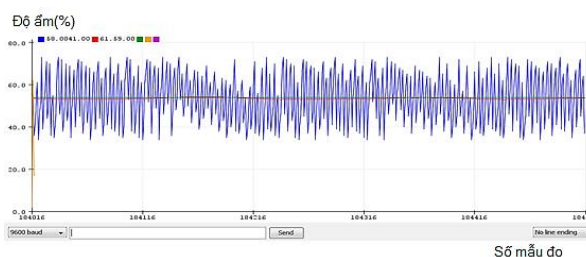
Hình 7. Test khi hệ số SimpleKalmanFilter $bo_loc(2, 2, 0.02)$



Hình 8. Test khi hệ số SimpleKalmanFilter $bo_loc(2, 2, 0.01)$



Hình 9. Test khi hệ số SimpleKalmanFilter $bo_loc(2, 2, 0.002)$



Hình 10. Test khi hệ số SimpleKalmanFilter $bo_loc(2, 2, 0.001)$

4. Kết luận

Tác giả đã nghiên cứu và ứng dụng thành công thuật toán Kalman vào xử lý dữ liệu đo nhiệt độ sử dụng cảm biến soil_moisture và vi điều khiển Arduino Uno R3. Mô hình thực nghiệm được xây dựng như hình 6 và đã kiểm chứng về tính hiệu quả của thuật toán, được thể hiện trên các hình 7,8,9,10.

Thuật toán được đánh giá là dễ dàng áp dụng và thực hiện, nhất là việc lập trình code trên Arduino bởi có sự hỗ trợ từ thư viện nguồn mở sử dụng với các hàm tính toán Kalman và có thể chạy test trực tiếp từ công cụ Tool\Serial Plotter trên cửa sổ phần mềm.

Kết quả thực nghiệm hoàn toàn có thể được ứng dụng vào thực tế trong sản xuất nông nghiệp, cho các hệ thống tưới tiêu tự động, công nghệ trồng cây nhà kính, hệ thống dự báo lở đất ...

Thực tế hoạt động các hệ thống đo, nguồn nhiễu đa dạng khó lường, xuất hiện ngẫu nhiên với nhiều thành phần sóng hài được trộn lẫn vào tín hiệu đo. Tác giả đề xuất tiếp tục nghiên cứu cải tiến ghép đa tầng thuật toán Kalman, các tầng sẽ được thay đổi hệ số lọc một cách linh hoạt để có thể nâng cao độ chính xác, chất lượng của bộ lọc và hiệu quả làm việc của thuật toán.

Tài liệu tham khảo

Đào Văn Phương, Nguyễn Anh Tuấn, Vũ Trung Hiếu: Ứng dụng bộ lọc Kalman xử lý tín hiệu cân động. Tạp chí khoa học và công nghệ - Đại học Đà Nẵng, Vol. 18, No. 11.1, 2020, ISSN 1859-1531.

Đình Xuân Vinh: Áp dụng bộ lọc Kalman để nâng cao độ chính xác đo GPS động. Tạp chí Khoa học ĐHQGHN: Các Khoa học Trái đất và Môi trường, Tập 34, Số 2 (2018) 74-85

- Welch, G., Bishop, G.: "An introduction to the Kalman filter", Technical Report TR 95-041, University of North Carolina, Department of Computer Science, 1995.
- Kalman, R.E.: "A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems", Trans. of the ASME – Journal of Basic Engineering, 1960, 2, (12), pp. 35-45.
- Panwar, A., Trivedi, J. J., & Nejadi, S. (2015). Importance of distributed temperature sensor data for steam assisted gravity drainage reservoir characterization and history matching within ensemble Kalman filter framework. *Journal of Energy Resources Technology*, 137(4).
- Chiang, C. J., Yang, J. L., & Cheng, W. C. (2013). Temperature and state-of-charge estimation in ultracapacitors based on extended Kalman filter. *Journal of Power Sources*, 234, 234-243.
- Eleffendi, M. A., & Johnson, C. M. (2015). Application of Kalman filter to estimate junction temperature in IGBT power modules. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(2), 1576-1587.
- Dương Ngọc Pháp: Các giải pháp giảm nhiễu cho cảm biến đo lường quán tính ứng dụng trên robot hai bánh tự cân bằng. Kỷ yếu hội thảo khoa học quốc gia CITA 2017” Công nghệ thông tin và ứng dụng trong các lĩnh vực”, 2017, pp. 225-229.
- Đặng Văn Chí, (2017). Kỹ thuật đo lường điện và các thuật toán đo phi điện, NXB Xây dựng, 298 trang.
- Đặng Văn Chí & nnk (2021). Đo lường điều khiển bằng máy tính - ứng dụng công nghệ IoT-Lora Gateway để giám sát và điều khiển xa trên web server, NXB Khoa học – kỹ thuật, 285 trang.

Thiết kế bộ điều khiển PID tự chỉnh mờ để ổn định mức nước bao hơi – Công ty cổ phần nhiệt điện Quảng Ninh

Đặng Văn Chí^{1,*}, Nguyễn An Đông², Nguyễn Đình Thống³, Uông Quang Tuyền⁴

¹Khoa Cơ Điện, Trường Đại học Mỏ Địa Chất, Việt Nam, dangvanchi@humg.edu.vn

²Công ty cổ phần nhiệt điện Quảng Ninh, Việt Nam, dong1672@gmail.com

³Viện Khoa học Công nghệ Mỏ - VINACOMIN; Việt Nam, T95959@gmail.com

⁴Khoa Cơ Điện, Trường Đại học Mỏ Địa Chất, Việt Nam, uongquangtuyen@humg.edu.vn

THÔNG TIN BÀI BÁO

TÓM TẮT

Quá trình:

Nhận bài 17/06/2021

Chấp nhận 17/7/2021

Đăng online 19/12/2021

Từ khóa:

mờ tự chỉnh, mức nước bao hơi, lò hơi nhiệt điện, PID controller, self-tuning fuzzy PID

Hệ thống điều khiển mức nước bao hơi là một trong những khâu quan trọng trong các nhà máy nhiệt điện. Công tác điều chỉnh giữ ổn định mức nước bao hơi có ý nghĩa trong việc duy trì sự làm việc ổn định, an toàn và kinh tế cho hệ thống làm việc của lò hơi và tua bin. Bài báo đề xuất xây dựng một bộ điều khiển mờ tự chỉnh để tự động chỉnh định các tham số của bộ điều khiển PID khi mô hình đối tượng liên tục thay đổi. Thuật toán fuzzy logic sẽ dự báo và tính toán để xác định các tham số PID sao cho phù hợp với sự thay đổi mô hình đối tượng. Kết quả nghiên cứu trên Simulink Matlab cho phép tích hợp bộ điều khiển PID tự chỉnh mờ này vào hệ thống điều khiển hiện nay. Nó sẽ góp phần cải tiến, nâng cao chất lượng điều khiển, sự làm việc ổn định và duy trì hiệu suất làm việc của hệ thống bao hơi, tua bin máy phát của Công ty cổ phần nhiệt điện Quảng Ninh.

© 2020 Trường Đại học Mỏ - Địa chất. Tất cả các quyền được bảo đảm.

1. Mở đầu

Trong nhà máy nhiệt điện thì lò hơi là trái tim, là khu vực quan trọng nhất của nhà máy. Vì vậy mức nước bao hơi là một trong những thông số quan trọng nhất cần được kiểm soát nghiêm ngặt. Theo yêu cầu lượng quá điều chỉnh chỉ cho phép mức nước bao hơi dao động xung quanh $\pm 10\%$ so với giá trị đặt. Tuy nhiên đối tượng nghiên cứu là một hệ thống có tính phi tuyến mạnh với nhiều tham số bất định, môi trường làm việc công nghiệp tồn tại nhiều nhiễu ngẫu nhiên tác động... Bên cạnh đó thì hệ thống cũng hoạt động song song với nhiều vòng điều khiển khác như áp suất, nhiệt độ, lưu lượng... Sự điều chỉnh các đại lượng này sẽ ảnh hưởng đến các đại lượng khác. Đó là những nguyên nhân chính có thể làm cho mô hình đối tượng khảo sát bị thay đổi, khi đó hệ thống điều khiển cũng cần phải điều chỉnh lại các tham số cho bộ điều khiển PID sao cho phù hợp. Đề xuất sử dụng bộ điều

kiển mờ tự chỉnh (self-tuning fuzzy PID) để tự động hiệu chỉnh các tham số PID sẽ khắc phục được những bất cập trên và góp phần cải tiến nâng cao chất lượng điều khiển hệ thống bao hơi, duy trì sự làm việc ổn định, an toàn của Công ty.

Trong nước cũng đã có một số các nhà khoa học hay một số các công trình nghiên cứu đề cập đến việc ứng dụng các thuật toán điều khiển tiên tiến và hiện đại cho hệ thống điều khiển mức nước bao hơi ở các nhà máy nhiệt điện. Trong luận văn thạc sĩ của tác giả Lê Thị Huyền Linh (2009), đã nghiên cứu ứng dụng bộ điều khiển dự báo MPC (Model Predictive Control Toolbox) trên Matlab để mô phỏng hệ thống. Trong đó có tác giả đã huấn luyện thành công một mạng nơron nhân tạo để làm công cụ dự báo mức bao hơi dựa trên đo lường các đại lượng bao gồm cả nhiễu. Kết quả chạy mô phỏng trên Simulink của Matlab cho thấy chất lượng điều khiển được

nâng cao khi khảo sát với các nhiễu ngẫu nhiên. Tuy nhiên khó khăn khi áp dụng thành công thuật toán này vào thực tế là tác giả cần phải có một tập dữ liệu đủ lớn, phủ kín được các điều kiện làm việc và chế độ vận hành của hệ thống.

Trong một luận văn Thạc sĩ khác của tác giả Phạm Xuân Sơn (2015) đã trình bày nghiên cứu ứng dụng bộ điều khiển PID để điều chỉnh ổn định mức nước bao hơi. Từ đó tác giả tiếp tục đề xuất ý tưởng ứng dụng thuật toán mờ lai để cải thiện chất lượng của hệ thống điều khiển PID hiện có. Với việc sử dụng thêm bộ điều khiển mờ lai, tác giả đã tận dụng được tối đa ưu điểm của cả hai hệ thống điều khiển trên và kết quả nghiên cứu thông qua mô phỏng trên phần mềm cho đánh giá chất lượng của hệ thống được cải thiện tốt hơn khi chỉ sử dụng bộ PID thuần túy.

Cũng trong một đề tài nghiên cứu của tác giả Uông Quang Tuyến (2008), đã trình bày nghiên cứu khá chi tiết về phương pháp điều khiển mức nước bao hơi 2 phần tử. Bao gồm từ khảo sát các đặc tính quá độ sự thay đổi mức nước trong bao hơi, khảo sát và xây dựng được đặc tính quá độ của van điều khiển. Qua đó đã xây dựng được các hàm truyền của đối tượng và thiết kế được bộ điều khiển PID phù hợp. Một điểm khá mới được tác giả đưa vào là sử dụng bộ điều khiển có thêm khâu bù nhiễu, ý tưởng này đã được kiểm chứng thông qua mô phỏng trên Simulink_Matlab. Kết quả được đánh giá là đã góp phần nâng cao được chất lượng điều khiển của hệ thống và khả năng kháng nhiễu của bộ điều khiển.

Trên Thế giới việc nghiên cứu ứng dụng thuật toán self-tuning fuzzy PID đã được nhiều nhà khoa học quan tâm nghiên cứu và đã có nhiều ứng dụng trong thực tế cho nhiều đối tượng trong công nghiệp. Nhóm tác giả Tian, H., Lu, J., & Yang, Q. (2013) trong một công trình nghiên cứu đã ứng dụng bộ điều khiển self-tuning fuzzy logic controller để điều khiển van tiết lưu điện với mục tiêu ổn định nhiệt độ hơi quá nhiệt trong hệ thống làm mát Chiller. Các tác giả đã tiến hành thí nghiệm trên hệ thống làm mát Chiller cho kết quả bộ điều khiển self-tuning đạt chất lượng tốt hơn so với bộ điều khiển PID thông thường.

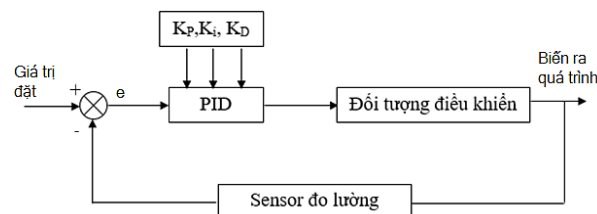
Trong một bài báo khác của nhóm tác giả Ali, M. M., Khan & nnk(2014) đã đề xuất thuật toán self-tuning fuzzy PI controller để điều khiển áp suất khí cung cấp cho hệ thống điều hòa và thông gió trung tâm của một tòa nhà. Kết quả chạy thuật toán thông qua mô phỏng cũng chứng minh việc áp dụng bộ điều khiển self-tuning fuzzy PID mang lại hiệu quả rõ rệt trong điều kiện bình thường cũng như trong điều kiện khắc nghiệt của môi trường.

Như vậy có thể thấy, việc điều khiển ổn định mức nước bao hơi có liên quan tới rất nhiều thông số xung quanh và các biến của quá trình. Việc nghiên cứu ứng dụng các thuật toán điều khiển mới, tiên tiến và hiện đại kết hợp với thuật toán PID kinh điển đang là đề tài mang tính thời sự, có nhiều ý nghĩa khoa học và thực tiễn.

2. Cơ sở lý thuyết bộ điều khiển PID tự chỉnh mờ

2.1. Bộ điều khiển PID

Trong lĩnh vực điều khiển, bộ PID được xem như một giải pháp đa năng cho các ứng dụng điều khiển analog cũng như digital. Sơ đồ nguyên lý của bộ điều khiển PID kinh điển được mô tả như hình 1.



Hình 1. Sơ đồ nguyên lý bộ PID kinh điển

Mô hình toán học bộ PID được mô tả:

$$u(t) = K_p \cdot e(t) + K_i \int e(x) dx + K_D \cdot \frac{de(t)}{dt} \quad (1)$$

Hay dạng hàm truyền:

$$G(\text{PID})(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_D \cdot s \quad (2)$$

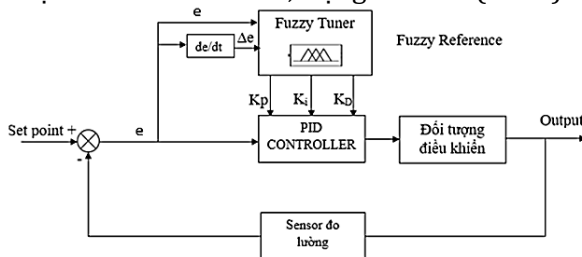
Thực hiện bộ điều khiển PID dựa trên sai lệch giữa giá trị đặt và giá trị thực để sao cho tìm được các giá trị phù hợp cho ba tham số: K_p , K_i , K_D .

Nguyên tắc chung để xác định các tham số của bộ điều khiển PID là thường theo Zeigler – Nichols

Các tham số này được tính toán để làm việc ở một chế độ cố định. Với hệ thống điều khiển mức nước bao hơi trong các nhà máy nhiệt điện thì đối tượng nghiên cứu làm việc trong một môi trường có tính chất đặc thù rất khắc nghiệt. Nhiệt độ, độ ẩm và áp suất hơi thay đổi liên tục, độ nhiễu lớn, nhiều tham số bất định có tính phi tuyến mạnh. Vì vậy mà các tham số bộ điều khiển PID cần thiết phải được hiệu chỉnh thường xuyên để thích nghi với những thay đổi đó. Việc nghiên cứu ứng dụng thuật toán mờ tự chỉnh sẽ giải quyết được bất cập này, giúp cho hệ thống làm việc ổn định hơn và cũng để góp phần cải thiện, nâng cao chất lượng các hệ thống điều khiển mức nước bao hơi hiện tại.

2.2. Bộ điều khiển mờ tự chỉnh tham số PID

Hệ thống điều khiển mức nước bao hơi trong Công ty CP nhiệt điện Quảng Ninh đang sử dụng là bộ điều khiển PID kinh điển, thông thường chúng được tính toán cho một chế độ làm việc cố định. Tùy thuộc vào các điều kiện vận hành thực tế mà các hệ số K_p , K_i , K_D này sẽ được điều chỉnh thông qua giao diện điều khiển từ cán bộ kỹ thuật. Bản thân đối tượng nghiên cứu có tính phi tuyến mạnh và nhiều tham số bất định. Môi trường làm việc của hệ thống luôn luôn bị tác động do những nguồn nhiễu nội và nhiễu ngoại phức tạp. Đó là những nguyên nhân làm cho mô hình đối tượng có thể bị biến đổi, khi đó các tham số của bộ điều khiển PID cũng phải thích ứng và thay đổi sao cho phù hợp. Vì vậy cần thiết phải nghiên cứu một hệ thống có thể tự động điều chỉnh các tham số này. Sơ đồ nguyên lý cấu trúc của một bộ PID tự chỉnh (self-tuning fuzzy PID) được mô tả như hình 2; Đặng Văn Chí (2009).

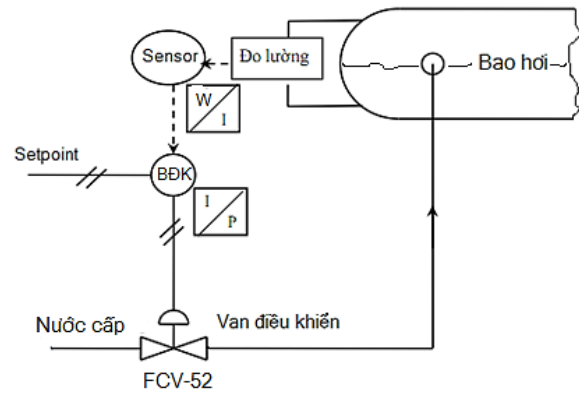


Hình 2. Sơ đồ bộ điều khiển PID tự chỉnh mờ

Về cấu trúc của bộ điều khiển mờ (Fuzzy Tunner) có hai đầu vào cho bộ suy luận mờ gồm sai lệch e và đạo hàm sai lệch de/dt (Δe). Mô hình suy luận với một thuật toán hiệu chỉnh để có được giá trị tối ưu cho các tham số K_p , K_i , K_D

3. Xây dựng mô hình toán của đối tượng nghiên cứu

3.1. Sơ đồ nguyên lý điều khiển 1 phần tử bao hơi



Hình 3. Sơ đồ điều khiển mức nước bao hơi

Có nhiều phương pháp để điều khiển mức nước bao hơi, như điều khiển 1 phần tử, điều khiển 2 hoặc 3 phần tử. Điều khiển 1 phần tử thì tín hiệu điều khiển ở đây là mức nước trong bao hơi, tín hiệu đầu ra của bộ điều khiển được đưa tới hệ thống van đóng mở nước cấp. Sơ đồ nguyên lý của hệ thống điều khiển 1 phần tử mô tả như hình 3; EVN-TPC_Quảng_Ninh (2016).

Trên hình 3:

W/I: bộ chuyển đổi mức/dòng điện

I/P: bộ chuyển đổi điện/khí nén

BĐK: bộ điều khiển

Sensor: cảm biến đo mức trong bao hơi
 Thông số kỹ thuật bao hơi:

Chiều dài 5.5m; đường kính trong $\Phi=1,8m$; thể tích thực $V=40m^2$, lưu lượng hơi cực đại qua van FCV-52=995tấn/h, nhiệt độ hơi $541\pm 50C$.

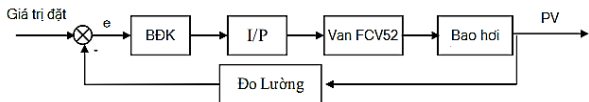
Phạm vi hoạt động mức nước trong bao hơi: Từ -115mm đến +0mm

Khi mức nước giảm -240mm hoặc tăng +100mm so với +0mm hệ thống cảnh báo mức thấp hoặc cao.

Khi mức tiếp tục giảm xuống -425mm hoặc tăng quá +200mm hệ thống sẽ Shut_down

3.2. Khảo sát và xây dựng mô hình toán của đối tượng; *Uông Quang Tuyến (2008)*

Để ứng dụng thuật toán self-tuning fuzzy PID vào điều khiển đối tượng, cần tiến hành khảo sát và xây dựng mô hình toán cho các đối tượng trong hệ thống. Hệ thống điều khiển mức nước bao hơi hoạt động theo sơ đồ một phần tử được mô tả như hình 4.



Hình 4. Sơ đồ nguyên lý hệ thống điều khiển mức nước bao hơi 1 phần tử

Như vậy để có cơ sở thiết kế được bộ điều khiển PID, ta cần khảo sát và xây dựng được hàm truyền của các khâu I/P - Van FCV-52 - Bao hơi - Sensor đo lường.

a) Hàm truyền đạt của Sensor;

Đặng Văn Chí (2017)

Thiết bị đo mức được hiệu chỉnh trong dải đo $\pm 500\text{mm}$, tương ứng với tín hiệu ra chuẩn hóa của cảm biến từ 4-20mA. Thiết bị đo có hàm truyền là một khâu quán tính bậc nhất:

$$W_H(s) = \frac{K}{1+Ts} \quad (3)$$

Trong đó: K - là hệ số khuếch đại của thiết bị đo, được xác định như sau:

$$K = \frac{\Delta I_{\max}}{\Delta H_{\max}} = \frac{20-4}{1000} = 0,016 \frac{\text{mA}}{\text{mm}} \quad (4)$$

T - thời gian trễ của thiết bị đo, thông thường $T=0,005\text{s}$

$$W_H(s) = \frac{0,016}{1+0,005s} \quad (5)$$

b) Hàm truyền của bộ chuyển đổi I/P (điện - khí nén); Đặng Văn Chí & nnk (2021)

Bộ chuyển đổi I/P có tín hiệu vào là dòng điện $I=4-20\text{mA}$, tín hiệu ra là áp suất khí nén $P=0,2 - 1\text{Kg/cm}^2$. Thiết bị này có hàm truyền là một khâu khuếch đại với hệ số khuếch đại K được xác định:

$$K = \frac{\Delta P_{\max}}{\Delta I_{\max}} = \frac{1-0,2}{20-4} = 0,05 \frac{\text{Kg/cm}^2}{\text{mA}} \quad (6)$$

c) Hàm truyền đạt của Van FCV-52

Hàm truyền của van được coi là một khâu quán tính bậc nhất có trễ dạng hàm truyền:

$$W_v(s) = \frac{K_v}{1+T_v \cdot s} \quad (7)$$

Trong đó:

K_v - Hệ số khuếch đại của van

TV - Thời gian trễ của van, thường lấy $T=0,01\text{s}$

Khi tín hiệu vào thay đổi từ 0,2-1,0 kg/cm^2 thì độ mở của van thay đổi từ 0%-100%, khi đó hệ số khuếch đại được xác định:

$$K_v = \frac{100-0,0}{1-0,2} = 125 \text{ %open(FCV52)/(kg/cm}^2) \quad (8)$$

Ngoài ra khi độ mở van %open_FCV52) thay đổi từ 0%-100% thì lưu lượng nước qua van thay đổi từ 0-995T/h. Từ đó hệ số truyền liên hệ giữa lưu lượng nước qua van và độ mở van là:

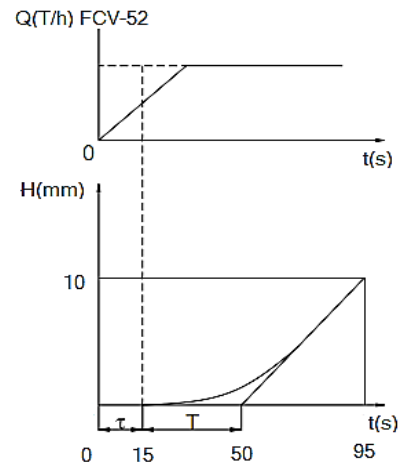
$$K_T = \frac{995}{100} = 9,95 \quad (9)$$

Như vậy kết hợp với hàm truyền van ở trên xác định được hàm truyền đạt của van thể hiện mối quan hệ tín hiệu vào là khí nén và tín hiệu ra là lưu lượng nước cấp qua van:

$$K_{V-T} = K_T \cdot W_v(s) = \frac{1245}{1+0,01s} \quad (10)$$

d) Hàm truyền đạt của đối tượng điều khiển - bao hơi

Để xác định được hàm truyền đạt của bao hơi, cần phải xây dựng được đặc tính động học của đối tượng thông qua thực nghiệm bằng cách tác động lên đầu vào của đối tượng một tín hiệu bậc thang và ghi lại phản ứng đầu ra theo thời gian, hình 5.



Hình 5. Đặc tính động học của mức bao hơi theo lưu lượng nước cấp

Hàm truyền của đối tượng - bao hơi (từ đặc tính quá độ) được mô tả dưới dạng gần đúng là một khâu tích phân có trễ:

$$W_{dt}(s) = \frac{K_e e^{-\tau s}}{s} \quad (11)$$

Trong đó:

K- hệ số khuếch đại

$$K = \frac{10}{95-15} = 0,125 \quad (12)$$

τ – là hằng số thời gian trễ, $\tau = 15s$

Hàm truyền đối tượng là:

$$W_{dt}(s) = \frac{0,125 \cdot e^{-15s}}{s} \quad (13)$$

Ứng dụng khai triển Taylor đối với $e^{-15s} = 1/(1+15s)$, khi đó hàm truyền đối tượng viết dạng gần đúng:

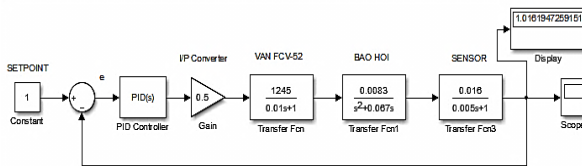
$$W_{dt}(s) = \frac{0,125}{s(1+15s)} = \frac{0,0083}{s^2+0,067s} \quad (14)$$

4. Xác định các tham số của bộ điều khiển PID và mô phỏng hệ thống

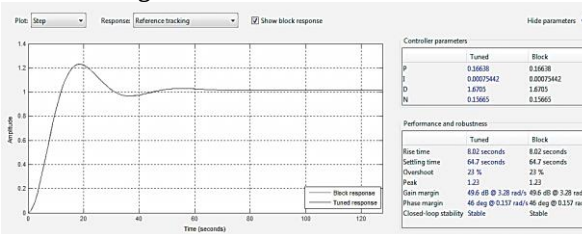
Có nhiều cách để xác định tham số của bộ điều khiển PID nhưng phổ biến hiện nay có thể áp dụng phương pháp Ziegler-Nichol, sơ bộ xác định các tham số $K_p=0,1664$; $K_i=0,00076$; $K_d=1,67$;

Ứng dụng Simulink_Matlab mô phỏng hệ thống, sơ đồ simulink như hình 6

Kết quả khảo sát đặc tính quá độ và các chỉ tiêu chất lượng như hình 7.



Hình 6. Mô phỏng hệ thống điều khiển mức bao hơi khi dùng PID



Hình 7. Đáp ứng quá độ với bộ điều khiển PID Đánh giá về chất lượng điều khiển của hệ thống qua các tiêu chí:

- Thời gian tăng tốc Rise time (tín hiệu tăng từ 10%-90% độ lớn): 8,02s
- Thời gian quá trình quá độ Setting time: 64,7s
- Độ quá điều chỉnh Overshoot: 23%
- Sai lệch tĩnh: 0,05
- Biên độ đỉnh của đặc tính Peak: 1,23 (so với Setpoint=1)

5. Ứng dụng bộ điều khiển self-tuning fuzzy PID controller để cải tiến hệ thống.

5.1. Thuật toán self-tuning fuzzy PID controller

Trong quá trình làm việc của hệ thống bao hơi, do tính chất của đối tượng là phi tuyến và bất định, môi trường công tác luôn tiếp xúc với nhiều nguồn nhiễu khác nhau. Những nguyên nhân đó làm cho mô hình đối tượng liên tục có thể bị thay đổi. Việc không điều chỉnh kịp thời các tham số PID sẽ dẫn đến hiệu suất làm việc bao hơi không đạt như thiết kế. Để khắc phục nhược điểm này cũng như cần cải thiện và nâng cao chất lượng của hệ thống điều khiển hiện tại, đòi hỏi hệ thống cần phải thích nghi tốt hơn sự thay đổi liên tục của mô hình đối tượng. Vì vậy đề xuất cải tiến hệ thống điều khiển sao cho chúng có khả năng tự chỉnh các tham số k_p, k_i, k_D này.

Sơ đồ nguyên lý đề xuất được mô tả như hình 2. Ở đó sai lệch e và đạo hàm của sai lệch Δe là những tham số đầu vào của bộ chỉnh mờ. Các tín hiệu ra được chỉnh định là k_p', k_i' và k_D' tương ứng.

Giả sử tham số của bộ điều khiển PID thay đổi trong phạm vi lần lượt là: $[k_{pmin}-k_{pmax}]$; $[k_{imin}-k_{imax}]$; $[k_{Dmin}-k_{Dmax}]$.

Phạm vi thay đổi giữa giá trị min-max của các thông số được khảo sát từ mô hình trên simulink-Matlab. Khi đó các hệ số k_p' , k_i' và k_D' sẽ được chuẩn hóa theo 1 phiếm hàm mục tiêu. Tian, H., Lu, J., & Yang, Q. (2013).

Kết quả khảo sát mô hình hóa đối tượng trên simulink_matlab, phạm vi điều chỉnh 3 tham số bộ điều khiển PID như sau: $k_p=0,05 \div 10$; $k_i=0,0001 \div 0,001$; $k_D=0,1 \div 15$.

Các tham số k_p', k_i' và k_D' xác định như sau:

$$k_p' = \frac{k_p - k_{pmin}}{k_{pmax} - k_{pmin}} = \frac{k_p - 0,05}{10 - 0,05}$$

$$\rightarrow K_p = 9,95K_p' + 0,05 \quad (15)$$

$$k_i' = \frac{k_i - k_{imin}}{k_{imax} - k_{imin}} = \frac{k_i - 0,0001}{0,001 - 0,0001}$$

$$\rightarrow K_i = 0,0009k_i' + 0,0001 \quad (16)$$

$$k_D' = \frac{k_D - k_{Dmin}}{k_{Dmax} - k_{Dmin}} = \frac{k_D - 0,1}{15 - 0,1} \rightarrow k_D = 14,9k_D' + 0,1$$

$$(17)$$

5.2. Xây dựng ma trận luật hợp thành suy luận mờ self-tuning fuzzy PID trong Matlab

Các biến ngôn ngữ đầu vào là e và Δe được định nghĩa bằng 5 biến ngôn ngữ được xác định bằng các tập mờ dạng hình Gauss bao gồm:

e và $\Delta e = \{\text{Negativ Big, Negativ, Zero, Positiv, Positiv Big}\}$ hay viết tắt e và $\Delta e = \{\text{NB, N, Z, P, PB}\}$

Hình dạng, số lượng hàm liên thuộc được chọn căn cứ vào tính chất, đặc điểm của đối tượng nghiên cứu.

Các hàm thuộc đầu ra k_p' , k_i' và k_D' được mô tả cũng là hình Gauss và có 5 biến ngôn ngữ dạng $k_p'(k_i', k_D') = \{\text{NB, N, Z, P, PB}\}$

Xây dựng ma trận luật hợp thành cho các tham số chỉnh định k_p' , k_i' và k_D' như bảng 1,2,3.

Bảng 1. Ma trận luật điều khiển hệ số k_p'

$e \backslash \Delta e$	NB	N	Z	P	PB
NB	NB	NB	NB	N	Z
N	NB	N	N	N	Z
Z	NB	N	Z	P	PB
P	Z	P	P	P	PB
PB	Z	P	PB	PB	PB

Bảng 2. Ma trận luật điều khiển hệ số k_i'

$e \backslash \Delta e$	NB	N	Z	P	PB
NB	PB	PB	PB	N	NB
N	PB	P	P	Z	NB
Z	P	P	Z	N	NB
P	Z	P	N	N	NB
PB	Z	Z	NB	NB	NB

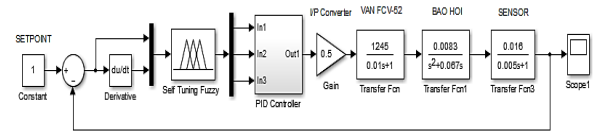
Bảng 3. Ma trận luật điều khiển hệ số k_D'

$e \backslash \Delta e$	NB	N	Z	P	PB
NB	NB	NB	NB	P	PB
N	NB	N	N	Z	PB
Z	N	N	Z	P	PB
P	Z	N	P	P	PB
PB	Z	P	PB	PB	PB

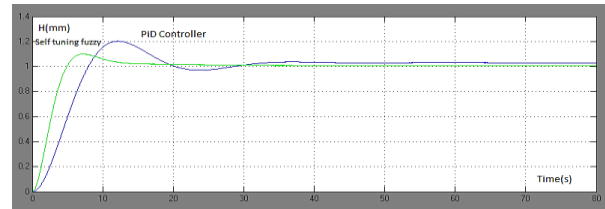
Thực hiện cài đặt thuật toán self-tuning fuzzy bao gồm các mệnh đề từ các luật hợp thành (bảng 1,2,3) trong simulink matlab. Các hàm thuộc được sử dụng là các hàm hình Gauss, luật hợp thành mờ là Max-Min và giải mờ bằng phương pháp trung bình tâm.

5.3. Kết quả mô phỏng hệ thống với bộ điều khiển self-tuning fuzzy PID controller

Sau khi cài đặt xong thuật toán self-tuning fuzzy, chạy mô phỏng simulink, hình 8



Hình 8. Mô phỏng hệ thống điều khiển với self-tuning fuzzy PID controller



Hình 9. Đáp ứng quá độ với PID và self-tuning fuzzy PID controller

Đánh giá về chất lượng điều khiển của self-tuning fuzzy PID controller:

- Thời gian tăng tốc Rise time (tín hiệu tăng từ 10%-90% độ lớn): 4s
- Thời gian quá trình quá độ Setting time: 45s
- Độ quá điều chỉnh Overshoot: 10%
- Sai lệch tĩnh: 0.002
- Biên độ đỉnh của đặc tính Peak: 1,1 (so với Setpoint=1)

Đối sánh các chỉ tiêu này so với bộ điều khiển chỉ dùng PID (mục 4) nhận thấy các giá trị đều được cải thiện và nhỏ hơn, đáp ứng quá độ có chất lượng cũng tốt hơn.

6. Kết luận và thảo luận

Bài báo đã trình bày thuật toán self-tuning fuzzy PID để tự động chỉnh định các tham số của bộ điều khiển PID cho hệ thống ổn định mức nước bao hơi – Công ty cổ phần nhiệt điện Quảng Ninh.

Thuật toán đã được kiểm tra và chạy mô phỏng trên simulink_matlab trong trường hợp chỉ dùng PID và trường hợp dùng self-tuning fuzzy PID. Đánh giá về chất lượng của bộ điều khiển thông qua 5 tiêu chí cho thấy thuật toán self-tuning fuzzy PID đều có sự cải thiện rõ rệt về chất lượng. Đặc biệt cải tiến tốt nhất ở 3 tiêu chí: Rise time, Setting time, Overshoot.

Tuy nhiên kết quả trên mới chỉ được đánh giá thông qua mô phỏng và bước đầu có sự cải thiện nhất định. Đề xuất tiếp tục nghiên cứu ứng dụng

thuật toán trên mô hình thực để có thêm những đánh giá về độ tin cậy, sự làm việc ổn định và bền vững của cả hệ thống điều khiển trong trường hợp có các nguồn nhiễu trong công nghiệp tác động đến đối tượng.

Thuật toán self-tuning fuzzy PID có thể được tích hợp vào các bộ điều khiển PLC từ các phiên bản S7-300. Các quá trình chỉnh định mờ tham số cho bộ điều khiển PID được thiết kế dựa trên phần mềm FCPA (Fuzzy Control Parameter Assignment), đây là phần mềm hỗ trợ việc tạo lập bộ điều khiển mờ cho PLC S7-300. Sau khi tích hợp thì có thể cho chạy song song cùng với bộ điều khiển hiện nay của Công ty. So sánh kết quả của 2 bộ điều khiển sau một thời gian thử nghiệm trước khi có thể áp dụng vào thực tế sản xuất.

Đóng góp các tác giả :

1. Tác giả 1: Nghiên cứu cơ sở lý thuyết, thuật toán PID, self-tuning fuzzy PID, tổng hợp và viết bài

2. Tác giả 2: Thu tập các tài liệu kỹ thuật, quy trình vận hành công nghệ, khảo sát đặc tính đối tượng

3. Tác giả 3: Cài đặt các luật điều khiển mờ, tích hợp và thực hiện mô phỏng trên simulink_Matlab

4. Tác giả 4: Thiết kế và xây dựng mô hình toán học của các đối tượng nghiên cứu.

Tài liệu tham khảo

Tian, H., Lu, J., & Yang, Q. (2013, October). A self-tuning fuzzy logic controller for superheat of evaporator by using electronic expansion valve. In 2013 Sixth International Symposium on Computational Intelligence and Design (Vol. 1, pp. 277-280). IEEE.

Ali, M. M., Khan, M. A., Shafi, M., Abdul, M., Khan, O., Farooky, M. A. A., ... & Ahmed, S. W. E. (2014). Heat ventilation & air-conditioning

system with self-tuning fuzzy PI controller. Int J Mod Eng Res (IJMER), 4(9), 24-35.

Đặng Văn Chí (2017). *Kỹ thuật đo lường điện và các thuật toán đo phi điện*, NXB Xây dựng, 298 trang.

Đặng Văn Chí & nnk (2021). *Đo lường điều khiển bằng máy tính - ứng dụng công nghệ IoT-Lora Gateway để giám sát và điều khiển xa trên web server*, NXB Khoa học – kỹ thuật, 285 trang

Lê Thị Huyền Linh (2009). *Nghiên cứu ứng dụng hệ điều khiển dự báo để điều khiển mức nước bao hơi nhà máy nhiệt điện Phá Lại*. Luận văn Thạc Sĩ kỹ thuật, ngành Tự động hóa, Trường Đại học kỹ thuật công nghệ - Đại học Thái Nguyên.

Phạm Xuân Sơn (2015). *Thiết kế bộ điều khiển PID để điều chỉnh mức nước bao hơi và đề xuất cải thiện chất lượng bằng bộ điều khiển mờ lai*. Luận văn Thạc Sĩ kỹ thuật, ngành Tự động hóa, Trường Đại học kỹ thuật công nghệ - Đại học Thái Nguyên.

Uông Quang Tuyến (2008). *Nghiên cứu xây dựng hệ thống điều khiển mức nước bao hơi cho nhà máy nhiệt điện*. Luận văn Thạc Sĩ kỹ thuật, ngành Tự động hóa, Trường Đại học Mở - Địa chất.

Đặng Văn Chí (2009). *Nghiên cứu ứng dụng bộ điều khiển mờ thích nghi để điều khiển đối tượng nhiệt*. Mã số: N2009-39. Đề tài nghiên cứu khoa học cấp cơ sở, đề tài hỗ trợ nghiên cứu sinh năm 2009

EVN – TPC_Quảng_Ninh (2016). *Quy trình vận hành lò hơi, Công ty cổ phần nhiệt điện Quảng Ninh, Số 529/QĐ-NĐQN, 146 trang.*

Phương pháp xây dựng bộ điều khiển pid số trong công nghiệp

Nguyễn Đức Khoát^{1,*}, Phạm Minh Hải²

¹ Khoa Cơ – Điện, Trường Đại học Mở - Địa chất, Việt nam, nguyenduckhoat@hmg.edu.vn

² Khoa Cơ – Điện, Trường Đại học Mở - Địa chất, Việt nam, phamminhhaitdh@hmg.edu.vn

THÔNG TIN BÀI BÁO

TÓM TẮT

Quá trình:

Nhận bài 17/06/2021

Chấp nhận 17/7/2021

Đăng online 19/12/2021

Từ khóa:

PID, ADC, DAC, Lò nhiệt, Matlab

Việc thiết kế một bộ điều khiển PID số và kiểm tra chất lượng điều khiển của nó giữ một vai trò quan trọng trong các bài toán xây dựng bộ điều khiển cho các đối tượng trong tự động hóa quá trình sản xuất. Bài báo trình bày chi tiết bài toán xây dựng và kiểm chứng bộ điều khiển số cho hệ thống tự động trên Matlab.

© 2020 Trường Đại học Mở - Địa chất. Tất cả các quyền được bảo đảm.

1. Mở đầu

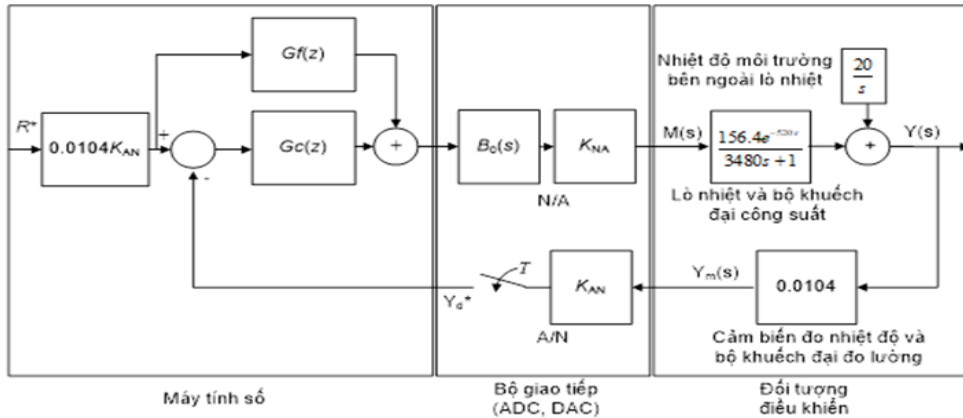
Với sự phát triển không ngừng của khoa học, kỹ thuật và công nghệ về phần cứng cũng như phần mềm đã mang lại nhiều thành tựu to lớn trong các lĩnh vực công nghiệp đặc biệt trong lĩnh vực sử dụng máy tính số (Vi xử lý, Vi điều khiển hay bộ logic khả trình PLC) như một thiết bị điều khiển. Mô hình của một hệ thống tự động hóa sử dụng máy tính số được biểu diễn ở Hình 1 (ND Khoat, 2012). Trong đó:

- a) Máy tính số chứa đựng chương trình điều khiển bao hàm các luật điều khiển;
- b) Bộ giao tiếp bao gồm:
 - Bộ chuyển đổi tương tự sang số ADC chuyển đổi tín hiệu phản hồi từ đối tượng điều khiển về máy tính số.
 - Bộ chuyển đổi số sang tương tự DAC chuyển đổi tín hiệu số từ máy tính số sang tín hiệu liên tục để điều khiển đối tượng.
- c) Đối tượng điều khiển là lò nhiệt.

Đối với bài toán xây dựng bộ điều khiển số thì việc xác định mô hình toán học của đối tượng điều khiển và dựa trên mô hình này cũng như yêu cầu của công nghệ mà từ đó lựa chọn bộ điều khiển thích hợp để cài đặt hay lập trình trên máy tính số.

Trên cơ sở này, bài báo đi vào giới thiệu chi tiết các bước xây dựng một bộ điều khiển PID số qua một ví dụ về điều khiển lò nhiệt.

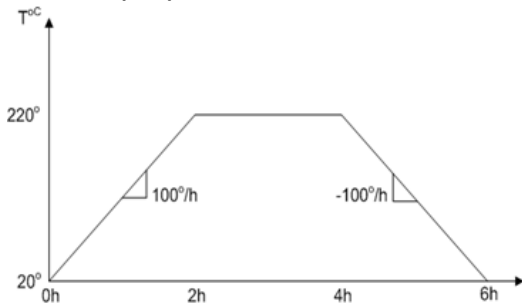
Phần còn lại của bài báo được bố cục như sau: phần 2 đi sâu vào giới thiệu bài toán điều khiển, thuật toán điều khiển lò nhiệt, và một chương trình mô phỏng bộ điều khiển trên nền Matlab Simulink được trình bày trong phần 3, cuối bài báo là phần kết luận.



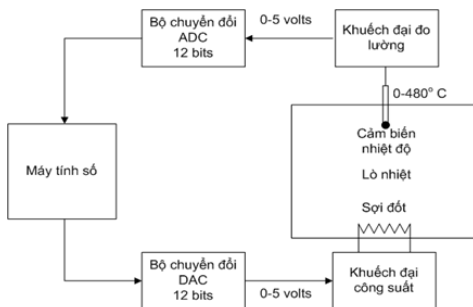
Hình 1. Sơ đồ khối hệ thống tự động sử dụng máy tính số

2. Bài toán điều khiển

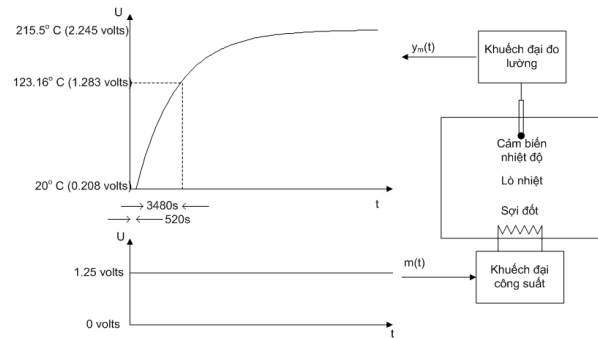
Ở bài toán điều khiển nhiệt độ, việc thực hiện thay đổi nhiệt độ, giữ ổn định nhiệt một thời gian, và giảm dần nhiệt độ có một vai trò vô cùng quan trọng quyết định tới chất lượng của sản phẩm. Để thực hiện được quá trình này cần sử dụng bộ điều khiển số nhiệt độ.



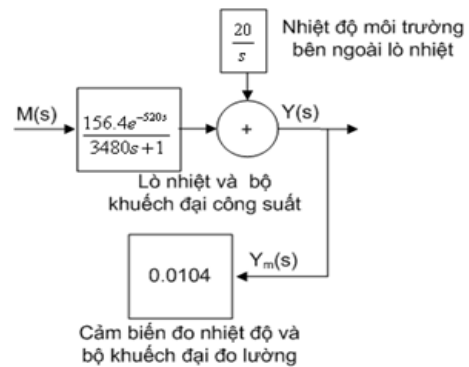
Hình 2. Đường đặc tính nhiệt độ yêu cầu



Hình 3. Sơ đồ cấu trúc điều khiển của lò nhiệt



Hình 4. Đặc tính lò nhiệt thực nghiệm



Hình 5. Mô hình toán hàm truyền

Theo yêu cầu của công nghệ gia nhiệt, sai lệch nhiệt độ ở chế độ xác lập sau khi nhiệt độ đạt tới giá trị đặt là phải bằng 0 và quá trình gia nhiệt phải đảm bảo bám theo đường đặc tính kỹ thuật ở Hình 2 với yêu cầu giữ nhiệt độ cố định ở trong 220°C trong 2 tiếng và nhiệt độ thay đổi không quá 100°C/h. Yêu cầu gia nhiệt này được thực

hiện trên mô hình lò nhiệt ở phòng thí nghiệm có cấu trúc như ở Hình 3.

Trên cơ sở cấu trúc này, nhiệm vụ của bài toán cần giải quyết đầu tiên là xác định mô hình toán học của lò nhiệt (ND Khoat, 2012). Mô hình toán được xác định trên cơ sở thực nghiệm bằng cách tiến hành lấy mẫu tìm đường cong thực nghiệm. Với phương pháp này tác giả thu được đường cong thực nghiệm cho ở Hình 4.

Từ đó xác định được hàm truyền hay mô hình toán của lò gia nhiệt cho ở Hình 5.

Thực hiện biến đổi sang miền Z mô hình toán của hệ:

$$K_{A/N} = \frac{2^{12} \text{ lsb}}{5v} = 819.2 \text{ lsb} / v \quad (1)$$

$$K_{N/A} = \frac{5v}{2^{12} \text{ lsb}} = 2 * 10^{-7} v / \text{ lsb}$$

$$\begin{aligned} BoGpH(z) &= \\ \frac{z-1}{z} Z \left\{ \frac{K_{N/A} * 156.4 * e^{-520s} * 0.0104 * K_{A/N}}{s(3480s+1)} \right\} \\ &= \frac{z-1}{z} Z \left\{ \frac{1.6266e^{-520s}}{s(3480s+1)} \right\} \end{aligned} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} BoGpH(z) &= \frac{1.6266(1 - e^{-T/3480})}{z(z - e^{-T/3480})} \\ &= \frac{b1}{z(z - b2)} \end{aligned} \quad (3)$$

Trong đó:

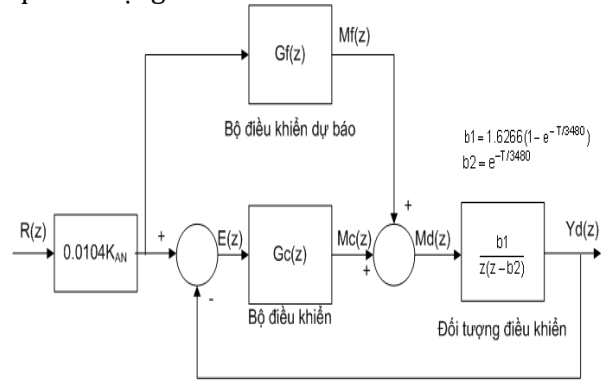
- $K_{A/N}$: Hệ số chuyển đổi của bộ biến đổi tương tự sang số ADC;
- $K_{N/A}$: Hệ số chuyển đổi của bộ biến đổi số sang tương tự DAC;
- $Bo(s)$: Khâu lưu giữ bậc không trên miền laplace s;
- $Gp(s)$: Hàm truyền lò nhiệt trên miền laplace s;
- $H(s)$: Hàm truyền cảm biến nhiệt độ;

$$b1 = 1.6266(1 - e^{-T/3480})$$

- $b2 = e^{-T/3480}$;

- lsb : Bít;
- v : điện áp volt;

Trên cơ sở các tham số vừa xác định (3), tiến hành xây dựng sơ đồ của hệ trên miền số khi bỏ qua tác động của nhiễu xem Hình 6.



Hình 6. Sơ đồ khối trên miền số hệ điều khiển nhiệt độ

Trong đó:

- $Yd(z)$: Tín hiệu đầu ra trên miền số;
- $Md(z)$: Tín hiệu điều khiển;
- $E(z)$: Sai lệch điều khiển;
- $R(z)$: Mong muốn điều khiển;
- $Mf(z)$: Tín hiệu điều khiển dự báo;
- $Gc(z)$: Bộ điều khiển PID số;
- $Gf(z)$: Bộ điều khiển dự báo;

2.1. Bộ điều khiển PID số

Trong bài báo này, bộ điều khiển được lựa chọn cho đối tượng là bộ điều khiển công nghiệp PID (tỷ lệ, tích phân, vi phân), việc xác định các tham số bộ điều khiển PID số có cấu trúc trên Hình 7 cho hệ gia nhiệt được xác định (N.D.Khoat, 2008):

Trong đó:

- $R(z)$: Mong muốn điều khiển;
- $M(z)$: Tín hiệu điều khiển;
- $Cm(z)$: giá trị thực của đối tượng điều khiển;
- Kp : Tham số bộ điều khiển tỷ lệ;
- Ki : Tham số bộ điều khiển tích phân;
- Kd : Tham số bộ điều khiển vi phân;
- T : Chu kỳ lấy mẫu

$$\frac{M(z)}{E(z)} = K_p + K_i \frac{T(z+1)}{2(z-1)} + K_d \frac{z-1}{Tz}$$

$$\frac{M(z)}{E(z)} = \frac{Q_0 z^2 + Q_1 z + Q_2}{z(z-1)}$$

Với:

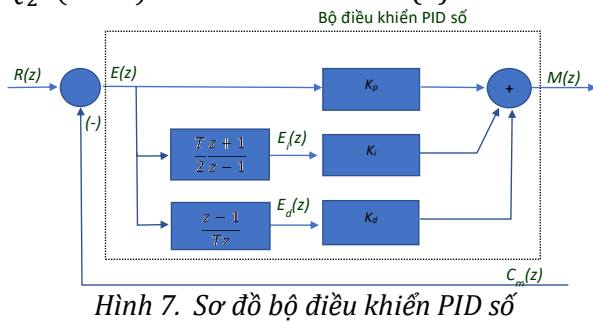
$$Q_0 = K_p + \frac{K_i T}{2} + \frac{K_d}{T}; Q_1 = -K_p + \frac{K_i T}{2} - 2 \frac{K_d}{T}; Q_2 = \frac{K_d}{T}$$

Vậy:

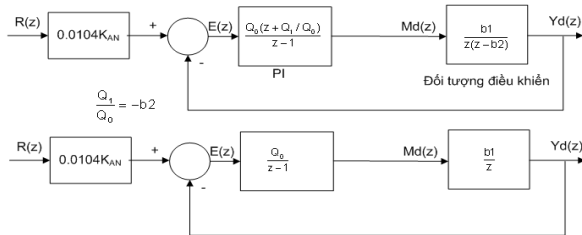
$$M(z) = \frac{Q_0 z^2 + Q_1 z + Q_2}{z(z-1)} E(z) \quad (4)$$

Để cụ thể hóa tín hiệu điều khiển số trên máy tính hoặc vi điều khiển, công thức (4) được xây dựng lại trên miền thời gian có dạng:

$$\begin{aligned} z^2 M(z) - z M(z) &= (Q_0 z^2 + Q_1 z + Q_2) E(z) \\ M(z) - z^{-1} M(z) &= Q_0 E(z) + Q_1 z^{-1} E(z) + Q_2 z^{-2} E(z) \\ m(k) - m(k-1) &= Q_0 e(k) + Q_1 e(k-1) + Q_2 e(k-2) \\ m(k) &= m(k-1) + Q_0 e(k) + Q_1 e(k-1) + Q_2 e(k-2) \end{aligned} \quad (5)$$



Hình 7. Sơ đồ bộ điều khiển PID số



Hình 8. Sơ đồ hệ điều khiển lò nhiệt trên miền số khi loại bỏ điểm cực và điểm không

Từ (5) bộ điều khiển cần thực hiện trong máy tính số hoặc vi điều khiển có phương trình như sau:

$$m(k) = m(k-1) + Q_0 e(k) + Q_1 e(k-1) + Q_2 e(k-2)$$

$$e(k) = r(k) - c_m(k) \quad (6)$$

Với yêu cầu kỹ thuật của bài toán điều khiển nhiệt độ theo đường đặc tính kỹ thuật, bộ điều khiển PD được sử dụng trong bài báo này

Với:

$$G_c(z) = \frac{Q_0 z + Q_1}{z-1} \quad (7)$$

$$G_f(z) = \frac{1}{BoGpH(z)} = \frac{z(z-b_2)}{b_1} \quad (8)$$

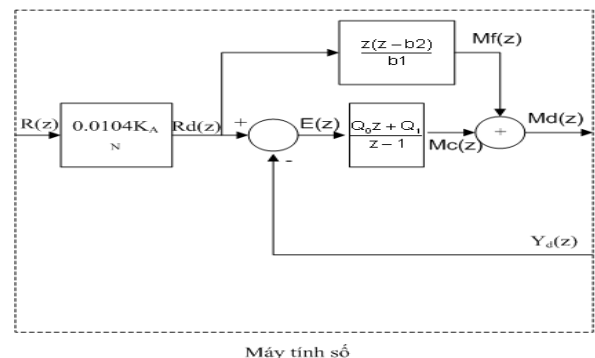
Từ (7) và (8) để đảm bảo yêu cầu của bài toán đặt ra là sai lệch bằng không ở chế độ xác lập và độ quá điều chỉnh bằng không thì cần loại bỏ điểm cực và điểm không của hệ trong hệ. Khi đó sơ đồ khối hệ điều khiển trên miền số được biến đổi thành (Hình 8) với:

$$\begin{aligned} \frac{Y_d(z)}{R(z)} &= 0.0104 K_{AN} \frac{\frac{Q_0 b_1}{z(z-1)}}{\frac{Q_0 b_1}{z(z-1)} + 1} \\ &= 0.0104 K_{AN} \frac{Q_0 b_1}{Q_0 b_1 + z(z-1)} \\ &= 0.0104 K_{AN} \frac{Q_0 b_1}{\Delta(z)} \end{aligned}$$

Trong đó:

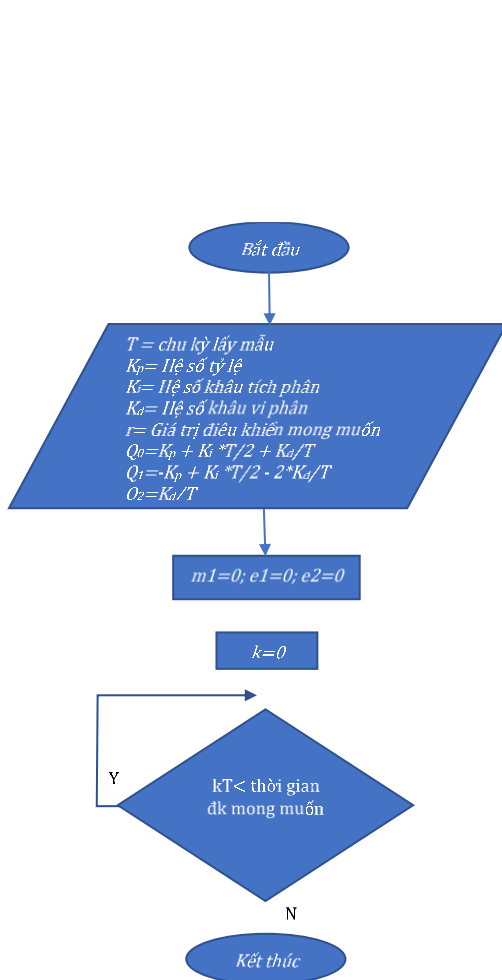
$$\begin{aligned} \Delta(z) &= z^2 - z + Q_0 b_1; \\ z^2 - z + Q_0 b_1 &= z^2 - 2\alpha z + \alpha^2 \\ \left. \begin{aligned} Q_0 b_1 &= \alpha^2 \\ 1 &= 2\alpha \\ Q_1 &= -b_2 Q_0 \end{aligned} \right\} \rightarrow \left\{ \begin{aligned} \alpha &= 0.5 \\ Q_0 &= \frac{0.25}{b_1} \\ Q_1 &= -0.25 \frac{b_2}{b_1} \end{aligned} \right. \quad (9) \end{aligned}$$

Từ (9) bộ điều khiển số trên máy tính (vi điều khiển) được xác định Hình 9.

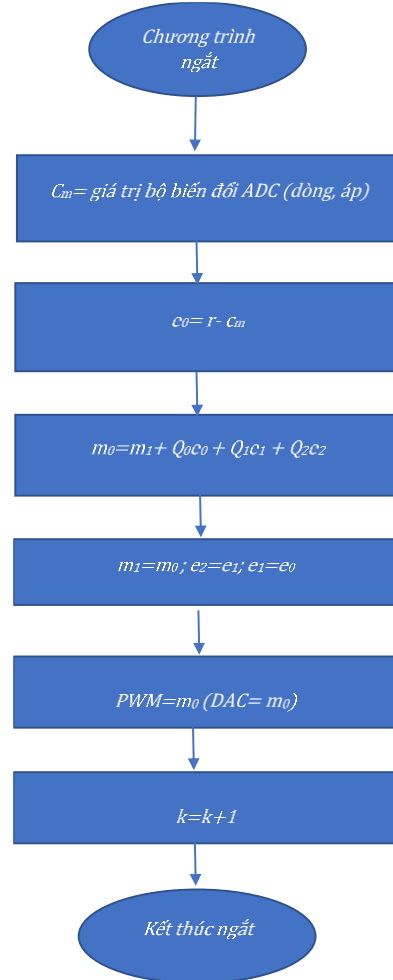


Hình 9. Bộ điều khiển trên máy tính số

2.2 Lưu đồ thuật toán và chương trình



Hình 10. Lưu đồ thuật toán chương trình chính



Hình 11. Lưu đồ thuật toán chương trình con

Lưu đồ thuật toán PID số nhúng trong máy tính số (vi điều khiển) được xây dựng, với các tham số điều khiển được xác định như sau:

$$r_d(k) = 0.0104K_{AN}r(k)$$

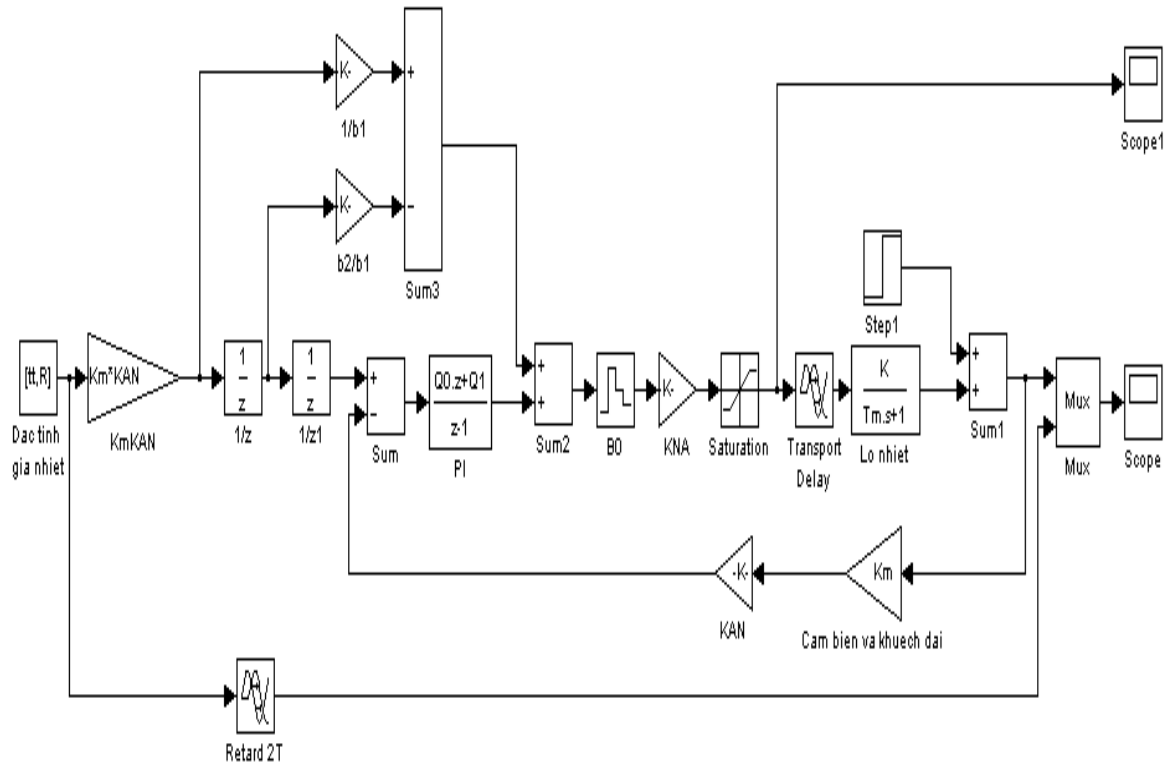
$$m_f(k) = \frac{1}{b_1}r_d(k+2) - \frac{b_2}{b_1}r_d(k+1)$$

$$m_c(k) = m_c(k-1) + Q_0e(k) + Q_1e(k-1)$$

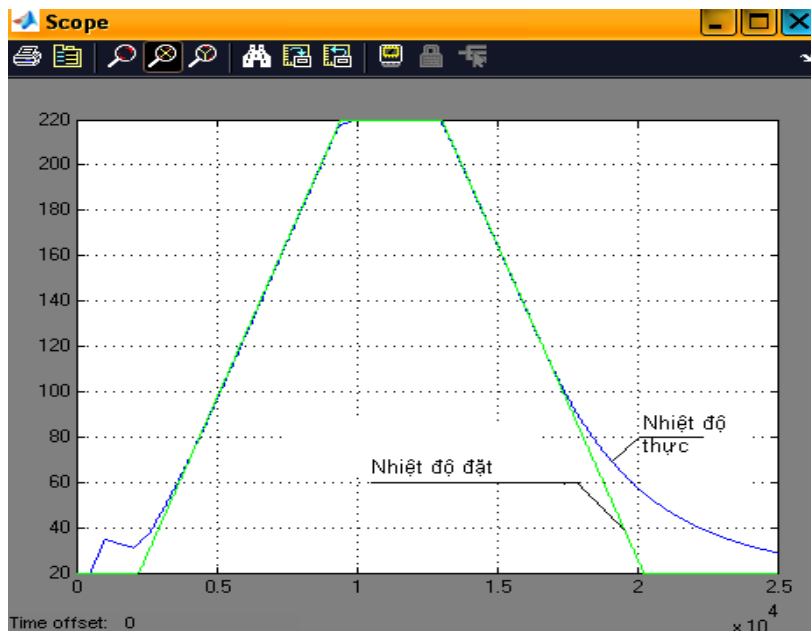
$$e(k) = r_d(k) - y_d(k)$$

$$m_d(k) = m_c(k) + m_f(k)$$

3. Chương trình trên Simulink



Hình 12. Mô phỏng hệ điều khiển lò nhiệt trên Matlab Simulink



Hình 13. Kết quả mô phỏng hệ điều khiển lò nhiệt trên Matlab Simulink

4. Kết luận

Bài báo đã trình bày chi tiết các bước cũng như thuật toán, chương trình và kết quả mô phỏng trên Matlab cho bài toán xây dựng bộ điều khiển PID số trong công nghiệp qua một ví dụ sử dụng bộ điều khiển tỷ lệ tích phân cho đối tượng lò gia nhiệt. Thuật toán này có thể được sử dụng để cài đặt và lập trình cho các bộ điều khiển logic khả trình (PLC), vi điều khiển để đưa vào ứng dụng trong thực tế sản xuất.

Tài liệu tham khảo

Farid Golnaraghi, Benjamin C. Kuo, *Automatic Control Systems*, John Wiley & Sons Ltd.

Chi-Tsong Chen (1993), *Analog and Digital Control System Design: Transfer-Function, State-Space, and Algebraic Methods*, Saunders College Publishing/Harcourt Brace.

Nguyễn Đức Khoát (2008), Bài giảng điều khiển số.

Nguyễn Đức Khoát (2012), *Xây dựng và mô phỏng bộ điều khiển đa thức số cho đối tượng máy cán thép trong công nghiệp*, Tạp chí Khoa học kỹ thuật Mô-Địa chất, 29-33.

Nguyễn Đức Khoát (2012), *Xây dựng và mô phỏng bộ điều khiển số cho đối tượng lò nhiệt trong công nghiệp luyện kim*, Tạp chí Cơ khí, 51-57, 2012.

Decision support system for small hydropower systems

Thuy HA VAN¹, Tuan HA NGOC², Khoat NGUYEN DUC³

¹Hanoi university of Mining and Geology; email: havanthuy@humg.edu.vn

²Kyushu Electric Power Co., Inc. Japan; email: hangoctuan@gmail.com

³Hanoi university of Mining and Geology; email: nguyenduckhoat@humg.edu.vn

ARTICLE INFO

Article history:

Received 15th Jun 2021

Accepted 16th Aug 2021

Available online 19th Dec 2021

Keywords:

decision support systems,

evolutionary algorithms,

simulated annealing,

hydropower

ABSTRACT

In this paper, we consider a decision support system for small hydropower systems with the implementation of more advanced rescheduling, control and forecasting in small hydroelectric system. Therefore, a mathematical model is developed. Particularly, this model uses real-time information of dams. The main objective is to maximize economic value over the time horizon by producing electricity when it is most valuable. An approach of simulated annealing algorithm is used to solve this model.

Copyright © 2021 Hanoi University of Mining and Geology. All rights reserved.

1. Introduction

Since the early 1970s, decision support systems (DSS) technology and applications have evolved significantly. Many technological and organizational developments have made an impact on this evolution. Initially, DSSs possessed limited database, modeling and user interface functionality, but technological innovations enabled the development of more powerful DSS functionality (J. P. Shim, 2002). DSSs are, in fact, computer technology solutions that can be used to support complex decision making and problem solving. Decision making is the study of how decisions are actually taken, and how they can be better, or more successfully taken (B. Roy, 1993).

In a DSS decision-making process (Figure 1), once the problem is recognized, it is defined in terms that facilitate the creation actors and of the concerned entities, the definition of the decision horizon, of the parameters and the constraints, and also the criteria formalization. The resolution stage imposes a choice of an exact or a heuristic algorithmic approach. A set of decision proposals is then established through the interpretation

stage and presented to the concerned actors. The final implementation stage consists in applying the operational decisions, supervising their impacts, taking corrective actions, and validating the decisions. Carlsson and Turban in (C. Carlsson, 2002) state that modern support systems research is focused on the theory and application of intelligent systems, and soft computing in management. This includes processes of problem solving, planning, and decision making. The context for this research ranges from strategic management, business process re-engineering, effective collaboration, improved user-computer interfaces, and mobile and electronic commerce to production, marketing, and financial management. The methodologies that are used may be analysis or system-oriented, action research or case-based, or they may be experimentally or empirically focused. An emerging common denominator for many field studies, favored in DSS, is the design and use of intelligent (expert systems, multi-agent systems,

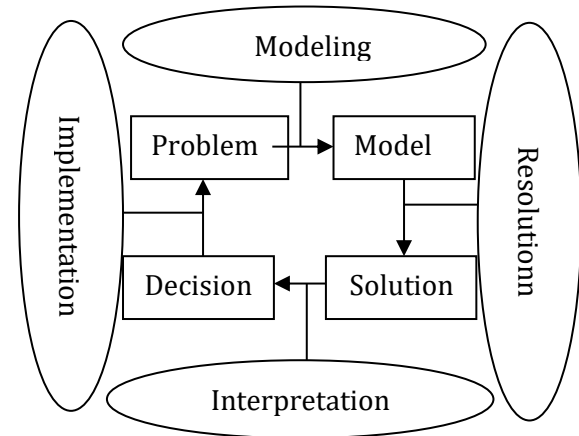


Figure 1. DSS decision-making process

etc.) and/or soft computing systems (evolutionary algorithms, fuzzy logic, etc.). Moreover, in the architectures of DSSs, the complexity reduction tools should not curb the combinatorial capabilities of the system (I. A. Meystel, 2001). For instance, when dealing with a DSS, such as on production scheduling systems (PSS), the modeling approaches and the resolution tools are based on the study and the analysis of concrete cases coming from real problems. Hence, we consider the combined task which includes “satisfaction needs cooperation needs computational complexity reduction,” as the major capability of such a DSS.

In order to validate the choice of an agent-based approach for the real time management of small hydropower systems, it is necessary to grasp the characteristics of such an approach. For this reason, we start by defining agents as conceptual entities that perceive and act in a proactive, or reactive manner within an environment where other agents exist and interact with each other based on shared knowledge of communication and representation. A multi-agent system (MAS) can then be defined as a loosely coupled network of problem solvers interacting to solve problems that are beyond their individual capabilities or knowledge. MASs constitute a powerful tool for handling open, complex, and distributed systems since they offer modularity and abstraction. Accordingly, an agent-based approach seems the

most appropriate for studying the real-time control of the static economic dispatch problem and the dynamic economic dispatch problem within small hydropower systems. In fact, dispatch problems typically consider the minimum and maximum output constraints of each available unit as well as their engineering characteristics, such as head, release and efficiency characteristics and therefore, require a set of interacting distributed entities. That is, the MADSS has to optimize the different regulation criteria since it can have a more global view on the dams than the regulator. The present MADSS for small hydropower systems consists of the following two modules:

The supervision module, responsible for the supervision of the creation of databases on the dams and also for continuous updating of the geological, survey, and technological data;

The regulation module, responsible for the disturbance analysis and the generation of the appropriate rescheduling measures. It is composed of the agents INCIDENT, ZONEPERT, and ZONEREG. The agents of the two modules communicate with each other in order to cooperate in the real-time treatment of the different incidents (Figure 2). The regulation module has a hierarchical organization with horizontal and vertical communication.

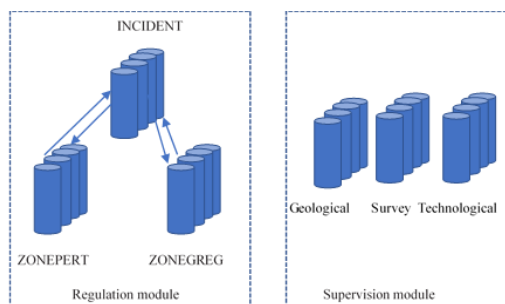


Figure 2. MADSS modules and agents

The roles of the agents will be explained in Sections 2-3-4-5, then some conclusions are finally shown in Section 6, 7.

2. Agent Model

Agents constitute the basic entities of a MAS. They have a specific model that allows them to be

autonomous and have their own reasoning mode. As shown in Figure 3, this agent model contains a knowledge base, a base of strategies and modules of communication, as well as, reasoning and control. Hence, in order to define its behavior and be able to exchange information with the others and the environment, an agent has the following:

- Knowledge base that contains all the information and data concerning the agent itself and the others;
- Base of strategies used by the agent in its reasoning; communication module that is responsible for the messages exchange;
- Reasoning module that defines and complements the methods which allow the agent to make decisions concerning the task to perform. This module uses the data given by the knowledge and strategies modules.
- A control module that ensures the cohesion in the agent by the management of the internal tasks. It activates the internal modules and undertakes an updating of the knowledge according to the evolution of the agent and the environment.

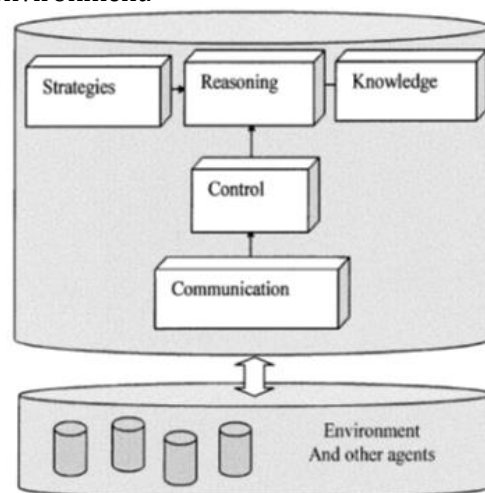


Figure 3. Agent model

3. Supervision Module

This module controls the theoretical schedules by a time space representation of the network. It operates in normal and disturbed conditions. It includes the agents of type Geological, Survey and Technological.

Agent Geological: These agents intend for the storage of primary geological information and integration of the data. The primary geological information includes core-sample data on bed intersections and intersections of weather forecast, obtained from geological rifts and trenches.

- Agent Survey: These agents represent information from performance monitoring module.
- Agent Technological: These agents intend for the storage of information on the technical potential of the dams, the parameters of all the technological systems used in the dams or considered as options at the design stage.

4. Regulation Module

This module contains the agents INCIDENT, ZONEPERT, and ZONEREG. It operates in disturbed conditions. It is responsible for the identification, analysis, and resolution of the incidents. This rescheduling process needs several simulations in order to forecast the impact of the incidents and the regulation decisions on the dams. The MADSS regulation module has in fact, a hierarchical organization that can be considered as an expert community where each agent is specialized for performing a particular task and the solutions are constructed through a mutual adjustment.

a) Agent Incident: An agent Survey, associated to, creates, at, an agent INCIDENT when a disturbance caused by appears. Being responsible for the considered disturbance, this agent first identifies its characteristics (disturbed, stop, delay, cause, etc.). Then, it creates an agent ZONEPERT for the analysis and the first-level regulation of the incident. According to the importance of the disturbance, INCIDENT can decide to create an agent ZONEREG that will generate several possible rescheduling solutions through a simulated annealing (SA) approach. This agent has then a coordination role in the rescheduling process. These agents propose the relevant final rescheduling measures to the regulator.

b) Agent Zonepert: This agent has a diagnosis role. It is responsible for the gathering and analysis

of the information related to the space-time zone affected by the disturbance. In order to control the evolution of the disturbances, it is necessary to define first the space-time limits of the search space. That is, a space-time horizon has to be identified by defining the set of hydropower units affected by the disturbance and the rescheduling measures, according to the real state of the dams. Moreover, since the disturbance evolves according to time and space, the considered horizon has to be adapted to the real changing conditions of the dams. It has then to be a dynamic space-time horizon or window. The schedules that are situated beyond this horizon should be equal to the theoretical ones. Consequently, the starting and ending points of hydropower units in systems have to be respected. It cooperates therefore, with a society of agents Geological and Technological, called ZonePert representing the horizon.

Moreover, ZONEPERT generates, at a first strategic level, some regulation decisions through a rule-based approach that describes the nature of the rescheduling measures adapted to the type of the incident.

c) Agent ZONEREG: This agent is created by INCIDENT. It operates by an anytime evolutionary regulation approach that takes into account the several rescheduling criteria and the solutions proposed by ZONEPERT. Through a comparison between the situations before and after regulation, ZONEREG considers the regularity that have been previously stated.

This agent considers the present decision-making problem as a dynamic economic dispatch problem which is a mathematical optimization problem which can identify how to optimally manage one or more hydropower units over a specified time horizon. The time horizon considered might consist of a day (24-hours), a week (168-hours) or some other period. In fact, it is characterized with an important number of variables, a multi-objective, and nonlinear objective function and discrete variables.

5. The Dynamic Economic Dispatch Problem

The hydropower plant operator is faced with a challenging dynamic optimization problem. Given

the amount of water available for release and the anticipated price of electricity over a particular time horizon (T), the plant operator must decide how much water to release for generation in each period (t) in order to maximize the economic value of the electricity produced. Typically, the total amount of water available for release (Q) over the planning horizon is fixed and known. The vector of prices (P) over the planning horizon (T) is assumed or anticipated, based on prior experience and knowledge.

In general, the optimal dynamic dispatch problem can be written in mathematical notation as shown in equations (1) through (4).

$$\text{Maximize} \quad \sum_1^T P_t g_t q_t \quad (1)$$

Subject to:

$$\sum_1^T q_t \leq Q \quad (2)$$

$$q_{\min} \leq q_t \leq q_{\max} \quad \forall_t \in \{1..T\} \quad (3)$$

$$g_{\min} \leq g_t \leq g_{\max} \quad \forall_t \in \{1..T\} \quad (4)$$

Where:

P_t : Price (\$/MWh) at time (t)

g_t : generation (MW) at time (t)

q_t : release at time (t)

Q : total release

q_{\max} : maximum release

q_{\min} : minimum release

g_{\max} : maximum generation level

g_{\min} : minimum generation level

T : planning horizon

In practice, the operator attempts to maximize economic value over the time horizon by producing electricity when it is most valuable. While doing so, we cannot exceed the amount of water available for release over the time horizon (equation 2), must respect the minimum and maximum release levels (equation 3), must respect the minimum and maximum generation levels (equation 4).

This problem falls into the class of mathematical problems known as constrained optimization problems. Depending on the nature of the generation and head relationships, the problem may be highly nonlinear.

6. Simulated annealing algorithms (SA)

As one of the widely used heuristic approaches (including genetic algorithm and local search) to solve combinatorial problems, simulated annealing (SA) can produce a good though not necessarily global optimal solution within a reasonable computing time. Simulated annealing is a Monte Carlo simulation-based search algorithm. The term “simulated annealing” is derived from a process of heating and then cooling a substance slowly to finally arrive at the solid state. In this simulation, a minimum of the cost function corresponds to this ground state of the substance. The whole search algorithm simply mimics the physical process as below. In the early stages of the execution, the temperature is high, which results in a higher probability for jumping to occur more frequently. In this case, the frequent jumping, which occurs as a way of avoiding local minima, may produce a higher probability of a poor solution. In another way, simulated annealing selects the next point randomly. If a lower cost solution is found, it is selected. If a higher cost solution is found, it has a nonzero selection probability. The function that governs the behaviour of the acceptance probability is called the cooling schedule. As the execution time elapses, the temperature decreases, and the cooling schedule reduces the frequency of jumping.

The simulation process terminates after a number of successive executions with no improvements, and returns the best solution found. The following code provides an illustration of the SA algorithm in pseudo-code (Eglese, et al., 1990):

```

Select an initial state  $i \in S$ 
Select an initial temperature  $T > 0$ 
Set temperature change counter  $t = 0$ 
Repeat
    Set repetition counter (number of iterations to
    be performed at each temperature)
    Repeat
        Generate state  $j$ 
        a neighbour of  $i$ 
        Calculate  $\delta = f(j) - f(i)$ 
        If  $\delta = 0$  then  $i = j$ 
    
```

Else if random $(0, 1) < \exp(-\delta / T)$ then $i = j$

$n+ = 1$

Until $n = N(t)$

$t+ = 1$

$T = T(t)$

Until stopping criteria is true.

As can be seen, the annealing schedule consists

of:

- the initial value of: T
- a cooling functions
- the number of iterations $N(t)$ to be performed at each temperature
- a stopping criterion to terminate the algorithm.

In SA, the algorithm attempts to avoid entrapment in a local optimum by sometimes accepting a neighborhood movement, which increases the value of the objective function. The acceptance or rejection of an uphill move is determined by a sequence of random numbers, but with a controlled probability. The probability of accepting a move, which causes an increase δ in f is called the acceptance function and is normally set to $\exp(-\delta / T)$ where T is a control parameter, which is analogous to temperate in a physical annealing.

In this paper, for the model describe in section 5, the algorithm was coded in Visual C# 2017 and implemented on an Intel(R) Core (TM) i7-4790 with 3.6GHz CPU.

6.1. Simulation results

Consider a small hydropower system at Lang Son in Vietnam (Figure 4)

- Factory name: Thac Petrol Hydroelectric Plant
- Location: Hung Viet Commune, Trang Dinh Dist., T. Lang Son
- Name of the river: Bac Giang
- Factory type: After the dam
- Number of units: 02
- Capacity: 20MW
- Useful reservoir capacity: 13.91 million m3
- Basin area: 2660 km2

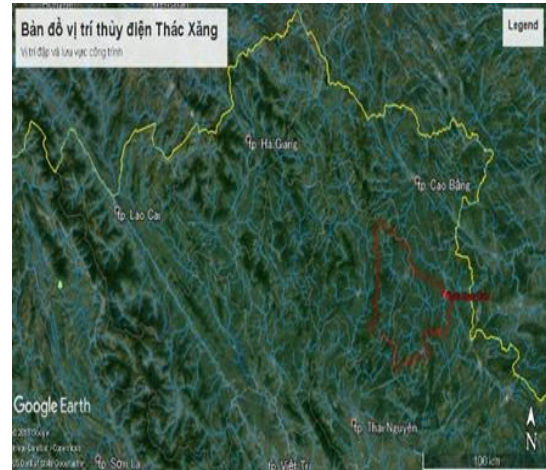


Figure 4. Location of the sampling sites

The application of the solution given by our SA is illustrated in Figure 5.

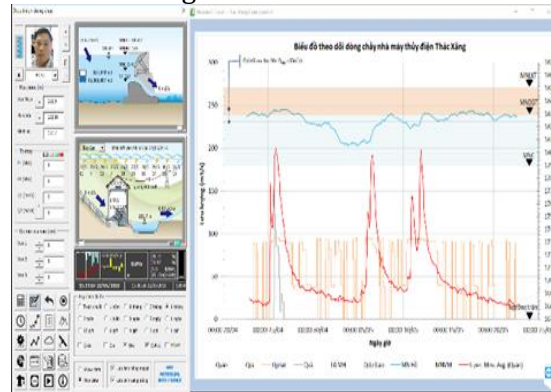


Figure 5. Decision support system tool in Thac xang

The results of using the SA algorithm for the problem (1) applied in Thac xang hydropower have brought high economic efficiency compared to before use the application of decision support tools Figure 6, Figure 7.

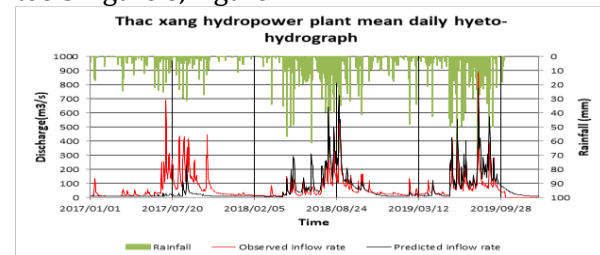


Figure 6. Daily hyeto-hydrograph in Thac xang

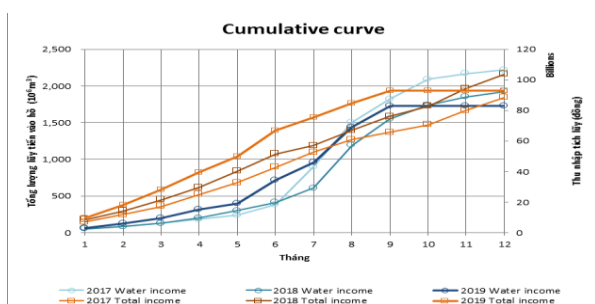


Figure 7. Cumulative curve in 3 years

7. Conclusion

In our paper, we present a decision support system for small hydropower systems that provide hydro power equipment operator with information required to optimize dams performance in terms of power efficiency and effectiveness.

The efficiency of the DSS tool was tested using a real numerical example. As perspective of this research work need in the comparison and the combination with other methods, develop other control strategies.

Acknowledgment

The authors are grateful to the Thac xang company for financial support of the work.

References

1. J. P. Shim, M. Warkentin, J. F. Courtney, D. J. Power, R. Sharda, and C. Carlsson, "Past, present, and future of decision support technology," *J. Dec. Support Syst.*, vol. 33, no. 2, pp. 111–126, June 2002.
2. B. Roy and D. Bouyssou, *Aide Multicritère à la Décision: Méthodes et Cas: ECONOMICA*, 1993.
3. C. Carlsson and E. Turban, "DSS: directions for the next decade," *J. Dec. Support Syst.*, vol. 33, no. 2, pp. 105–110, June 2002.
4. I. A. Meystel, "The tools of intelligence: Are we smart enough to handle them?," in *Proc. European Workshop Intelligent Forecasting, DiagnosisControl*, Santorini, Greece, June 24–28, 2001, pp. 2–4.
5. Claudio J.C. Blanco, Yves Secretan, André L. Amarante Mesquita, "Decision support system for micro-hydro power plants in the Amazon region under a sustainable development perspective' *Energy for Sustainable Development • Volume XII No. 3*, pp.13-21, September 2008
6. Eglese, R.W (1990). Simulated annealing: A Tool for Operational Research, *European Journal of Operational Research*, Vol. 46, pp.271-281.

Kalman Filter and MPU6050 Sensor in Positioning Issue for one-axis Solar Tracking System

Dao Hieu ^{1,*}, Khong Cao Phong ¹

¹ Faculty of Electro-mechanics, Hanoi university of Mining and Geology, Hanoi, Viet nam, e-mail: daohieu@humg.edu.vn

ARTICLE INFO

ABSTRACT

Article history:

Received 15th Jun 2021

Accepted 16th Aug 2021

Available online 19th Dec 2021

Keywords:

MPU6050, Solar Tracking, Kalman filter, accelerometer, gyro, gyroscope.

Gyroscope and accelerometer are widely used in applications that have to estimate the motion of object. The motion, velocity and position of an object are determined based on the principle of integrating one or two layers from the acceleration. That causes cumulative errors in the results to increase rapidly over time due to noise of sensors. Therefore, noise is a big issue in control systems. Theories and experiments have proved that noise filter is a solution to solve the issue. Kalman filter is the most common filter which is suitable to reduce sensor noise problem. This paper introduces the process of designing a Kalman filter to improve the accuracy of MPU6050 data which is used to determine motion trajectory and position of a solar tracking system. Quality of unfiltered data, filtered data and the simulation, testing results will be detailed in the article.

Copyright © 2021 Hanoi University of Mining and Geology. All rights reserved.

1. Introduction

The gradual depletion of fossil fuels (oil, coal, ...) and the disasters that hydropower and nuclear power hide are driving the global energy trend towards renewable energy sources. And there, the supply from solar energy is a big part (Nadarajah et al 2016). Photovoltaic cells are used to convert energy from sunlight into electrical energy. They are integrated called solar panels. The efficiency is the highest when the surface of the panel and the direction of light form a certain angle (Frank Dimroth et al 2007). Due to the relative displacement of the earth and the sun, in each region of the earth, at each time of the year, the sun's orbit is different (Sidek et al 2014). Therefore, tracking systems are used to drive the solar panels to the position of the best

light source in real time. With these tracking systems, the efficiency can be improved by 20-30% compared to fixing systems (J.Rizk et al 2008 and K.Tseng et al 2019). The solar tracking system has two types: track on one axis and track on two axes.

With a moving mechanical system, tracking and monitoring requirements are indispensable. That contributes to ensure the system works correctly and efficiently. The most importance parameter of the system is the position (orientation) of the panel. This information and the direction of the light is the basis for tracking control (East-West rotating).

In this study, the authors employ a widely used and low-cost sensor to determine the position for one-axis solar tracking system. It is

an integrated sensor that includes a gyroscope and 3-axis accelerometer. The 3-axis accelerometer is a type of sensor specialized in determining position systems for moving objects in space. Due to its very high mechanical sensitivity, its measurement signal have a lot of noise. A Kalman filter is used to accurately determine measurement and control results. The processing, data filtering and results are presented in detail in the following sections.

2. MPU6050 sensor in solar tracking system

The sensor MPU6050 is proposed in this study. This is a low-cost sensor, which is widely used in applications to determine the position of objects in space. The sensor is integrated on the blue board (Figure 24). This board can communicate with a controller via I2C communication standard by SCL and SDA pins. It is equipped with a gyro measuring angular velocity around 3 axes, and an accelerometer measuring linear acceleration in the same axes (InvenSense Inc 2013).

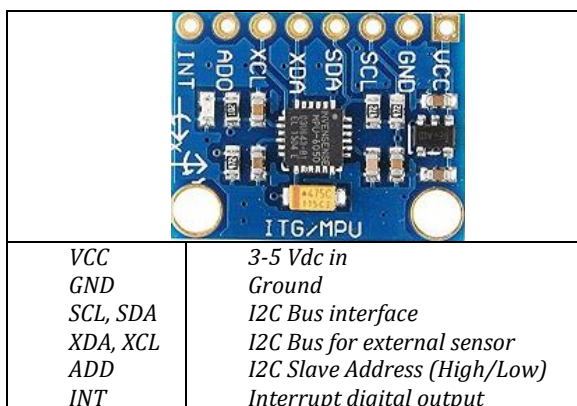


Figure 35. MPU 6050 board (module)

The measurements are placed on the test solar tracking system as indicated in Figure 36. The sensor is fixed on the rotating shaft (driven by motor), which rotates the solar panel to an angle according to the direction of sunlight.



Figure 36. The MPU6050 sensor is fixed on the test solar tracking system

2.1. The gyroscope

Gyro works based on the direction of gravity and the earth's magnetic field. It is the natural sensor to use for estimating an angle (as it measures the derivative of an angle). It has some problems. The gyro measurements can give us angles relative to initial orientation, then we can simply calculate the angular velocity. In many applications, we are interested in the absolute angle of the object, such as knowing if the object is standing straight up or not. In addition, the sensor has bias errors, meaning that the angle estimate will drift. Experiments showed that any bias in the angular velocity measurement will lead to a growing error in the angle estimate (Lund university 2018). In this application, the tracking system only rotates in one axis. Consequently, we are only interested in rotations around the x-axis (rotations in the y-z plane) and thus only use one of the gyro measurements.

2.2. The accelerometer

The accelerometer might seem unrelated to the orientation of the device, as it measures the three linear accelerations of the object. However, the acceleration is measured relative to free-fall, meaning that when the device is kept still, there should be an acceleration of magnitude $\sqrt{a_x^2 + a_y^2 + a_z^2} = 9.8 \text{ m/s}^2$. The way this magnitude is distributed on the three body-fixed accelerations $a_x(t)$, $a_y(t)$ and $a_z(t)$ will give us information about the absolute orientation. In practice the tracking system is never completely still when balancing, because of the effects of wind on the solar panels. So that, a_y and a_z will always contain parts that come from actual movements, which will influence the computed angle, i.e., there are noises on the angle estimate. Another problem is that the accelerometer can have slant states along with the solar panel, which will give us a bias in the accelerometer signal (Lund university 2018).

2.3. Combine accelerometer and gyro to reduce noise

When the object moves, the gyro gives the result with a smaller error than the accelerometer. When the object is stopped, the value of the gyro is not as stable as the accelerometer. In applications, that they do not need high accuracy of measurements, low speed response and allow large control errors, we often use a combination of both these sensors. Tests and experiments show that, the percentages of two sensors can vary depending on specific system conditions.

3. Processing data by Kalman filter

3.1. Kalman filter

The Kalman filter was introduced in 1960 by R.E. Kalman (Kalman 1960). Later, it is re-introduced by a other documents (Greg Welch et al 1997; and Simon Haykin 2001). Today, it is

developed extensively (Youngjoo Kim et al 2018; and Phạm Duy Dũng 2019) and is incorporated in many different applications (Haykin 2001; Lê Ngọc Duy et al 2018; and Trịnh Tuấn Dương 2019).

The Kalman filter uses discrete-time modeling to estimate the states of a system using a linear stochastic equation (Kalman 1960):

$$x_k = Fx_{k-1} + Bu_{k-1} + w_{k-1} \quad (1)$$

In addition, at the time k, it is possible to exactly measure and observe the state of the system by some method. It is represented by a linear equation:

$$z_k = Hx_k + v_k \quad (2)$$

Here: F is the transition matrix, it is applied to the previous state x_{k-1} ; B is the input control matrix, it is applied to the control vector u_k ; H is the observation matrix, it converts the measured state into the observed state; w_k and v_k are two random variable vectors representing the system noise and the measurement noise, they were assumed to follow Gauss distribution with mean value is 0 and covariance matrices are Q and R ($w_k \sim N(0, Q_k)$; $v_k \sim N(0, R_k)$).

The matrices Q, R, F, H can be changed over time (according to step k), but here, we assume that they are constant to make the calculation more convenient.

The Kalman filter consists of two processes: 1 - estimate prior state; 2 - based on the measurement results to correct the prediction.

Estimate prior state

Estimate prior state is the process for estimating a prior state value and a prior covariance matrix. We must first initialize the initial value of the estimated posterior state $\hat{x}_{k-1|k}$, and error correlation matrix $P_{k-1|k}$. The

process of predicting the prior state and prior covariance matrix is determined as follows:

$$\hat{x}_{k|k-1} = F\hat{x}_{k-1|k} + Bu_k \quad (3)$$

$$P_{k|k-1} = FP_{k-1|k}F^T + Q \quad (4)$$

Here: $\hat{x}_{k|k-1}$ is the prior state estimated at time k ; $\hat{x}_{k-1|k}$ is the posterior state estimated at time $k-1$; $P_{k|k-1}$ is the prior error correlation matrix; and $P_{k-1|k}$ is the posterior error correlation matrix.

Correction of estimate

Correction of estimate is the process based on the measurement value to correct the prior estimate, thereby getting the correct posterior estimate. This result is the output of Kalman filter. The estimate process is done as follows:

$$\hat{x}_{k|k} = \hat{x}_{k|k-1} + K_k * (z_k - H * \hat{x}_{k|k-1}) \quad (5)$$

$$K_k = P_{k|k-1}H^T(HP_{k|k-1}H^T + R)^{-1} \quad (6)$$

$$P_{k|k} = (I - K_kH)P_{k|k-1} \quad (7)$$

Here: K_k is the gain of Kalman filter, it is changed for each estimate of k and is chosen so that the correlation of the posterior estimate error is minimal; I is the unit matrix; $\hat{x}_{k|k}$ is the estimate posterior state at time k , and also is the output value of the Kalman filter.

3.2. Read and pre-process MPU6050's data

This study uses microcontroller Pic16f1938 to connect and read data from MPU6050 via I2C communication (Microchip 2011). This microcontroller is also the center process unit (CPU) to control the tracking system. The selected MPU6050 address is the high address (InvenSense Inc 2013). Because of the track system is particularly rotate around one-axis, so the x-axis is select and the system move in y-z plane. Data is pre-processed by combining the measurement data of Gyro and Accelerometer at the respective rate of 80%-20%. This ratio gives

the smallest amplitude of variation of the measurement result (when not using the Kalman algorithm, it was determined by experiment). In which, the Gyro is error-corrected by the bias determined from the initial 1000 measurements performed when the MPU is stability. The final result is the average of 50 consecutive results. In addition, after a certain period, the MPU is soft reset and reconfigured to increase the stability of the sensor, and to reduce measurement errors. This processing algorithm is depicted in Figure 37.

The data is recorded by the CPU and sent to computer. The system is tested in three different modes: When the system is stable at a certain angle; When the system moves from small angle to large angle; and When the system moves from a large angle to a small angle. The measurement results show that the data still has errors and oscillation (Figure 38).

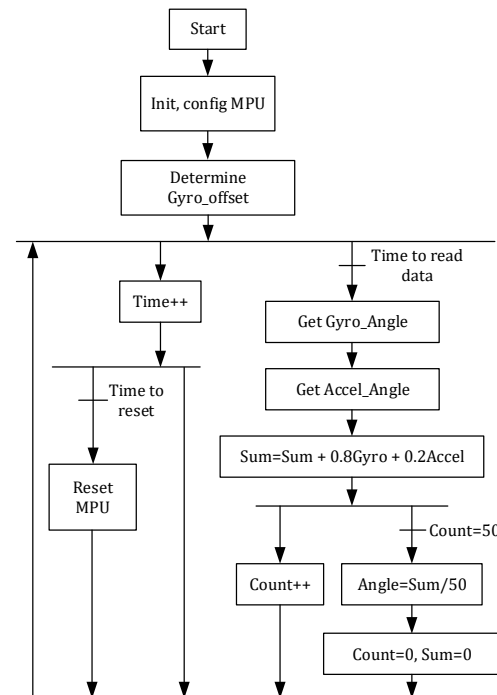


Figure 37. Algorithm for reading and pre-processing MPU6050's data

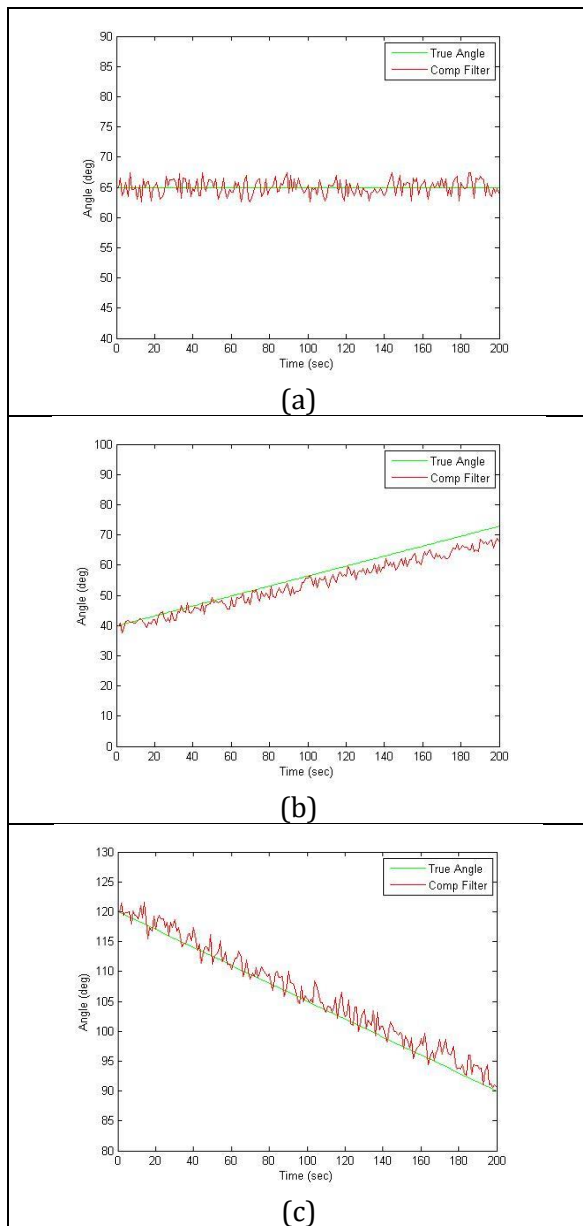


Figure 38. Pre-processed data graph is plotted by Matlab2013

The characteristics in Figure 4 indicate that, even though, the measured value has been processed to reduce noise by combining multiple methods (summarizing the results of the gyro and accelerometer, averaging of multiple results). However, the results are still misleading. The noise still appears, sometimes there are some large noises that make big false

in the overall results. When the system is stable at an angle, the measurement results oscillate around the stable corner point (Figure 38a). When the system moves from a small angle to a large angle, the measurement results have increased trend, but lower (smaller) than desired (Figure 38b). When the system moves from a large angle to a small angle, the measurement results have also increased trend, but slower (larger) than desired (Figure 38c). From that reason, The authors have continued to use the Kalman filter towards better stability.

3.3. Kalman filter for data and result

Pre-processing data based on proportional sum of gyro and accelerometer measurement results did not meet the requirements. Therefore, these data are used to build Kalman filter on Matlab2013 software. The filter construction process is depicted in Figure 39.

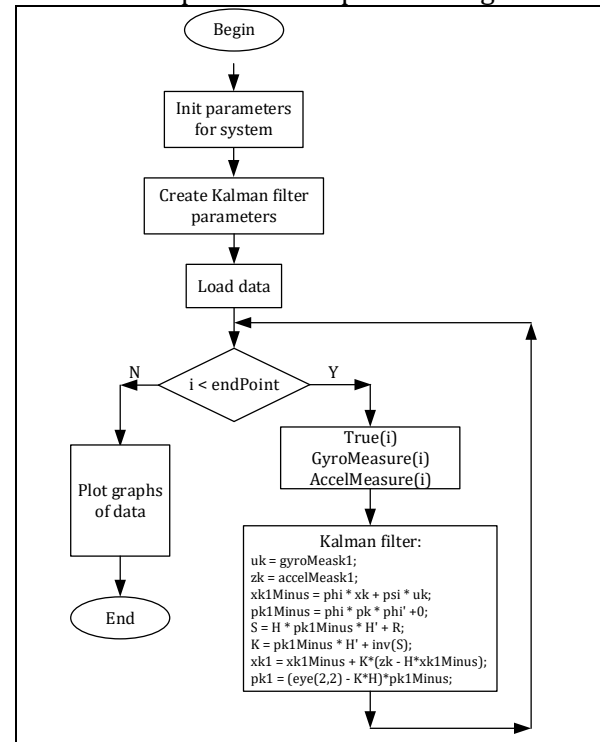


Figure 39. Building Kalman filter on Matlab

The processing of building Kalman filter had selected $R = 0.01$, the matrices $Q = [0.00001 \ 0 \ 0]$

0]; and $H = [0.8 \ 0]$. Following that, the characteristic that describes the data after filtering is the blue line. It follows the desired characteristic (the green line) and has a much smaller error than the pre-processing data (the red line) (Figure 40).

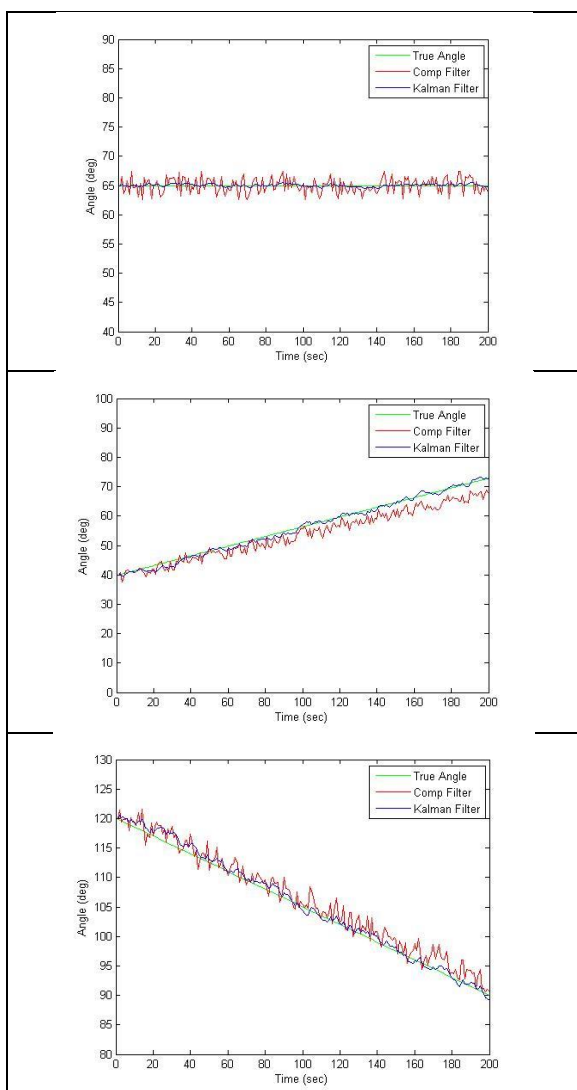


Figure 40. Data graph with Kalman filter

From the designed Kalman filter in Matlab, the selected coefficients and filters have been set on the Pic microcontroller (CPU). Testing results for good response, stable measurement parameters. System control error is ± 1 degree, within the allowable limits of the solar tracking

system. Experiments show that, the allowable limits can be up to ± 2 degrees, which is the error value of mechanical system. The code segment describing Kalman filter in the Pic16f1938 microcontroller is shown in Figure 41.

```
float32 Kalman(float32 newAngle, float32
newRate)
{
    //angle = X_Raw_Gyro_Angle;
    rate = newRate - bias;
    angle += dt * rate;
    P_00 += dt * ( dt*P_11 - P_10 - P_01 +
Q_angle);
    P_01 -= dt * P_11;
    P_10 -= dt * P_11;
    P_11 += Q_bias * dt;
    S = P_00 + R_measure;
    K_0 = P_00 / S;
    K_1 = P_10 / S;
    y = newAngle - angle;
    angle += K_0 * y;
    bias += K_1 * y;
    P_00 -= K_0 * P_00;
    P_01 -= K_0 * P_01;
    P_10 -= K_1 * P_00;
    P_11 -= K_1 * P_01;
}
```

Figure 41. Kalman code in CPU Pic16f1938

4. Conclusion

This paper presents the method and process of building Kalman filter applied to MPU6050 sensor data processing in 1-axis solar tracking test system. Simulation and testing results have demonstrated the quality of the designed Kalman filter. Responses and errors are completely within the allowable limits of the test system. The test results also show that, even with systems that do not need high accuracy, and quick respond such as solar tracking systems, the measurement data of the accelerometer is still unstable. Therefore, the use of filtering solutions to remove noise is unavoidable. And the final optimal solution is still to use the

Kalman filter algorithm. This research is done on a small model, under test conditions. With actual solar farms, the sources of noisy may be more and stronger, so in order to use the MPU6050 sensor, the filter parameters may have to be adjusted to be more suitable.

Reference

Paper published in journal

Frank Dimroth, Sarah Kurtz. (2007). High-efficiency multijunction solar cells. MRS Bulletin 32, 230-235(2007). <https://doi.org/10.1557/mrs2007.27>.

J. Rizk, Y. Chaiko. (2008). Solar tracking system: More efficient use of solar panels. World Academy of Science, Engineering and Technology 17 2008. <http://citeseerx.ist.psu.edu>.

K. Tseng, C. Wang , G. Lin. (2019). "Effect of the Sun Elevation for Fixed PV System and Single-Axis-Tracking PV System," 2019 IEEE 6th International Conference on Industrial Engineering and Applications (ICIEA), 2019, pp. 805-809, doi: 10.1109/IEA.2019.8714782

Lê Ngọc Duy, Phan Đình Hiếu, Nguyễn Anh Tú, Lưu Vũ Hải. (2018). Nghiên cứu lọc thích nghi-kalman cho cảm biến gia tốc trên xe lăn điện. Tạp chí khoa học và công nghệ. Số đặc biệt 2018.

Nadarajah Kannan, Divagar Vakeesan. (2016). Solar energy for future world: A review. Elsevier journal. <http://dx.doi.org/10.1016/j.rser.2016.05.022>.

Phạm Duy Dương, Đoàn Quang Vinh. (2019) Xây dựng bộ lọc Kalman mở rộng cho thuật toán định vị quán tính. Tạp chí khoa học và công nghệ Đại học Đà Nẵng, Vol 17, No 9, 2019. ISSN 1859-1531.

R. E. Kalman. (1960). A new approach to linear filtering and prediction problems. Transaction of the ASME-Journal of Basic Engineering, 82 (Series D): 35-45.

Sidek M.H.M., Hasan W.Z.W., Ab. Kadir M.Z.A., Shafie S., Radzi M.A.M. (2014). Ahmad S.A., Marhaban M.H. GPS based Portable solar axis tracking system using astronomical equations, 10.1109/ PECON.2014.7062450 Google Scholar

Trịnh Tuấn Dương, Nguyễn Ngọc Linh. (2019). Ứng dụng bộ lọc kalman trong việc xử lý tín hiệu thu được từ cảm biến đo nồng bụi Sharp GP2Y1010AU0F. Tạp chí khoa học và công nghệ, Đại học công nghệ - Đại học quốc gia Hà nội. P-ISSN 1859-3585|E-ISSN 2615-9619. <https://tapchikhcn.hau.edu.vn>.

Book

Greg Welch, Gary Bishop. (1997). An introduction to the Kalman Filter. Department of Computer Science, University of North Carolina at Chapel Hill, Chapel Hill, NC 27599-3175.

InvenSense Inc. (2013). MPU-6000-Datasheet1. <https://invensense.tdk.com>

Lund university. (2018). Angle estimation using gyros and accelerometers. <https://www.control.lth.se>

Microchip.(2011). Pic16f1938 datasheet. <http://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/40001574c.pdf>.

Simon Haykin. (2001). Kalman filtering & neural networks. John Wiley & Sons, Inc. ISBNs: 0-471-36998-5 (Hardback); 0-471-22154-6 (Electronic)

Youngjoo Kim, Hyochoong Bang. (2018). Introduction to Kalman filter and its application. IntechOpen, <http://creativecommons.org/licenses/by/3.0>.

Nghiên cứu số về khả năng cách nhiệt của buồng cứu sinh mô có kết cấu ốc xít nhôm xoắn

Trần Ngọc Minh^{1,*}, Trần Đức Huân², Nguyễn Quốc Việt¹

¹ Viện Cơ khí Năng lượng và mỏ- Vinacomin

² Trường Đại học Mỏ - Địa chất

THÔNG TIN BÀI BÁO

Quá trình:

Nhận bài 17/06/2021

Chấp nhận 17/7/2021

Đăng online 19/12/2021

Từ khóa:

buồng cứu sinh; cách nhiệt; ốc xít nhôm xoắn

TÓM TẮT

Nội dung bài báo trình bày cơ sở lý thuyết về truyền dẫn nhiệt, xác định giá trị thời gian và nhiệt độ lớn nhất tác dụng lên buồng cứu sinh mô. Nêu phương pháp tính toán xác định nhiệt độ, quy luật biến hóa nhiệt độ của mô hình buồng cứu sinh mô theo mẫu KJYF-96/12 do Trung Quốc sản xuất và mô hình buồng cứu sinh mô kết cấu ốc xít nhôm xoắn. Kết quả nghiên cứu đã xác định được các vị trí có nhiệt độ cao nhất của hai mô hình buồng cứu sinh mô này. Đồng thời, nghiên cứu đã tính toán và xây dựng biểu đồ thể hiện mối quan hệ giữa thời gian và nhiệt độ tại bề mặt bên trong, bên mặt bên ngoài của hai mô hình buồng cứu sinh mô này.

© 2021 Trường Đại học Mỏ - Địa chất. Tất cả các quyền được bảo đảm.

1. Mở đầu

Ngành công nghiệp khai thác mỏ hầm lò có tính nguy hiểm cao, chịu ảnh hưởng rất nhiều của các yếu tố không an toàn như: lửa, khí độc, bụi nước, sập lò... Vì vậy, nâng cao tính an toàn của khai thác mỏ hầm lò là một vấn đề cấp bách cần được giải quyết. Ở các nước có ngành công nghiệp khai thác mỏ phát triển trên thế giới như Mỹ, Nga, Úc, Trung Quốc... khả năng cách nhiệt của buồng cứu sinh đã được nghiên cứu và thu được kết quả nhất định. Tuy nhiên cho đến nay, các nghiên cứu chỉ tập trung thiết kế buồng cứu sinh có kết cấu hoàn toàn bằng thép. Chúng tôi đã lợi dụng các đặc tính tốt của ốc xít nhôm xoắn như khả năng cách nhiệt tốt hơn thép, trọng lượng nhẹ và chi tiết có độ cứng cao hơn thép khi có khối lượng bằng nhau để thiết kế một chủng loại buồng cứu sinh có kết cấu sử dụng ốc xít nhôm xoắn. Đồng thời sử dụng phần mềm ANSYS Workbenck để tiến hành nghiên cứu khả năng cách nhiệt của buồng cứu sinh mô có kết cấu ốc xít nhôm xoắn. Trong bài báo này, chúng tôi đề cập nội dung nghiên cứu nói trên.

2. Một số nét đặc trưng của vật liệu ốc xít nhôm xoắn và truyền dẫn nhiệt

Ốc xít nhôm xoắn là một loại hợp kim nhôm, có kết cấu dạng nhiều lỗ giống như tổ ong và đang được nghiên cứu phát triển nhanh ở các nước trên thế giới như: Mỹ, Đức, Trung Quốc... Loại vật liệu mới này có ưu điểm là: khối lượng riêng nhỏ; cách âm, cách nhiệt, cách điện từ tốt; có khả năng chịu lực và hấp thụ lực tác động cao. Vì vậy loại vật liệu này được các nhà khoa học rất quan tâm nghiên cứu và ứng dụng rộng rãi trong các ngành công nghiệp như: ô tô, hàng không, cơ khí chế tạo, kiến trúc xây dựng.

Hình thức truyền nhiệt chủ yếu của ốc xít nhôm xoắn là nhiệt đối lưu (dòng khí nóng vận động ở các lỗ trong kết cấu dạng tổ ong), truyền dẫn nhiệt qua tiếp xúc trực tiếp và bức xạ nhiệt. Kết quả tổng hợp của các hình thức truyền nhiệt này tạo ra một thông số đặc trưng cho vật liệu này là hệ số truyền nhiệt. Tùy theo mật độ lỗ và kích thước lỗ của vật liệu mà hệ số truyền nhiệt sẽ khác nhau. Hệ

số truyền nhiệt được hình thành từ 4 thành phần như sau:

$$\lambda = \lambda_g + \lambda_s + \lambda_c + \lambda_r$$

Trong đó:

λ_g - Hệ số truyền nhiệt của không khí bên trong lỗ

λ_s - Hệ số truyền nhiệt của các vách lỗ

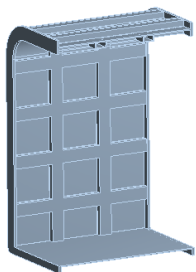
λ_c - Hệ số truyền nhiệt của các vách lỗ

λ_r - Hệ số bức xạ nhiệt

3. Mô hình và mô phỏng

3.1. Xây dựng mô hình

Trong kỳ báo phát hành trước^[2], chúng tôi đã giới thiệu về nội dung thiết kế tối ưu hóa kết cấu một mô đun buồng cứu sinh mở có kết cấu ốc xít nhôm xếp dựa trên nguyên mẫu là buồng cứu sinh di động KJYF-96/12 do Trung Quốc sản xuất, kết cấu và kích thước của hai loại buồng cứu sinh này đã được trình bày rất rõ ràng. Nhưng trước khi tiến hành phân tích nhiệt vẫn cần tiến hành xử lý hai mô hình này. Do mô đun buồng cứu sinh mở có kết cấu đối xứng nên tiến hành chia mô hình thành hai nửa bằng nhau và chỉ tiến hành phân tích nhiệt đối với một nửa mô hình như hình 1 và hình 2. Việc làm này không làm ảnh hưởng đến độ chính xác của kết quả tính toán nhưng làm giảm thời gian tính toán, giảm yêu cầu về dung lượng của máy tính và có thể quan sát rõ ràng hơn tình trạng phân bố nhiệt ở bên trong buồng cứu sinh mở.



Hình 1: Một nửa mô hình buồng cứu sinh mở



Hình 2: Một nửa mô hình buồng cứu sinh mở nguyên mẫu kết cấu ốc xít nhôm xếp

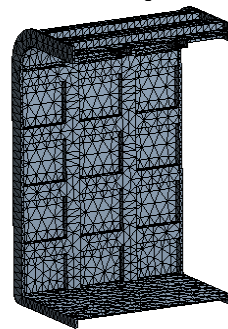
3.2. Thiết lập đặc tính vật liệu và chia mạng lưới các phần tử

Sử dụng mô đun Transient Thermal nằm trong phần mềm ANSYS Workbench để tính toán phân tích khả năng cách nhiệt của buồng cứu sinh mở theo phương pháp phần tử hữu hạn. Thiết lập các thông số về khối lượng riêng, hệ số truyền nhiệt, nhiệt dung riêng và hệ số giãn nở nhiệt cho vật liệu sử dụng là Q345R và ốc xít nhôm xếp như bảng 1. Sau khi thiết lập xong đặc tính vật liệu, sử dụng lệnh Symmetry Region để tạo ràng buộc đối xứng trên bề mặt cắt cho mô hình 3D nhằm đảm bảo độ chính xác khi tính toán.

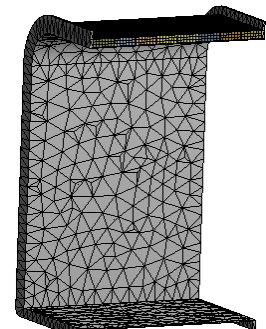
Bảng 1: Các thông số đặc tính của vật liệu

Tên gọi	Khối lượng riêng kg/m ³	Hệ số truyền nhiệt $\lambda/(m \cdot K)$	Nhiệt dung riêng J/(kg · K)	Hệ số giãn nở nhiệt /K ⁻¹
Q345R	7860	50	480	1.2×10^{-5}
Ốc xít nhôm xếp	540	10	920	20×10^{-5}

Lựa chọn phần tử dạng hình tứ diện cho vật liệu thép Q345R và phần tử dạng hình lục diện cho vật liệu ốc xít nhôm xếp để chia hai mô hình thành mạng lưới các phần tử hữu hạn như hình 3 và hình 4. Một nửa mô hình buồng cứu sinh mở nguyên bản được chia thành 19828 phần tử với 36425 tiếp điểm. Một nửa mô hình buồng cứu sinh mở kết cấu ốc xít nhôm xếp được chia thành 39152 phần tử với 107021 tiếp điểm^[3].



Hình 3: Mạng lưới phần tử của mô hình buồng cứu sinh mở nguyên mẫu

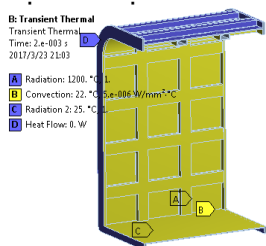


Hình 4: Mạng lưới phần tử của mô hình buồng cứu sinh mở kết cấu ốc xít nhôm xếp

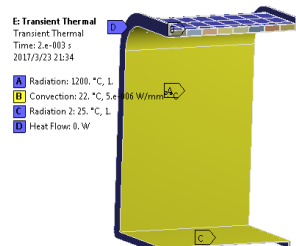
3.3. Thiết lập điều kiện biên

Kết cấu tổng thể của buồng cứu sinh mô gồm 9 mô đun độc lập liên kết với nhau bằng bu lông-đai ốc, giữa các mặt lắp ghép của các mô đun chỉ tiếp xúc trực tiếp với nhau mà không tiếp xúc với nhiệt độ cao nên phải thiết lập cách nhiệt cho các mặt lắp ghép này. Khe hở giữa bề mặt đáy của buồng cứu sinh mô và bề mặt nền lò rất nhỏ nên chịu ảnh hưởng rất nhỏ của nhiệt đối lưu và nhiệt bức xạ, chỉ xảy ra hiện tượng truyền nhiệt của vật liệu trên bề mặt này. Khi phân tích nhiệt, giả thuyết nhiệt độ môi trường ở trong đường lò là 25°C.

Khi hiện tượng nổ khí mô xảy ra, chỉ trong khoảng thời gian ngắn 3s sẽ hình thành khối khí có nhiệt độ rất cao, hiện tượng giãn nở nhiệt xảy ra làm khối khí nhiệt độ cao di chuyển với vận tốc cao. Theo quy phạm an toàn ngành khai thác mỏ AQ2011-11-3 của Trung Quốc quy định, khả năng kháng nhiệt độ xung kích của buồng cứu sinh mô không nhỏ hơn 1200°C trong thời gian 3s[3,4]. Tính đến tính phức tạp của đường lò trong điều kiện thực tế, lựa chọn thời gian phân tích nhiệt đối với buồng cứu sinh mô là $3 \times 2 = 6s$ (2 là hệ số an toàn). Vì vậy thiết lập bề mặt ngoài của buồng cứu sinh mô (trừ bề mặt đáy) chịu nhiệt độ bức xạ là 1200°C, thời gian tác dụng là 6s. Bề mặt trong của buồng cứu sinh mô tiếp xúc với không khí được làm mát bằng điều hòa nhiệt độ nên được thiết lập nhiệt độ là 22°C, đồng thời thiết lập nhiệt đối lưu với hệ số thay đổi nhiệt là $5W/(mm^2 \cdot ^\circ C)$. Thiết lập điều kiện biên của hai mô hình buồng cứu sinh mô được thể hiện chi tiết theo hình 5 và hình 6.



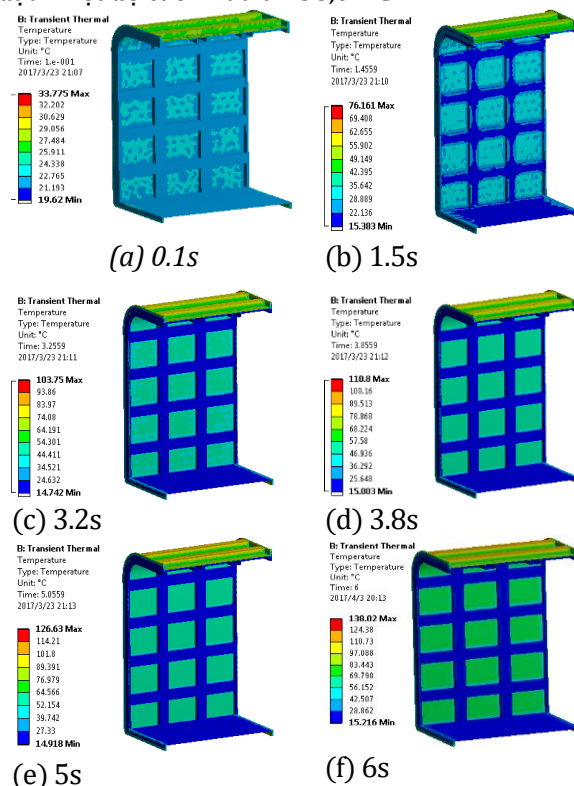
Hình 5: Điều kiện biên của mô hình buồng cứu sinh mô nguyên mẫu



Hình 6: Điều kiện biên của mô hình buồng cứu sinh mô kết cấu ốc xít nhôm xốp

Phần mềm tự động tính toán mô hình buồng cứu sinh mô nguyên mẫu để đưa ra hình ảnh nhiệt độ phân bố tại các thời điểm nhất định như hình 7 và quy luật biến hóa nhiệt độ theo thời gian như hình 8 và hình 9.

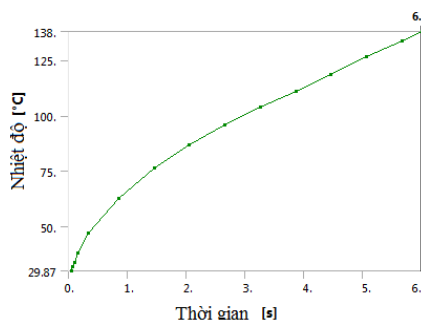
Theo hình 7 thấy rằng, mô hình buồng cứu sinh mô nguyên mẫu có nhiệt độ cao nhất là 138,02°C với điểm xuất hiện ở mặt lắp ghép, nhiệt độ cao nhất của vỏ thép ở bề mặt ngoài khoảng 110°C, nhiệt độ cao nhất của gân tăng cứng ở bề mặt ngoài là khoảng 120~130°C và nhiệt độ cao nhất của bề mặt trong là khoảng 70°C. Theo hình 8 và hình 9 thấy rằng, quy luật biến hóa nhiệt độ của bề mặt ngoài và bề mặt trong buồng cứu sinh mô nguyên mẫu là hoàn toàn khác nhau. Bề mặt trong có tốc độ biến hóa chậm, tăng dần theo thời gian và nhiệt độ cao nhất đạt 72,979°C. Bề mặt trong có tốc độ biến hóa nhanh, cũng tăng dần theo thời gian và đạt nhiệt độ cao nhất là 138,02°C.



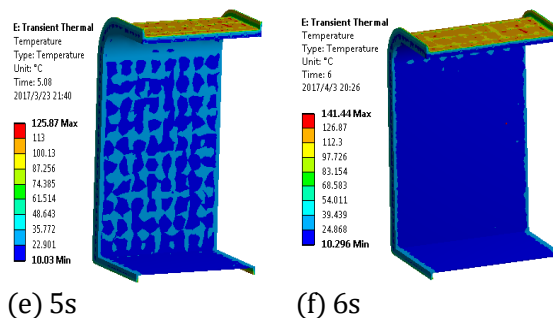
Hình 7: Nhiệt độ phân bố của mô hình buồng cứu sinh mô nguyên mẫu

4. Kết quả

4.1. Nhiệt độ của buồng cứu sinh mô



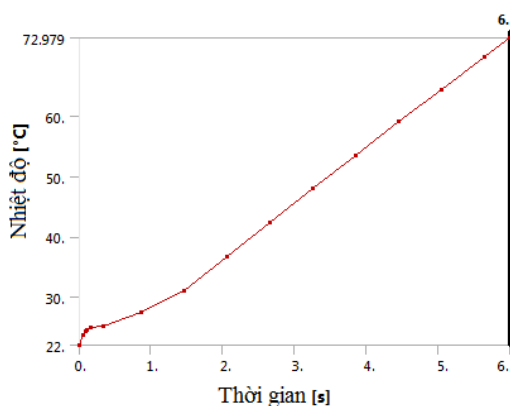
Hình 8: Nhiệt độ bề mặt ngoài của buồng cấu sinh mô nguyên mẫu



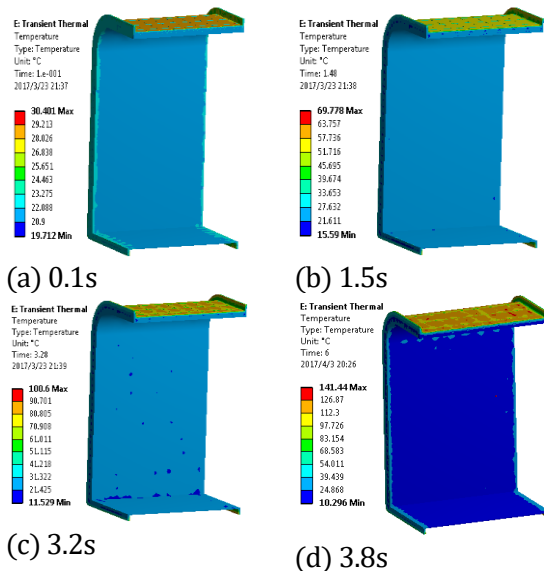
(e) 5s (f) 6s

Hình 10: Nhiệt độ phân bố của mô hình buồng cấu sinh mô kết cấu ốc xít nhôm xộp

Theo hình 10 thấy rằng, mô hình buồng cấu sinh mô kết cấu ốc xít nhôm xộp có nhiệt độ cao nhất là 141,44°C với điểm xuất hiện ở bề mặt ngoài. Theo hình 11 và hình 12 thấy rằng, quy luật biến hóa nhiệt độ của bề mặt ngoài và bề mặt trong buồng cấu sinh kết cấu ốc xít nhôm xộp là hoàn toàn khác nhau. Bề mặt ngoài có tốc độ biến hóa nhanh, tăng dần theo thời gian và nhiệt độ cao nhất đạt 141,44°C. Bề mặt trong có tốc độ biến hóa chậm, cũng tăng dần theo thời gian và đạt nhiệt độ cao nhất là 36,104°C. So sánh kết quả thu được giữa hai loại buồng cấu sinh nhận thấy: nhiệt độ ở bề mặt bên trong của buồng cấu sinh mô kết cấu ốc xít nhôm xộp tăng từ nhiệt độ môi trường 22 lên đến 36,104°C và chỉ bằng 50,53% nhiệt độ bên trong của buồng cấu sinh mô nguyên mẫu.



Hình 9: Nhiệt độ bề mặt trong của buồng cấu sinh mô nguyên mẫu

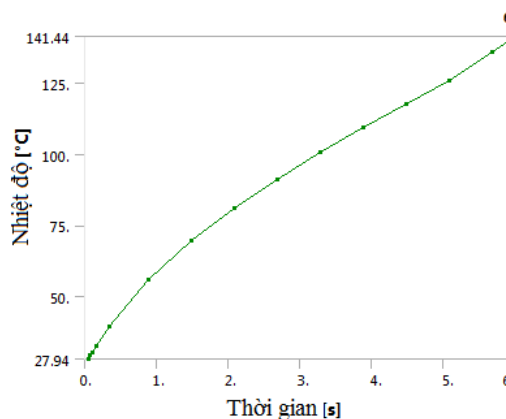


(a) 0.1s

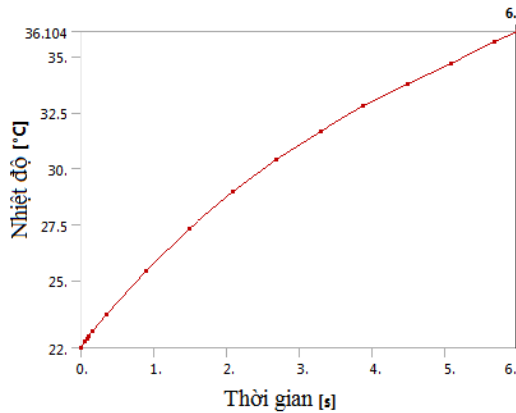
(b) 1.5s

(c) 3.2s

(d) 3.8s



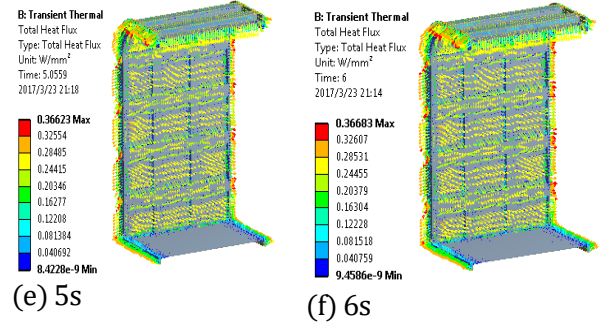
Hình 11: Nhiệt độ bề mặt ngoài của buồng cấu sinh mô kết cấu ốc xít nhôm xộp



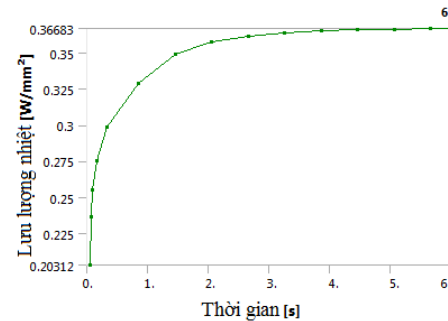
Hình 12: Nhiệt độ bề mặt trong của buồng cứu sinh mô kết cấu ốc xít nhôm xốp

4.2. Lưu lượng nhiệt của buồng cứu sinh mô

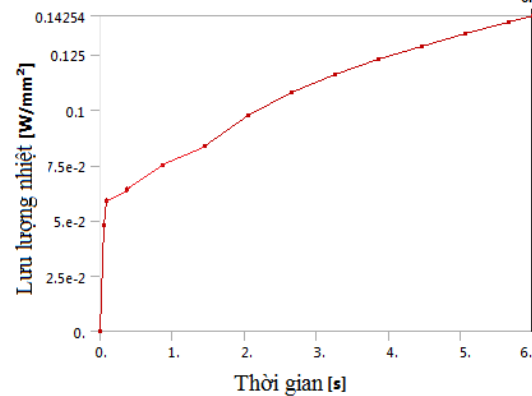
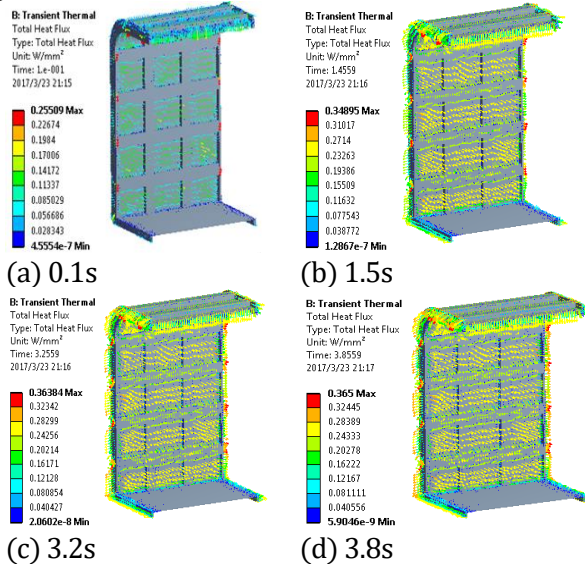
Phần mềm tự động tính toán mô hình buồng cứu sinh mô nguyên mẫu để đưa ra hình ảnh lưu lượng nhiệt phân bố tại các thời điểm nhất định như hình 13 và quy luật biến hóa nhiệt độ theo thời gian như hình 14 và hình 15



Hình 13: Lưu lượng nhiệt phân bố của mô hình buồng cứu sinh mô nguyên mẫu

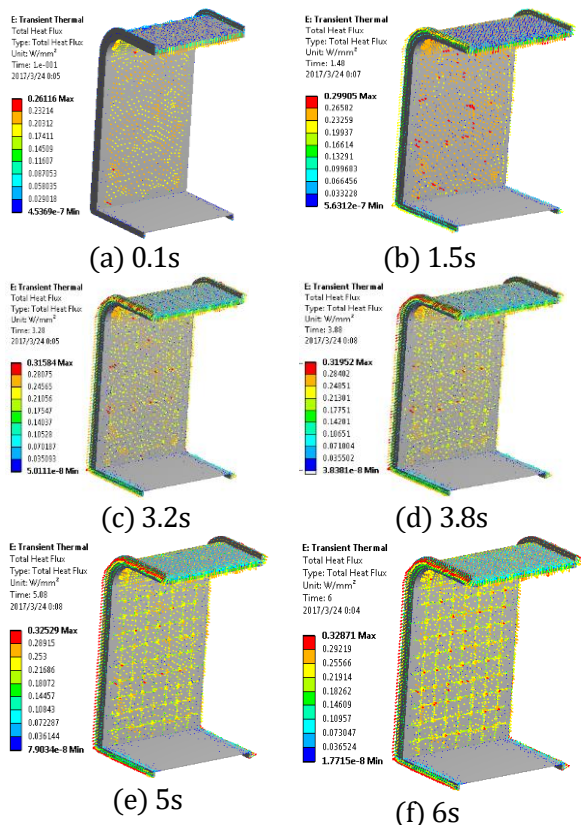


Hình 14: Lưu lượng nhiệt lớn nhất của buồng cứu sinh mô nguyên mẫu

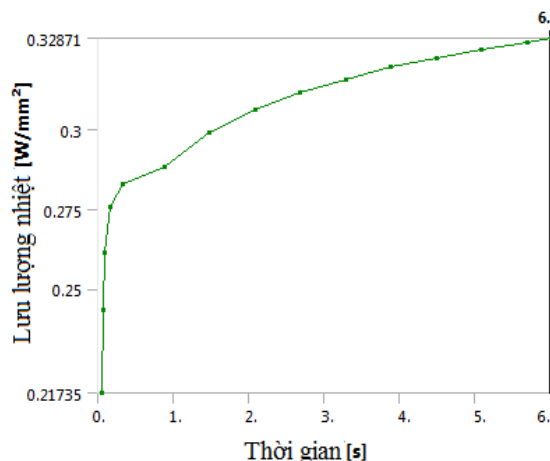


Hình 15: Lưu lượng nhiệt bề mặt trong của buồng cứu sinh mô nguyên mẫu

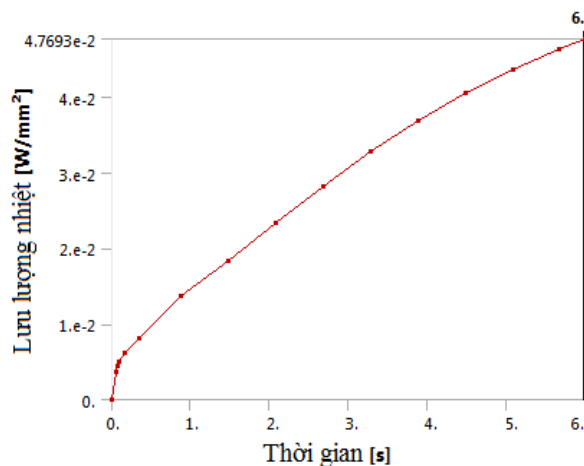
Phần mềm tự động tính toán mô hình buồng cứu sinh mô kết cấu ốc xít nhôm xốp để đưa ra hình ảnh lưu lượng nhiệt phân bố tại các thời điểm nhất định như hình 16 và quy luật biến hóa nhiệt độ theo thời gian như hình 17 và hình 18.



Hình 16: Lưu lượng nhiệt phân bố của mô hình buồng cứu sinh mở kết cấu ốc xít nhôm xoắn



Hình 17: Lưu lượng nhiệt bề ngoài của buồng cứu sinh mở kết cấu ốc xít nhôm xoắn



Hình 18: Lưu lượng nhiệt bề trong của buồng cứu sinh mở kết cấu ốc xít nhôm xoắn

Theo các hình mô phỏng từ hình số 13 đến hình số 18 thấy rằng: Khi kết cấu buồng cứu sinh mở chịu luồng nhiệt độ 1.200°C trong thời gian 6s (do nổ khí mở gây ra trong đường lò) thì lưu lượng nhiệt bề mặt ngoài bắt đầu từ 0.21W/mm² dần dần tăng lên, lưu lượng nhiệt bề mặt bên trong bắt đầu từ 0 W/mm² cũng dần dần tăng lên. Cả hai mô hình buồng cứu sinh đều có lưu lượng nhiệt tăng lên cao nhất ở thời điểm giây thứ 6. Lưu lượng nhiệt bề mặt ngoài và bề mặt trong của buồng cứu sinh mở nguyên mẫu lần lượt là 0.36683W/mm², 0.14254W/mm². Lưu lượng nhiệt bề mặt ngoài và bề mặt trong của buồng cứu sinh mở kết cấu ốc xít nhôm xoắn lần lượt là 0.32871W/mm², 0.047693W/mm². So sánh kết quả thu được giữa hai loại buồng cứu sinh nhận thấy: lưu lượng nhiệt bề mặt bên ngoài và bề mặt bên trong của buồng cứu sinh mở kết cấu ốc xít nhôm xoắn giảm tương ứng 10.39% và 66.54% so với lưu lượng nhiệt bề mặt bên ngoài và bề mặt bên trong của buồng cứu sinh mở. Điều này càng chứng minh khả năng cách nhiệt tốt của buồng cứu sinh kết cấu ốc xít nhôm xoắn.

5. Kết quả

Khi kết cấu buồng cứu sinh mở chịu luồng nhiệt độ 1.200°C trong thời gian 6s thì nhiệt độ bên trong buồng cứu sinh mở kết cấu ốc xít nhôm xoắn chỉ tăng từ độ môi trường 22°C lên đến 36,104°C và chỉ bằng 50,53% nhiệt độ bên trong của buồng cứu sinh mở nguyên mẫu. Mặt khác, lưu lượng nhiệt bề

mặt bên ngoài và bề mặt bên trong của buồng cứu sinh mô kết cấu ốc xít nhôm xếp giảm tương ứng 10.39% và 66.54% so với lưu lượng nhiệt bề mặt bên ngoài và bề mặt bên trong của buồng cứu sinh mô. Buồng cứu sinh mô kết cấu ốc xít nhôm xếp có khả năng cách nhiệt tốt hơn buồng cứu sinh mô nguyên mẫu. Điều này chứng tỏ rằng độ an toàn của buồng cứu sinh mô kết cấu ốc xít nhôm xếp được nâng cao rõ rệt.

Tài liệu tham khảo

1. Trần Ngọc Minh, Vu Anh Hoa. Một số vấn đề kỹ thuật khi thiết kế chế tạo buồng cứu sinh dùng trong mỏ hầm lò trên thế giới. Tạp chí Công nghiệp Mỏ, số 4-2016.
2. Trần Ngọc Minh, Nguyễn Duy Chính. Nghiên cứu tối ưu hóa thiết kế buồng cứu sinh sử dụng hợp kim nhôm bằng phần mềm ANSYS Workbench. Tạp chí Công nghiệp Mỏ, số 2-2017.
3. Trần Ngọc Minh. Nghiên cứu thiết kế và phân tích tính năng của buồng cứu sinh mô kết cấu ốc xít nhôm xếp. Luận án Tiến sỹ năm 2017- Đại học Kỹ thuật Công trình Liêu Ninh, Liêu Ninh, Trung Quốc.
4. AQ2011-11-3. Tiêu chuẩn điều kiện kỹ thuật buồng cứu sinh di động thể cứng trong mỏ hầm lò. Trung tâm An toàn Mỏ Trung Quốc, Bắc Kinh-2011.
5. Từ Bình, Thẩm Giai Hưng, Vu Anh Hoa. Thiết kế ưu hóa mô hình ốc xít nhôm xếp bổ xung vào kết cấu thùng đỡ tải nhằm giảm chấn động. Tạp chí nghiên cứu và thiết kế cơ khí, số 32- kỳ 3- 2014.

Đẩy mạnh hoạt động nghiên cứu thiết kế, chế tạo các thiết bị điện phòng nổ phục vụ khai thác than hầm lò

TS. Đỗ Trung Hiếu^{1,*}, ThS. Phạm Văn Hiếu²

¹ Viện Cơ khí Năng lượng và Mỏ

² Viện Cơ khí Năng lượng và Mỏ

1. Giới thiệu chung

Trong lịch sử hoạt động của mình, Viện Cơ khí Năng lượng và Mỏ - Vinacomin đã từng thành lập Phòng Tự động hóa. Tuy nhiên, do nhiều nguyên nhân khác nhau, phòng Tự động hóa đã giải thể năm 2002, các bộ phận của phòng được sáp nhập vào các đơn vị khác trong Viện. Lĩnh vực Điện - Tự động hóa trong Viện vẫn hoạt động song với quy mô nhỏ và phân tán.

Trong giai đoạn gần đây, với sự phát triển mạnh mẽ của KH&CN, thế giới nói chung Việt Nam nói riêng đều rất quan tâm đến cuộc cách mạng công nghiệp lần thứ 4. Ngành Than - Khoáng sản cũng không nằm ngoài xu thế đó, Tập đoàn TKV đã đẩy mạnh thực hiện chương trình “3 hóa” trong tất cả các lĩnh vực hoạt động SXKD, đặc biệt là trong khai thác than hầm lò. Đứng trước yêu cầu, đòi hỏi của thực tiễn, ngày 01/01/2020, Viện Cơ khí Năng lượng và Mỏ - Vinacomin đã quyết định thành lập Trung tâm Tự động hóa (T5) với hạt nhân là phòng Điện - Tự động hóa và Kiểm toán năng lượng thuộc Trung tâm Thử nghiệm - Kiểm định và Tự động hóa (T2) và một số kỹ sư điện - tự động hóa, công nghệ thông tin được tập hợp từ các bộ phận khác của Viện. Do vậy, có thể nói tuy mới hình thành song Trung tâm Tự động hóa đã thừa hưởng nhiều kinh nghiệm trong lĩnh vực nghiên cứu, thiết kế chế tạo và triển khai lắp đặt thiết bị điện - tự động hóa phục vụ ngành mỏ, những sản phẩm của Trung tâm được kế thừa và phát triển từ kết quả chung của Viện từ nhiều năm nay. Việc tái lập Trung tâm Tự động hóa, thể hiện bước đi đúng đắn trong mục tiêu phát triển Viện bền vững, gắn với sự phát triển chung của ngành Tập đoàn Công nghiệp Than - Khoáng sản Việt Nam.

2. Những kết quả đạt được

2.1. Kết quả nghiên cứu khoa học, phát triển công nghệ

Ngay từ khi Tập đoàn TKV có Quyết định số 2394/QĐ-TKV ngày 28/12/2018 phê duyệt “Đề án ứng dụng THH-TĐH của Tập đoàn Công nghiệp Than - Khoáng sản Việt Nam giai đoạn đến 2020, giai đoạn 2021-2025, tầm nhìn đến 2030”, các cán bộ Phòng Điện - Tự động hóa và Kiểm toán Năng lượng trước đây cũng như Trung tâm Tự động hóa hiện nay đã rất tích cực đề xuất và tham gia chủ trì nhiều nhiệm vụ nghiên cứu khoa học các cấp. Các nhiệm vụ nghiên cứu thuộc lĩnh vực này Điện - Tự động hóa hầu hết đều có hàm lượng khoa học và tính ứng dụng trong thực tiễn cao. Chỉ tính trong 03 năm (2018-2020), mỗi năm Trung tâm Tự động hóa chủ trì và tham gia thực hiện 5-6 nhiệm vụ nghiên cứu với kinh phí hàng chục tỷ đồng, vươn lên thành trung tâm có khối lượng nghiên cứu lớn nhất trong toàn Viện. Một số nhiệm vụ nghiên cứu tiêu biểu mà trung tâm đã thực hiện gồm: (1) Đề tài “Nghiên cứu, thiết kế, tích hợp trung tâm điều khiển giám sát Nhà máy sàng tuyển than Vàng Danh 2” thuộc dự án KH&CN cấp quốc gia do Viện chủ trì thực hiện; (2) Dự án SXTN “Sản xuất thử nghiệm một số tủ điện điều khiển - giám sát thiết bị sử dụng trong khai thác hầm lò” cấp BCT; (3) Đề tài “Thiết kế chế tạo khởi động mềm trung thế (6-10kV, công suất đến 1000kW) phòng nổ dùng trong mỏ than hầm lò” cấp TKV; (4) Dự án SXTN “Hoàn thiện thiết kế, chế tạo nội địa hóa và áp dụng thử nghiệm giải pháp tự động hóa các tuyến vận tải băng tải mỏ than hầm lò” cấp TKV; (5) Đề tài “Thiết kế, chế tạo hệ thống làm mát cưỡng bức bằng không khí cho biển tần phòng nổ sử dụng cho mỏ than hầm lò” cấp TKV; (6) Đề tài “Nghiên cứu thiết

kế, chế tạo thử nghiệm hệ thống quản lý giám sát và điều khiển từ xa bằng thẻ wifi phòng nổ nhằm phục vụ: giám sát tình trạng thiết bị, kiểm soát tình trạng thợ mỏ, đo lường điều khiển từ xa dựa trên mạng tốc độ cao Ethernet và wifi phòng nổ” cấp TKV...

2.2. Kết quả triển khai áp dụng vào sản xuất

Bên cạnh công tác nghiên cứu khoa học phát triển công nghệ, các cán bộ trong Trung tâm T5 đã phát huy và triển khai thương mại hóa hàng loạt các sản phẩm điện - tự động từ các kết quả của đề tài nghiên cứu, các sản phẩm đã mang lại nguồn thu nhập chính và đóng góp doanh thu đáng kể cho Viện (khoảng 15%), điển hình là các sản phẩm khởi động mềm trung, hạ thế; tủ điều khiển phòng nổ; thiết bị mạng - wifi phòng nổ; camera phòng nổ; bộ cắt liên động phòng nổ... trong đó thiết bị khởi động mềm trung thế 6kV phòng nổ mang lại nhiều doanh thu cao nhất, khoảng 20 tỷ đồng, sau đó là các thiết bị tủ điều khiển phòng nổ ~6 tỷ đồng, khởi động mềm hạ thế phòng nổ ~5,5 tỷ đồng, camera phòng nổ ~2 tỷ đồng, bàn điều khiển tời trục hầm lò ~1,6 tỷ đồng... Các sản phẩm do Trung tâm phát triển ngoài yếu tố chất lượng đồng thời cũng hướng tới các tính năng cao cấp, tích hợp một số giải pháp truyền thông hiện đại và kết nối với các hệ thống điều khiển giám sát tập trung toàn mỏ để nâng cao hiệu quả sử dụng thiết bị cũng như giảm chi phí đầu tư hạ tầng mạng thông tin trong mỏ hầm lò.

• Một số sản phẩm điện phòng nổ đã được thương mại hóa thành công

a. Bộ khởi động mềm trung thế phòng nổ IEMM-MVS-6000/200 (400):

Tủ khởi động mềm trung thế 6kV, tiêu chuẩn phòng nổ Exd[ia]I cho động cơ băng tải, bơm thoát nước, quạt thông gió hầm lò, bao gồm: công-tắc-tơ đầu vào 7,2kV-400A, Bộ khởi động mềm 6,9kV-180A/360A, Contactor bypass 7,2kV-400A, Biến dòng đo lường, Cảm biến đo lường điện áp đầu vào và đầu ra điện từ 7,2kV, Bảo vệ dòng rò. Tín hiệu điều khiển: tín hiệu điều khiển từ xa, giám sát trạng thái từ xa an toàn tia lửa Ex ia I. Sản phẩm hợp tác với hãng Rockwell Automation - Mỹ.

Địa chỉ đã áp dụng: Công ty CP than Mông Dương - TKV, Công ty than Thống Nhất - TKV, Công ty than Hòn Gai - TKV.



b. Bộ khởi động mềm hạ thế phòng nổ IEMM-LVS-660(1140)

Tủ khởi động mềm hạ thế 660/1140V loại phòng nổ Exd[ia]I cho động cơ băng tải, bơm thoát nước, quạt thông gió hầm lò, bao gồm: cầu dao đảo chiều, Bộ khởi động mềm. Tín hiệu điều khiển: tín hiệu điều khiển từ xa, giám sát trạng thái từ xa an toàn tia lửa Ex ia I. Sản phẩm hợp tác với hãng Rockwell Automation - Mỹ.

Địa chỉ đã áp dụng: Công ty than Mạo Khê - TKV, Công ty than Hòn Gai - TKV.



c. Bộ biến tần phòng nổ VCKINV-Ex-660/*

- Kiểu phòng nổ Exd[ia]I cho động cơ máy mỏ hầm lò: Công suất tối đa 350kW, Điện áp định mức: 660-690V AC (-15%,+5%), 3 pha 50Hz; Điện áp ngõ ra (V): 0~ điện áp ngõ vào; Tần số ngõ ra (Hz): 0~400Hz (tùy chọn cao hơn); Chế độ điều khiển: V/F control, Sensorless vector (SVC), Torque control.

- Chế độ khởi động: Chế độ khởi động vô cấp; Có thể chuyển sang chế độ khởi động trực tiếp khi biến tần bị lỗi (khởi động bằng công-tắc-tơ).

- **Địa chỉ đã áp dụng:** Công ty than Hòn Gai -TKV



d. Tủ điều khiển phòng nổ TĐK-P-I

- Mã hiệu: TĐK-P-I-127/24V;
- Dạng bảo vệ an toàn: Exd[ia]I;
- Nguồn nuôi : U= 660/127 VAC; f= 50 Hz;
- Phần kết nối với ngoại vi đầu vào ra số: dạng bảo vệ an toàn: Ex ia I;
- Bộ điều khiển PLC: Siemens - Đức, Rockwell - Mỹ;
- Ứng dụng tự động hóa băng tải, tời trục, bơm nước, cửa gió... mỏ hầm lò;
- Địa chỉ đã áp dụng: Công ty Than Hòn Gai - TKV (Tự động hóa tuyến băng tải), Công ty CP Than Vàng Danh (Điều khiển tự động băng tải), Công ty than Thống Nhất (điều khiển tự động tời cáp chở người), Công ty than Hạ Long - TKV (các hệ thống tời cáp chở người)



e. Bộ đóng cắt liên động

- Mã hiệu: ĐKLĐ-2
- Kết cấu phòng nổ Exd [ia] I;
- Điện áp định mức: 1140V/660V/380V±15%; 50 Hz;
- Nguồn an toàn tia lửa: Exia I;
- Tín hiệu vào liên động: Exia I;
- Liên động với đầu đo khí mỏ, thiết bị điều khiển;

- Địa chỉ áp dụng: Công ty Than Hạ Long - TKV, Công ty Than Thống Nhất - TKV.



f. Bàn điều khiển tời JK

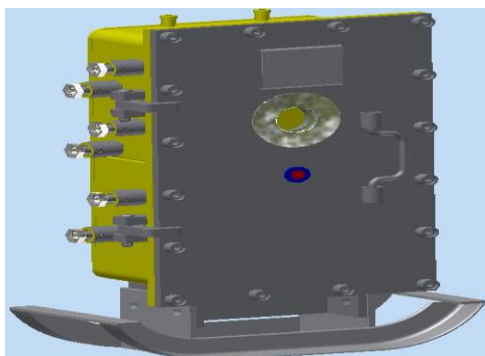
- Điều khiển tự động hệ thống tời trục mỏ giếng nghiêng JK, DKNU,...
- Sử dụng hệ thống PLC S71200/1500 của Hãng Siemens - Đức, hệ thống PLC kép;
- Các chỉ tiêu kỹ thuật đáp ứng theo QCVN02;
- Địa chỉ áp dụng: Công ty Than Hạ Long - TKV



g. Bộ switch mạng mạch vòng Ethernet phòng nổ và wi fi hầm lò

- Mã hiệu: VCK-SW-Ex-01, VCK-Wi-Ex-01
- Kết cấu vỏ: Exd [ia] I;
- Khoảng cách tối đa kết nối tới các trạm Ethernet khác: theo giới hạn của cáp quang hoặc cáp đồng;
- Phần nguồn nuôi một máy trạm: 127/660VAC,50/60 Hz
- Tín hiệu an toàn tia lửa: Exia I (RS485/422 và Ăng-ten wifi);
- Cổng truyền thông Ethernet đến các thiết bị khác: kết nối đa mạch vòng, tốc độ 100MB, 1GB, 10GB tùy chọn;

- Địa chỉ áp dụng: Công ty Than Khe Chàm - TKV, Công ty Than Hòn Gai - TKV, Công ty than Dương Huy - TKV



h. Hệ thống giám sát camera phòng nổ

- Mã hiệu: T.CAM, T.CAM-WI
- Sử dụng trong: Mỏ than hầm lò Zone 1, Zone 0
- Môi trường: Áp suất 86~106 KPa, nhiệt độ 45°C~60°C, độ ẩm 95% RH tại (25°C)
- Cấp bảo vệ phòng nổ: Exd I cho loại cáp quang, cáp đồng Ethernets; Exd [ia] I cho loại kết nối không dây WIFI.
- Nguồn cấp: AC127/24/12V
- Kích thước (DxRxC): 440x130x180
- Địa chỉ đã áp dụng: Công ty Than Hòn Gai - TKV, Công ty Than Dương Huy - TKV, Công ty Than Khe Chàm - TKV, Công ty Than Hạ Long - TKV, Công ty than Uông Bí - TKV.



3. Định hướng trong giai đoạn tới

Trong giai đoạn tới, cuộc cách mạng công nghiệp lần thứ 4 tiếp tục phát triển mạnh mẽ, sự kết hợp giữa công nghệ điều khiển, tự động hóa với công nghệ thông tin ngày càng hiện đại, thúc đẩy phát triển các hệ thống thiết bị máy móc cũng ngày một thông minh, hiện đại. Đối với các thiết bị cơ giới hóa phục vụ đào lò, khai thác, vận tải và chế biến than - khoáng sản cũng không nằm ngoài xu hướng đó. Thiết bị cơ giới sẽ ngày càng hiện đại, vận hành hiệu quả và an toàn hơn. Chính vì lý do đó, Tập đoàn TKV đã coi việc hiện đại hóa lĩnh vực sản xuất than hầm lò “3 hóa” là yếu tố chính để tăng năng suất, giảm giá thành, tăng hiệu quả các hoạt động sản xuất khai thác mỏ hiện tại cũng như trong tương lai.

Trung tâm T5 với sự định hướng chung của Viện, sẽ tiếp tục phát triển ứng dụng các sản phẩm điện điều khiển đặc thù ngành than, đặc biệt các thiết bị điện phòng nổ ngoài đáp ứng nhu cầu điều khiển cấp nguồn còn đáp ứng khả năng tích hợp liên động điều khiển tập trung, tự động hóa các quá trình sản xuất khai thác - vận tải và chế biến phức hợp, các tính năng này sẽ là yếu tố thiết yếu cấp trường làm cơ sở cho việc phát triển các mỏ hiện đại, giảm đáng kể số người quản lý vận hành và an toàn, hiệu quả, tiết kiệm chi phí vận hành hơn. Trước mắt Trung tâm sẽ tập trung vào nghiên cứu, thiết kế, chế tạo các sản phẩm mới cụ thể gồm: Biến tần phòng nổ làm mát bằng chất lỏng sử dụng trong mỏ hầm lò; Máy cắt phòng nổ tích hợp truyền thông điều khiển giám sát tập trung mỏ hầm lò; Hệ thống điều chỉnh tự động lưu lượng quạt gió cục bộ mỏ hầm lò; Thiết bị giám sát, cảnh báo đứt băng; Thiết bị cảm biến tỷ trọng huyền phù; Hệ thống chẩn đoán lỗi động cơ điện sử dụng công nghệ IoT....

Kết quả ứng dụng các giải pháp tự động hóa của Viện Cơ khí năng lượng và Mỏ - Vinacomin phục vụ đề án Tin học hóa – Tự động hóa của tập đoàn TKV

ThS. Phạm Văn Hiếu ^{1*}

¹ Trung tâm Tự động hóa, Viện Cơ khí Năng lượng và Mỏ

1. Mở đầu

Ngày 28/12/2018, Tập đoàn TKV có Quyết định số 2394/QĐ-TKV phê duyệt “Đề án ứng dụng THH-TĐH của Tập đoàn Công nghiệp Than - Khoáng sản Việt Nam giai đoạn đến 2020, giai đoạn 2021-2025, tầm nhìn đến 2030”. Thực hiện đề án này, nhiều đơn vị thành viên đã chủ động tích cực tìm hiểu và ứng dụng các hệ thống tự động hóa vào các khâu sản xuất cụ thể, các thiết bị mỏ, các khâu phụ trợ về quản lý giám sát an toàn - thông tin liên lạc, các nhà máy tuyển than, các nhà máy điện và các nhà máy chế biến sâu khoáng sản... Trong đó, điển hình các mỏ đã bước đầu xây dựng tích hợp các trung tâm điều khiển giám sát tập trung hiện đại có khả năng bao quát toàn mỏ/nhà máy và điều khiển tập trung như các mỏ Hòn Gai, Hà Lầm, Dương Huy, Nhà máy Tuyển Vàng Danh II. Trong đó, nhiều khâu sản xuất đã áp dụng tự động hóa và đã phát huy được hiệu quả rõ rệt về tăng năng suất lao động và giảm số lao động thủ công, tăng mức độ an toàn, một số công trình điển hình như: Hệ thống tự động hoá băng tải giếng chính Hòn Gai, Mạo Khê, Khe Chàm, Vàng Danh; Tự động hoá hầm bơm, tuyển băng tải lò xuyên vỉa -300 Hà Lầm; Tự động hóa trạm bơm dịch nhũ hóa tại Công ty than Thống Nhất, Hòn Gai; Hệ thống Tự động hoá tại nhà máy tuyển Vàng Danh II; Hệ thống Tự động hoá trạm quạt gió Công ty than Núi Béo, Vàng Danh.

Là đơn vị nghiên cứu, tư vấn, Viện Cơ khí Năng lượng và Mỏ cũng đã tham gia tích cực vào Chương trình THH - TĐH của Tập đoàn, trong đó Trung tâm Tự động hóa (T5) của Viện trực tiếp triển khai, và phối hợp với các trung tâm cơ khí khác trong Viện để hoàn thiện các tính năng tự động hóa cho các thiết bị cơ giới, công trình cơ khí do Viện chế tạo, cung cấp và lắp đặt. Trong những năm vừa qua,

Viện đã trực tiếp triển khai một số giải pháp THH-TĐH vào thực tiễn thông qua các đề tài nghiên cứu, dự án SXTN và các công trình đấu thầu xây lắp, một số công trình điển hình như: Tự động hóa tuyển băng tải Thành Công - Công ty than Hòn Gai; Tự động hóa băng tải Công ty than Dương Huy; Tự động hóa băng tải Công ty than Vàng Danh; Tự động hóa Nhà máy tuyển than Vàng Danh II; Tự động hóa Nhà máy tuyển Đồng Sin quyền; Hệ thống điều khiển tời trục giếng chính JK - Công ty than Hạ Long; Hệ thống điều khiển Tời cáp chở người - Công ty than Hạ Long, Quang Hanh, Mạo Khê; Hệ thống điều khiển cửa gió tự động - Công ty than Hạ Long; Hệ thống giám sát ra vào lò, nhà ăn, nhà đèn và chấm công thợ mỏ tự động - Công ty than Dương Huy...

Ngoài những giải pháp đã và đang được ứng dụng vào thực tiễn như trên, Viện cũng đã triển khai nghiên cứu và đề xuất các giải pháp mới để tiếp tục đưa vào thực tiễn trong thời gian tới như: Hệ thống điều vận tàu điện; Hệ thống điều khiển tự động hầm bơm thoát nước chính; Hệ thống điều khiển tự động trạm quạt gió cục bộ; Hệ thống phát thanh kỹ thuật số; Hệ thống điều khiển giám sát rơ le kỹ thuật số và trạm cung cấp điện hầm lò...

2. Giới thiệu một số giải pháp TĐH do Viện Cơ khí Năng lượng và mỏ nghiên cứu thiết kế, chế tạo

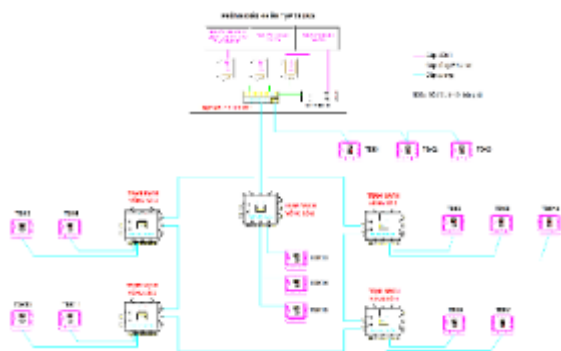
2.1. Các hệ thống đã được ứng dụng thành công trong thực tế sản xuất

1. Hệ thống điều khiển tự động và giám sát tự động tập trung tuyển băng tải

- Sử dụng cho: Băng tải hầm lò, mặt bằng;

- Tích hợp điều khiển tự động, thông tin liên lạc không dây và camera giám sát dựa trên mạng Ethernet công nghiệp tốc độ cao;
- Cấp bảo vệ chung: Exd [ia]I;
- Chức năng vận hành hệ thống đảm bảo 3 chế độ: chạy tự động, chạy liên động và chạy độc lập;
- Hệ thống phần mềm vận hành dự phòng nóng; Giám sát từ xa qua Internet;

Đã áp dụng tại: Công ty Than Hòn Gai, Công ty Than Dương Huy; Công ty Than Vàng Danh



2. Hệ thống điều khiển và giám sát từ cấp cho người

- Sử dụng cho: điều khiển tự động từ cấp treo trong các mỏ than hầm lò;

- Hệ thống bao gồm tủ điều khiển trung tâm đầu từ trực kết nối với các thiết bị ngoại vi để kiểm soát, hiển thị toàn bộ hoạt động của từ trực và cho phép người vận hành đặt tốc độ từ hoặc thiết lập các chế độ vận hành tự động.

- Cấp bảo vệ: Exd [ia] I;

Địa chỉ áp dụng: Công ty Than Thống Nhất - TKV, Công ty Than Hạ Long - TKV, Công ty Than Quang Hanh - TKV.



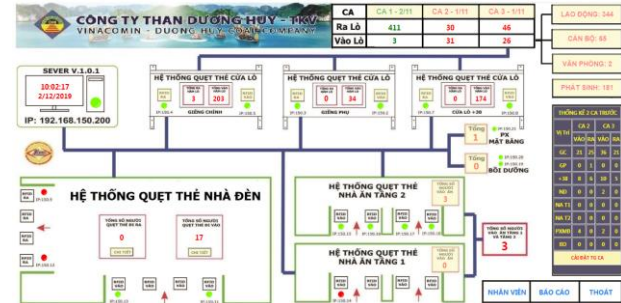
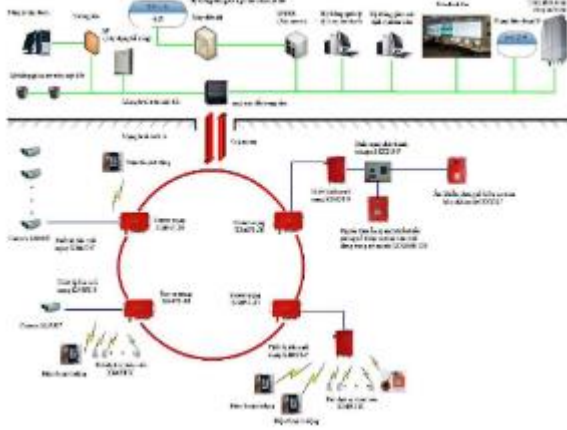
3. Hệ thống thông tin di động trong lò

- Chức năng thông tin liên lạc di động trong hầm lò thông qua hệ thống mạng mạch vòng Ethernet tốc độ cao và hệ thống tích hợp VoiceIP. Phủ sóng wifi phục vụ thông tin di động trong hầm lò. Kết nối camera wifi di động. Tiêu chuẩn Exd [ia] I, Exia I.

- Nhờ có hệ thống này thì người lao động dưới hầm lò có thể sử dụng điện thoại di động phòng nổ để nhanh chóng liên lạc với phòng điều hành trên mặt đất để báo cáo về tình hình cũng như sự cố dưới hầm lò:

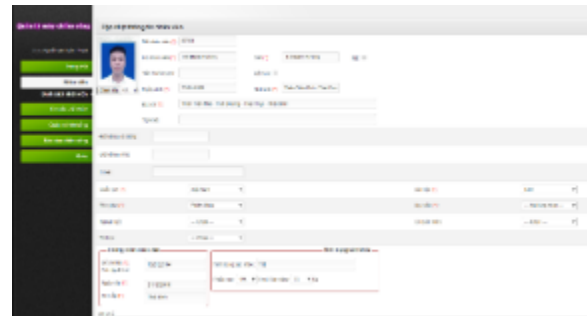
- Hệ thống camera dưới hầm lò sử dụng hệ thống này sẽ bớt được công đoạn kéo dây từ mặt bằng xuống dưới hầm lò. Như vậy sẽ tiết kiệm được công sức lao động, thời gian và chi phí.

- Địa chỉ áp dụng: Công ty Than Dương Huy - TKV.



4. Hệ thống giám sát ra vào lò, nhà ăn, nhà đèn tự động

- Giải pháp tối ưu về quản lý nhân sự, ra vào lò;
 - Phương pháp chấm công phong phú: thẻ từ, khuôn mặt, vân tay;
 - Quản lý chấm công và hỗ trợ tính lương bằng phần mềm tự động tích hợp;
 - Báo ăn ca (PX mặt bằng); Báo cáo chi tiết giờ làm việc, tăng ca, đi trễ, về sớm, vắng mặt của từng nhân viên; Báo cáo tổng số giờ và số ngày làm việc trong một tháng của từng nhân viên; Báo cáo tổng hợp trong một tháng, quý, năm;
 - Xuất dữ liệu dưới dạng *.xls (Excel) hỗ trợ tính lương nhân viên;
 - Cập nhật thông tin nhân sự, lương và các khoản phụ cấp, chia ca, đổi ca, đăng ký vào ra, đăng ký nghỉ phép cho từng nhân viên;
 - Quản trị hệ thống an toàn: Dữ liệu không bị mất khi xảy ra sự cố cúp điện;
 - Quản lý giờ làm việc: Khả năng kiểm tra mọi lúc, mọi nơi qua Internet;
 - Phân quyền truy cập nhiều cấp: cấp lãnh đạo, cấp phòng ban, cấp phân xưởng;
 - Thời gian lưu trữ không giới hạn;
- Địa chỉ áp dụng:** Công ty Than Dương Huy – TKV



5. Hệ thống điều khiển tự động nhà máy tuyển than, khoáng sản

Hệ thống ĐKTĐ trong một nhà máy tuyển thực hiện các chức năng:

- Giám sát các thông số công nghệ chính trong hệ thống: tỉ trọng, lưu lượng, mức vật liệu, áp lực,

dòng tải, nhiệt độ, độ ẩm... và các trạng thái làm việc của các thiết bị công nghệ;

- Tự động điều khiển chế độ làm việc/không làm việc của mọi thiết bị cơ điện trong dây chuyền theo diễn biến công nghệ như: băng cấp than nguyên khai, các loại băng trung gian, các loại máy sàng, máy đập, máy nghiền, máy bơm, máy tuyền, máy lắng, máy cấp liệu, các loại van điện từ, tời kéo...;

- Tự động điều chỉnh tỷ trọng huyền phù cấp cho các máy tuyền;

- Tự động điều chỉnh mức vật liệu, dung dịch...;

- Điều khiển tự động cho các cụm máy hoặc hệ thống máy lắng, máy trộn, máy đập, bàn tuyền, máy sấy nhiệt, máy rửa, máy tuyền chân không, máy tuyền khí, tuyền bằng thùng xoáy cyclone...

- Phân quyền truy cập nhiều cấp: cấp lãnh đạo,

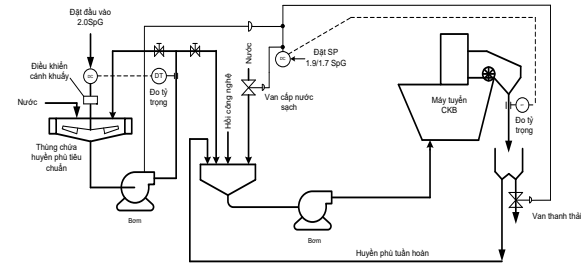
cấp phòng ban, cấp phân xưởng;

- Thời gian lưu trữ không giới hạn;

- **Địa chỉ áp dụng:** Công ty CP Than Vàng Danh

- Vinacomin; Chi nhánh mỏ tuyền Đồng Sin Quyền

- Tổng Công ty Khoáng sản - TKV



2.2. Các hệ thống đã nghiên cứu thành công chuẩn bị áp dụng vào thực tế sản xuất trong giai đoạn tới

1. Hệ thống tự động hóa trạm cấp dịch nhũ hóa mỏ hầm lò

- Tự động hóa quá trình pha trộn nhũ tương, bao gồm việc điều tiết lượng nước, lượng dầu nhũ hóa để đạt tỷ trọng chính xác đặt trước,

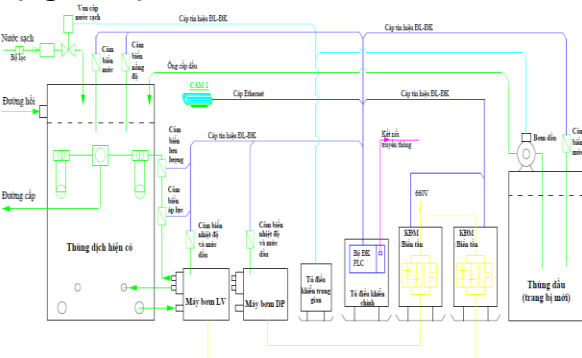
- Trang bị các thiết bị cấp trường để đảm bảo cho tự động hóa và an toàn vận hành tự động: đo tỷ trọng nhũ tương (%), đo áp lực, đo lưu lượng, đo mức các thùng, đo nhiệt độ bơm dịch, đo dòng tải động cơ, và bổ sung các van điều tiết cấp nước, bơm cấp dầu nhũ để điều tiết pha tự động được chính xác,

- Lắp đặt bổ sung thùng cấp dầu nhũ hóa để lưu giữ và điều tiết tỷ lệ cấp dầu pha chủ động,

- Lắp đặt cải tạo thùng pha nhũ hóa để phù hợp với tự động hóa

- Lắp đặt bộ lọc nước đầu vào để làm mềm nước, đảm bảo đến chất lượng nước để pha dịch

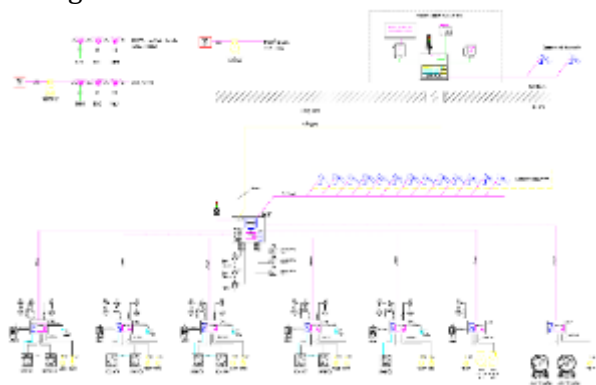
- Lắp đặt hệ thống giám sát camera từ xa tại trung tâm điều khiển để quan sát từ xa tình trạng hoạt động của trạm.



2. Hệ thống tự động hóa hầm bơm thoát nước mỏ

Hệ thống tự động hóa hầm bơm thoát nước mở đáp ứng nhu cầu vận hành tự động và từ xa, được trang bị các thiết bị theo định hướng chuẩn chung của chương trình hành động THH-TĐH của Tập đoàn TKV (1755/QĐ-TKV, ngày 22/7/2017), hệ thống bao gồm:

- Hệ thống điều khiển tự động hầm bơm dựa trên mạng Ethernet tốc độ cao, kết nối cáp quang,... các tín hiệu truyền thông chuẩn an toàn tia lửa,
- Hệ thống camera giám sát hình ảnh toàn bộ các vị trí quan trọng trong hầm bơm và vị trí bể thu nước mặt bằng từ phòng điều khiển tập trung,
- Hệ thống được trang bị thông tin liên lạc để dễ dàng liên lạc giữa trung tâm vận hành và công nhân kỹ thuật tại hiện trường để kiểm tra và xử lý tình huống nhanh nhất.

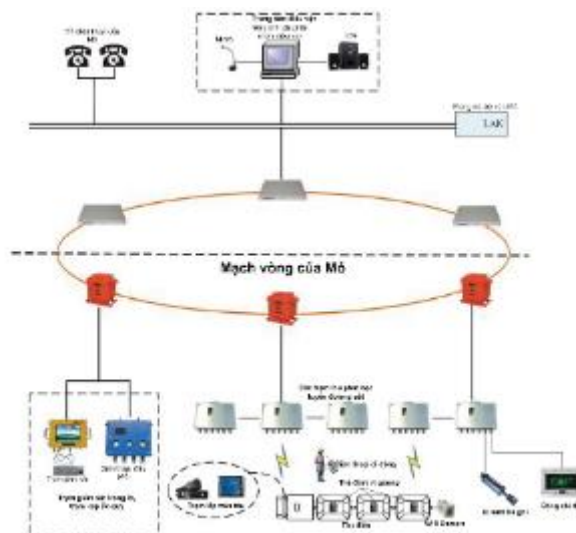


3. Hệ thống điều vận tàu điện mở

- Tại phòng điều vận trung tâm, người điều vận kiểm soát được toàn tuyến vận tải như sau:

- + Giám sát liên tục vị trí đầu tàu và các thông tin trên đầu tàu như: tốc độ tàu, điện áp - dòng điện đầu tàu, hình ảnh phía trước và phía sau đầu tàu trên toàn tuyến vận tải.
- + Điều khiển và giám sát trạng thái từng bộ ghi.
- + Điều khiển và giám sát tình trạng đóng/mở các barie.
- + Giám sát tình trạng trạm nạp ắc quy: dòng nạp, điện áp nạp.
- + Điều khiển và giám sát vị trí đóng cắt cầu dao cấp nguồn cho tàu trolley
- + Hình ảnh camera các vị trí quan trọng dọc tuyến vận tải
- Thông tin liên lạc dọc tuyến không dây giữa trung tâm với người lái tàu, người vận hành khác trong ca và giữa các cán bộ công nhân vận hành với nhau.

- Giám sát vị trí, tình trạng thiết bị (ắc quy, tốc độ) và cảnh báo nguy hiểm va chạm tàu...



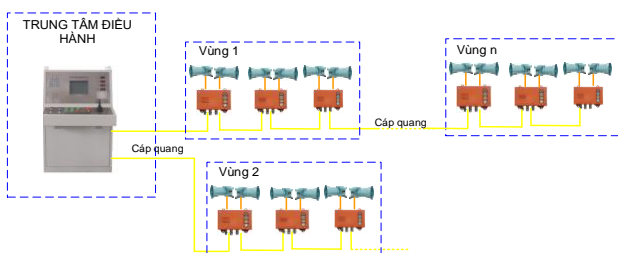
4. Hệ thống tự động hóa trạm nén khí

- Chức năng vận hành hệ thống đảm bảo 3 chế độ: chạy tự động, chạy liên động và chạy độc lập, tự động chạy luân phiên;
- Giám sát tự động trạng thái chạy/dừng, sự cố, số giờ chạy, áp lực khí nén, lưu lượng cấp khí vào lò, dòng điện, điện áp, kWh tiêu thụ,...
- Camera giám sát hỗ trợ, giám sát từ xa qua Internet



5. Hệ thống phát thanh kỹ thuật số mở hàm lò

- Hệ thống phát thanh 16 kênh độc lập;
- Truyền thông cáp quang;
- Nguồn cấp 220Vac 50Hz;
- Tiêu chuẩn phòng nổ Exd I;
- Truyền thông cáp quang;

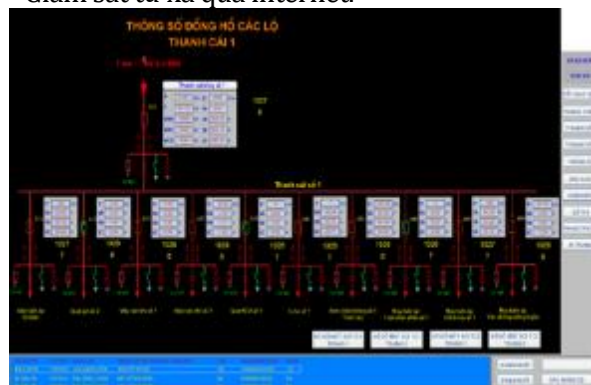


6. Hệ thống tự động hóa trạm điện

- Xây dựng hệ thống phần cứng và phần mềm giao diện điều khiển, giám sát hệ thống cung cấp điện; Quản lý và thu thập số liệu; Giám sát các trạng thái

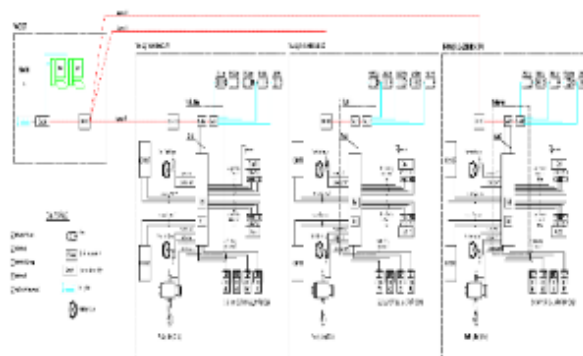
và thông số mạng điện: V, I, Cos ϕ , P, Q, E, on/off,...; Các biểu đồ phân tích; Các báo biểu.

- Camera giám sát các vị trí trọng yếu và dao cách ly ngoài trời.
- Giám sát từ xa qua internet.



7. Hệ thống tự động hóa trạm quạt

- Chức năng điều khiển: chế độ điều khiển tự động; bằng tay; tại chỗ;
- Hiển thị trạng thái vận hành tắt/mở/lỗi;
- Hiển thị thông số về điện: U, I, Cos ϕ , P, Q, E; lưu lượng gió; khí CH₄ online; nhiệt độ online; áp lực online ...
- Chức năng báo cáo: Biểu đồ phân tích; báo cáo vận hành;
- Phân tích trực tuyến rung động động cơ và quạt.

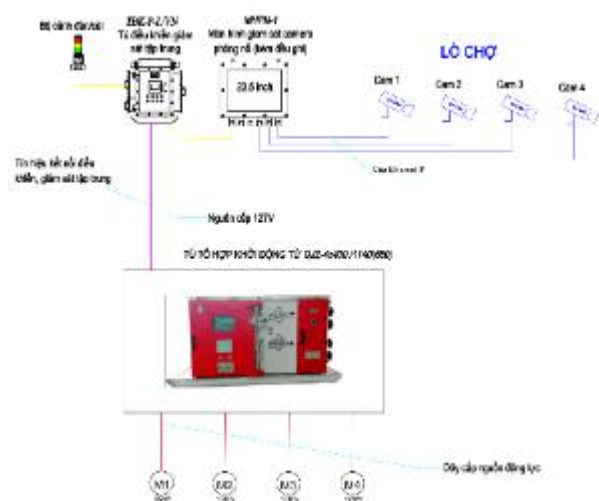


8. Hệ thống điều khiển tập trung lò chợ

- Hệ thống điều khiển tập trung cục bộ lò chợ được lắp đặt ở khu vực lò chợ
- Tủ điều khiển và phần mềm giám sát điều khiển tập trung cho phép giám sát toàn bộ các thông số của từng thiết bị trong lò chợ như trạng thái chạy dừng, điện áp, dòng điện từng động cơ... vận hành qua màn hình giao diện tiếng Việt.

- Camera lắp dọc lò chợ và kết nối với màn hình để giám sát hình ảnh tập trung qua màn hình phòng nổ.

- Lắp các các thiết bị đo lường, giám sát khác như nhiệt độ, áp suất (tùy chọn)



3. Kết luận

Qua thực tiễn triển khai 2-3 năm gần đây, có thể khẳng định THH-TĐH là một trong những công nghệ chính và tất yếu góp phần nâng cao năng suất, an toàn và hiệu quả trong ngành khai thác mỏ. Tuy nhiên, việc ứng dụng và phát triển các hệ thống còn chậm, gặp nhiều khó khăn do thiết bị lạc hậu, trình độ nhân lực kỹ thuật thấp, chưa có định hướng tổng thể lựa chọn hệ thống phù hợp. Do vậy trong những năm qua các giải pháp tự động hóa mỏ nói chung và giải pháp do Viện Cơ khí Năng lượng và Mỏ nghiên cứu, chuyển giao công nghệ chủ yếu tập trung vào các khâu sản xuất cụ thể với các tính năng còn hạn chế để phù hợp với nhân lực, cơ sở hạ tầng hiện có của mỏ. Trong những năm tới việc áp dụng các giải pháp nêu trên ở mức độ tự động hóa cao hơn cũng như các giải pháp mới tổng thể hiện đại hơn còn rất nhiều tiềm năng để phù hợp với nhu cầu, nhân lực và cơ sở hạ tầng từng giai đoạn phát triển của ngành mỏ.

Kết quả thực hiện nhiệm vụ đổi mới và hiện đại hóa công nghệ trong ngành công nghiệp khai khoáng giai đoạn 2010-2020 định hướng đến năm 2025 của Viện Cơ khí Năng lượng và Mỏ - Vinacomin

TS. Đỗ Trung Hiếu^{1,*}, TS. Lê Thùy Dương²

¹ Viện Cơ khí Năng lượng và Mỏ - Vinacomin, Việt Nam

² Viện Cơ khí Năng lượng và Mỏ - Vinacomin, Việt Nam

□

1. Mở đầu

Là Viện nghiên cứu triển khai trong lĩnh vực cơ khí, tự động hóa phục vụ ngành mỏ, ngành năng lượng và các ngành khác, ngay từ khi Đề án “Đổi mới và hiện đại hóa công nghệ trong ngành công nghiệp khai khoáng đến năm 2015 tầm nhìn đến năm 2025” được Thủ tướng Chính phủ phê duyệt, Viện đã bám sát, mục tiêu, nội dung của Đề án để tổ chức thực hiện các hoạt động nghiên cứu khoa học, sản xuất kinh doanh của đơn vị.

2. Kết quả hoạt động nghiên cứu, phát triển và ứng dụng KH&CN

Viện đã tổ chức đăng ký và thực hiện hàng loạt các đề tài nghiên cứu, dự án SXTN có hàm lượng khoa học cao, bám sát nhu cầu đổi mới công nghệ, thiết bị của ngành sản xuất than - khoáng sản. Có thể kể đến một số nhiệm vụ nổi bật như:

a) Trong lĩnh vực khai thác hầm lò:

- Thực hiện đề tài (Chương trình khai khoáng - 2011): Nghiên cứu thiết kế, chế tạo tời cáp treo dùng để chở người trong các giếng nghiêng mỏ hầm lò. Đề tài đã thực hiện thành công, đến nay Viện đã hoàn toàn làm chủ việc thiết kế, chế tạo các loại tời cáp treo phù hợp với điều kiện sử dụng trong mỏ than hầm lò của Việt Nam, góp phần cơ giới hóa khâu vận chuyển người ra vào mỏ. Ứng dụng kết quả này, trong giai đoạn 2015-2019 Viện đã triển khai được 08 Hợp đồng chế tạo, cung cấp tời cáp treo và phụ tùng phục vụ thay thế, sửa chữa cho các đơn vị khai thác than hầm lò, mang lại doanh thu gần 50 tỷ đồng.

- Thực hiện đề tài (Chương trình khai khoáng - 2012): Nghiên cứu thiết kế, chế tạo máng cào dùng

trong lò chợ mỏ than hầm lò năng suất 180 t/h”, góp phần tăng năng lực vận tải than và đất đá trong lò chợ, đáp ứng nhu cầu tăng sản lượng khai thác than hầm lò;

- Thực hiện dự án SXTN (Chương trình khai khoáng - 2012): Hoàn thiện thiết kế, công nghệ chế tạo máy đập đá kiểu trục răng năng suất 100 - 300 t/h sử dụng trong dây chuyền đào lò đá, góp phần cơ giới hóa khâu xử lý đá quá cỡ trong dây chuyền công nghệ khai thác, chế biến than - khoáng sản. Sản phẩm máy đập kiểu trục răng hiện đã được Viện thương mại hóa, đã cung cấp 04 thiết bị này cho sản xuất mang lại doanh thu trên 6 tỷ đồng.

- Thực hiện các dự án SXTN (Nhiệm vụ cấp TKV, cấp BCT - 2012÷2016): Hoàn thiện thiết kế, chế tạo băng tải dốc; băng tải công suất lớn, băng tải hầm dùng trong mỏ than hầm lò. Thông qua việc thực hiện chuỗi 03 dự án SXTN này, đã đưa Viện Cơ khí Năng lượng và mỏ trở thành đơn vị đầu tiên trong nước hoàn toàn làm chủ thiết kế, chế tạo, lắp đặt các tuyến băng tải trong mỏ than hầm lò góp phần cơ giới hóa khâu vận tải liên tục trong hầm mỏ, có ý nghĩa quyết định tới việc nâng cao sản lượng, độ an toàn và hạ giá thành khai thác. Giai đoạn 2010-2020, Viện đã nghiên cứu thiết kế, chế tạo và cung cấp trên 50 tuyến băng tải hầm lò các loại với doanh thu trên 530 tỷ đồng.

- Thực hiện đề tài (Nhiệm vụ cấp TKV - 2015÷2016; Phạm Văn Hiếu): Thiết kế chế tạo khởi động mềm trung thế (6-10kV, công suất đến 1000kW) phòng nổ dùng trong mỏ than hầm lò. Sản phẩm của đề tài đã được thử nghiệm thành công trong thực tế sản xuất. Hiện nay (tính đến hết 2020), Viện đã chế tạo, cung cấp cho thị trường gần

30 sản phẩm Khởi động mềm trung hạ thế phòng nổ các loại với giá trị doanh thu khoảng 20 tỷ đồng.

- Thực hiện đề tài (Nhiệm vụ cấp TKV - 2016): Nghiên cứu thiết kế, chế tạo, thử nghiệm cánh quạt gió giếng chính 2K56N24. Kết quả thử nghiệm thành công sản phẩm của đề tài trong thực tế sản xuất đã mở ra một hướng sản xuất sản phẩm mới, đáp ứng toàn bộ nhu cầu thay thế sửa chữa cánh quạt gió giếng chính mỏ hầm lò, đồng thời tiến tới nghiên cứu, thiết kế, chế tạo trọn bộ trạm quạt gió giếng chính, thay thế nhập khẩu. Hiện tại Viện đã xây dựng và đề xuất dự án SXTN "Hoàn thiện thiết kế, công nghệ chế tạo cánh quạt gió chính mỏ than hầm lò", đã được BCT phê duyệt cho phép thực hiện vào kế hoạch KH&CN cấp Bộ từ năm 2021. Trong thời gian thực hiện dự án này Viện sẽ hoàn thiện thiết kế, công nghệ và chế tạo cung cấp cho thị trường ít nhất 06 bộ cánh quạt gió chính các loại với doanh thu dự kiến khoảng 5 tỷ đồng, sau đó Viện sẽ tăng cường tiếp cận thị trường để cung cấp sản phẩm chất lượng tương đương, giá thành chỉ bằng 70-75% giá nhập ngoại.

- Ngoài các nhiệm vụ đã thực hiện thành công như trên, trong giai đoạn hiện nay, Viện còn đang thực hiện một loạt các nhiệm vụ KH&CN mới, đặc biệt là các nhiệm vụ phục vụ chương trình THH-TĐH của TKV, sau khi nghiên cứu thành công, chắc chắn sẽ được ứng dụng rộng rãi trong thực tế sản xuất. Cụ thể như sau:

+ Dự án SXTN cấp BCT "Sản xuất thử nghiệm một số tủ điện điều khiển - giám sát thiết bị sử dụng trong khai thác hầm lò" thời gian thực hiện 2018-2020;

+ Dự án SXTN cấp TKV "Hoàn thiện thiết kế, chế tạo nội địa hóa và áp dụng thử nghiệm giải pháp tự động hóa các tuyến vận tải băng tải mỏ than hầm lò" thời gian thực hiện 2019-2020;

+ Đề tài nghiên cứu "Nghiên cứu tích hợp hệ thống kiểm tra cột chống thủy lực với máy tính" thời gian thực hiện 2019;

+ Đề tài nghiên cứu "Nghiên cứu thiết kế, chế tạo cổng gió tự động sử dụng trong mỏ than hầm lò" thời gian thực hiện 2019-2020;

+ Đề tài nghiên cứu "Nghiên cứu thiết kế, chế tạo thử nghiệm hệ thống quản lý giám sát và điều khiển từ xa bằng thẻ wifi phòng nổ nhằm phục vụ: giám sát tình trạng thiết bị, kiểm soát tình trạng thợ

mỏ, đo lường điều khiển từ xa dựa trên mạng tốc độ cao Ethernet và wifi phòng nổ" thời gian thực hiện 2019-2020;

+ Đề tài nghiên cứu "Nghiên cứu thiết kế và chế tạo thử nghiệm hệ thống giám sát, điều khiển từ xa các ro-le bảo vệ kỹ thuật số mạng cung cấp điện trong các mỏ khai thác than hầm lò TKV" thời gian thực hiện 2019-2020;

b) Trong lĩnh vực khai thác lộ thiên:

Thực hiện đề tài: "Nghiên cứu thiết kế, chế tạo một số phụ tùng xe tải nặng và xe chuyên dùng". Kết quả đã nghiên cứu, thiết kế, chế tạo thành công một số phụ tùng chất lượng cao phục vụ duy tu, sửa chữa các loại ô tô tải nặng và xe chuyên dùng trong khai thác mỏ lộ thiên như: Xi lanh giảm xóc; trục các đăng; xi lanh lái; bơm trợ lực lái... Hiện nay, doanh thu hàng năm của Viện trong lĩnh vực cung cấp phụ tùng cho các mỏ lộ thiên đạt hàng chục tỷ đồng.

c) Trong lĩnh vực sàng tuyển, chế biến khoáng sản:

- Thực hiện đề tài: Nghiên cứu, tính toán thiết kế, chế tạo bơm huyền phù dùng cho các nhà máy tuyển than, góp phần làm chủ công nghệ chế tạo bơm huyền phù các loại sử dụng trong các nhà máy tuyển than. Sản phẩm của đề tài đã được thử nghiệm thành công tại Nhà máy sàng tuyển than Vàng Danh 1, mở ra một hướng sản xuất sản phẩm mới đáp ứng nhu cầu về bơm huyền phù cho các nhà máy sàng tuyển, chế biến than - khoáng sản trong nước. Hiện nay, Viện đã ứng dụng kết quả đề tài này vào thiết kế, chế tạo một số phụ tùng máy bơm huyền phù (cánh bơm; trục bơm; vỏ bơm...) cung cấp cho các nhà máy tuyển than;

- Thực hiện dự án KH&CN (2015-2017): Nghiên cứu công nghệ, thiết kế và chế tạo một số thiết bị chính cho Nhà máy sàng tuyển than Vàng Danh 2 công suất 2 triệu tấn/năm. Từ kết quả thành công của dự án này, Viện đã hoàn toàn làm chủ thiết kế, công nghệ chế tạo các thiết bị chính trong các nhà máy sàng tuyển than tập trung có quy mô lớn, tự động hóa ở mức cao. Ứng dụng kết quả này, Viện đã cùng với một số đơn vị trong TKV thực hiện thành công gói thầu EPC Nhà máy sàng tuyển Than Vàng Danh 2 với giá trị trên 500 tỷ đồng, trong đó phần doanh thu của Viện là trên 100 tỷ đồng.

d) Trong các lĩnh vực khác

Ngoài các lĩnh vực truyền thống kể trên, giai đoạn vừa qua Viện còn nghiên cứu, xây dựng, mở rộng các lĩnh vực hoạt động khác, tạo ra những sản phẩm, dịch vụ mới góp phần thúc đẩy quá trình đổi mới, hiện đại hóa công nghệ của ngành than - khoáng sản, cụ thể như sau:

- Nghiên cứu thiết kế, lắp đặt dây chuyền thử nghiệm hiệu suất động cơ điện ba pha và động cơ phòng nổ sử dụng trong hoạt động sản xuất và chế biến than - khoáng sản của Tập đoàn Công nghiệp Than - Khoáng sản Việt Nam. Hiện tại dây chuyền thử nghiệm đã được lắp đặt hoàn chỉnh, đã được Văn phòng công nhận chất lượng (BOA) cấp chứng chỉ đạt chuẩn phòng thí nghiệm quốc gia Vilas 458 và được Bộ Công Thương chỉ định là đơn vị thử nghiệm hiệu suất động cơ điện. Việc đưa phòng thử nghiệm này vào hoạt động sẽ góp phần loại bỏ các động cơ chất lượng thấp, tiêu thụ nhiều năng lượng, giúp các đơn vị sản xuất TKV nói riêng và các đơn vị công nghiệp trong nước nói chung đổi mới công nghệ, sử dụng năng lượng tiết kiệm, hiệu quả.

- Đẩy mạnh việc cung cấp dịch vụ kiểm toán năng lượng cho các đơn vị sản xuất, chế biến than - khoáng sản, tăng cường tư vấn về mặt kỹ thuật, các giải pháp tiết kiệm năng lượng cho các đơn vị, đóng góp vào hoạt động đổi mới công nghệ, trang thiết bị, giảm tiêu hao năng lượng, tiết kiệm chi phí, thân thiện môi trường.

3. Định hướng triển khai thực hiện chương trình giai đoạn tiếp theo

Mặc dù kết quả tham gia thực hiện chương trình KH&CN trọng điểm cấp quốc gia phục vụ đổi mới, hiện đại hóa công nghệ khai thác và chế biến khoáng sản trong giai đoạn vừa qua của Viện Cơ khí Năng lượng và Mỏ đã đạt được những kết quả đáng khích lệ, góp phần vào việc hiện đại hóa công nghệ

ngành Than - Khoáng sản. Tuy nhiên, trong giai đoạn tới cùng với nhu cầu đẩy mạnh công tác cơ giới hóa, tin học hóa và tự động hóa trong sản xuất của TKV, vẫn còn nhiều thách thức, nhiều vấn đề cần giải quyết như vấn đề nội địa hóa trang thiết bị phục vụ cơ giới hóa khai thác đặc biệt là khai thác hầm lò; vấn đề tự động hóa sản xuất theo hướng công nghệ 4.0; vấn đề hậu khai thác mỏ... Chính vì vậy đòi hỏi tiếp tục có những nghiên cứu phù hợp.

Trong giai đoạn tới Viện Cơ khí Năng lượng và Mỏ - Vinacomin đề xuất một số nội dung triển khai chương trình KH&CN trọng điểm cấp Quốc gia phục vụ đổi mới, hiện đại hóa công nghệ khai thác, chế biến Than - Khoáng sản như sau:

- Nghiên cứu hoàn thiện thiết kế, chế tạo và đưa vào sử dụng hệ thống thiết bị chống giữ thủy lực phù hợp với điều kiện khoáng sàng các mỏ hầm lò vùng Quảng Ninh;

- Nghiên cứu hoàn thiện thiết kế, chế tạo và lắp đặt hệ thống thiết bị thông gió điều khiển tự động phục vụ khai thác than hầm lò;

- Nghiên cứu thiết kế, chế tạo và lắp đặt hệ thống bơm nước điều khiển tự động cho hầm bơm trong mỏ hầm lò;

- Hoàn thiện thiết kế, công nghệ, chế tạo nội địa hóa các thiết bị chính trong dây chuyền sàng tuyển, chế biến bột;

- Nghiên cứu thiết kế và chế tạo, nội địa hóa các trang thiết bị điện sử dụng trong ngành mỏ (Khởi động mềm; biến tần phòng nổ...);

- Nghiên cứu xây dựng các hệ thống tự động hóa giám sát, điều khiển tập trung đối với các hệ thống trang thiết bị; khu vực sản xuất tiến tới xây dựng hệ thống tích hợp giám sát, điều khiển tập trung cho toàn đơn vị sản xuất, chế biến than - khoáng sản;

Nghiên cứu các yếu tố ảnh hưởng đến mòn gối trượt dẫn hướng máy khâu than trong khai thác than hầm lò vùng Quảng Ninh

NCS. Lê Văn Lợi^{1*}, GS.TS. XuPing², GS.TS. YuYingHua², TS. ShenJiaXing²

¹ Viện Cơ khí Năng lượng và Mỏ-Vinacomin, Việt Nam

² Trường Đại học KTCT Liêu Ninh, Trung Quốc

THÔNG TIN BÀI BÁO

TÓM TẮT

Quá trình:

Nhận bài 17/06/2021

Chấp nhận 17/7/2021

Đăng online 19/12/2021

Từ khóa:

máy khâu than, gối trượt, dẫn hướng, mài mòn, ma sát

Gối trượt dẫn hướng máy khâu than là một bộ phận thuộc cơ cấu di chuyển, trong quá trình làm việc nó di trượt dọc theo thanh dẫn và nâng đỡ toàn bộ khối lượng của máy. Do đó, áp lực trên bề mặt tiếp xúc của gối trượt và thanh dẫn là rất lớn, hơn nữa chế độ ma sát giữa hai bề mặt này là ma sát khô có lẫn các hạt mài, do vậy, làm gia tăng đáng kể nhiệt độ trên bề mặt ma sát, dẫn đến làm tăng nhanh quá trình mài mòn của bề mặt này. Kết quả nghiên cứu cho thấy, tải trọng tác dụng lên gối trượt dẫn hướng tăng lên khi lực cắt trên tang khâu theo chiều thẳng đứng tăng lên và phụ thuộc vào độ kiên cố của vỉa than, khi tải trọng tác dụng lên gối trượt vượt quá độ lớn cho phép, cần thay đổi chế độ làm việc của máy (giảm vận tốc di chuyển máy) để giảm tải trọng lên gối trượt. Vì vậy, tác giả thực hiện nghiên cứu nhằm giảm thiểu quá trình vận hành không tải máy khâu, kết hợp với các chế độ làm mát cưỡng bức bề mặt làm việc của gối trượt. Từ đó góp phần làm chậm quá trình mài mòn, gia tăng tuổi thọ của gối trượt.

© 2021 Trường Đại học Mỏ - Địa chất. Tất cả các quyền được bảo đảm.

1. Mở đầu

Trong những năm gần đây, sản lượng than khai thác hầm lò của các đơn vị trong TKV không ngừng tăng lên. Đó là nhờ áp dụng công nghệ mới và cơ giới hóa khai thác ở các lò chợ cơ giới hóa (CGH) đồng bộ, sử dụng nhiều máy móc thiết bị hiện đại, trong đó có các loại máy khâu than như máy khâu 2 tang MG150/375-W ở Công ty than Hà Lâm, máy khâu MG300/700-WDK ở công ty Than Dương Huy...

Việc đưa các máy khâu than liên hợp đồng bộ cơ giới hóa vào sản xuất đã đem lại hiệu quả cao, nâng cao năng suất, giải phóng sức lao động cho công nhân. Tuy nhiên, do điều kiện địa chất

phức tạp, môi trường làm việc khắc nghiệt, độ ẩm cao nên các thiết bị máy móc rất dễ phát sinh hỏng hóc, sự cố.

Máy khâu than có cấu tạo phức tạp, thực hiện nhiều công việc khác nhau, do đó các bộ phận của nó rất dễ bị mòn hỏng, đặc biệt là gối trượt dẫn hướng, làm ảnh hưởng đến năng suất và thời gian vận hành của máy. Trong quá trình làm việc, gối trượt bằng và gối trượt dẫn hướng (hình 1) cùng chịu chung trọng lượng bản thân máy và tác động của lực cắt trên tang khâu. Vì vậy nghiên cứu các yếu tố ảnh hưởng đến độ mài mòn gối trượt dẫn hướng, đề xuất các giải pháp khắc phục nhằm nâng cao tuổi thọ và độ bền của chi tiết là một yêu cầu thực tiễn hiện nay.



Hình 1. Tương quan lắp đặt hệ thống liên hợp máy khâu-máng cào

1- máng cào; 2- máy khâu; 3- gối trượt bằng
4- gối trượt dẫn hướng; 5- ghim ray

2. Nguyên nhân mài mòn gối trượt dẫn hướng

Mài mòn gối trượt dẫn hướng máy khâu than là do ma sát giữa bề mặt làm việc của gối trượt dẫn hướng và hàng ghim trên máng cào lò chợ (hình 2). Biểu hiện chủ yếu mài mòn loại này là sự biến đổi hình dáng và kích thước bề mặt. Qua kiểm tra thực tế cho thấy, gối trượt dẫn hướng sau quá trình sử dụng (hình 3) bề mặt A bị mài mòn nghiêm trọng, lượng mài mòn có thể đạt tới 20 mm. Dấu vết mài mòn của mặt bên hông B và C cũng tương đối lớn. Nguyên nhân chủ yếu là do máy khâu làm việc dưới tải trọng lớn và độ không bằng phẳng của hàng ghim ray trên máng cào lò chợ. Ngoài ra, nhiệt độ và nhiều yếu tố quan trọng khác cũng là một trong những nguyên nhân. Để có giải pháp thích hợp nhằm giảm thiểu độ mài mòn gối trượt dẫn hướng cần nghiên cứu sâu sắc hơn các yếu tố nêu trên.



Hình 2. Tương quan vị trí gối trượt dẫn hướng và ghim ray

1- Gối trượt dẫn hướng; 2- ghim ray; 3- máng cào lò chợ

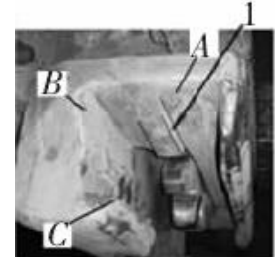
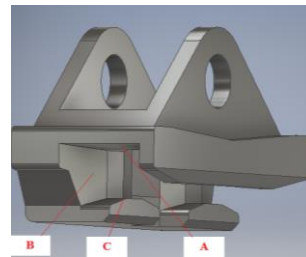
2.1. Nguyên nhân mài mòn do tải trọng lớn

Gối trượt dẫn hướng một bộ phận không thể tách rời của hệ thống dẫn kéo, nó có 3 tác dụng: chống đỡ máy khâu, dẫn hướng di chuyển trái phải dọc lò chợ cho máy khâu, đảm bảo cho ghim ray của bánh ghim ray ăn khớp chính xác.

2.1.1. Tải trọng tác dụng lên gối trượt

a. Trọng lượng bản thân máy

Trọng lượng máy khâu là thành phần chính của tải trọng theo phương đứng, gây ảnh hưởng trực tiếp đến độ lớn lực ma sát và sự mài mòn của gối trượt dẫn hướng. Khi tải trọng pháp tuyến tăng lên, thời gian tiếp xúc dài hơn, hệ số ma sát tĩnh càng lớn, bởi vì tại vị trí tiếp xúc phát sinh biến dạng dẻo, dưới tác dụng của áp lực cao sẽ làm cho quá trình mòn diễn ra nhanh hơn.



a. Mô hình gối dẫn hướng thiết kế

b. Gối dẫn hướng sau quá trình sử dụng

Hình 3. Gối dẫn hướng trước và sau quá trình sử dụng

1- lượng mài mòn rất sâu

Loại biến dạng này dẫn tới làm tăng diện tích bề mặt tiếp xúc thực tế và sự tiếp xúc đan xen lẫn nhau của bề mặt vật thể tiếp xúc, làm tăng hệ số ma sát. Hệ số ma sát tăng đến một mức độ nhất định nào đó sẽ dẫn tới mài mòn bề mặt ma tiếp xúc. Khi máy khâu làm việc, lực cắt luôn thay đổi, làm cho lực tác động lên gối trượt dẫn hướng thay đổi, theo đó, lực ma sát thay đổi, tức là lực cản chuyển động thay đổi, làm ảnh hưởng đến tốc độ di chuyển của máy khâu.

Máy khâu 2 tầng loại MG150/375-W [(龚平, 周建强, 吕元和, 2006); (温中军, 2006)] sử dụng tại lò chợ cơ giới hóa (CGH) đồng bộ 11-1.17 vỉa 11 nằm ở phía Tây khu khai thác vỉa 11, Công ty than Hà Lâm-TKV, có tổng trọng lượng

đến 25T, diện tích tiếp xúc lý thuyết của gối trượt dẫn hướng khoảng 0,1 m²; để đơn giản hóa phân tích, giả thiết rằng trọng tâm nằm ở vị trí tâm hình học của máy khâu than, tải trọng của mỗi chiếc gối trượt dẫn hướng nhận được là đều nhau, tức là mỗi một gối trượt chịu trọng lượng của ¼ trọng lượng máy khâu than. Thông qua phân tích, áp lực bề mặt của gối trượt có thể đạt đến 0,625 MPa. Trong thực tế sản xuất, do nền lò không bằng phẳng, nên đường trượt của máy khâu (ghim ray lắp trên thành máng cào lò chợ) cũng không bằng phẳng theo. Do vậy, tải trọng trên các gối trượt dẫn hướng không đều nhau, tức là sẽ có một chiếc gối trượt dẫn hướng nào đó có áp lực lớn hơn 0,625 MPa.

Tương tự, máy khâu 2 tang loại MG300/700-WDK, sử dụng tại lò chợ CGH via TT-11-8, mỏ than Khe Tam, Công ty Than Dương Huy-TKV, có tổng trọng lượng đến 42T, diện tích tiếp xúc lý thuyết gối trượt dẫn hướng khoảng 0,2 m², tương tự như phân tích ở trên, áp lực bề mặt lên mỗi gối trượt có thể đạt đến 1,05 MPa.

Trọng lượng máy khâu càng lớn, thì áp lực đến bề mặt gối trượt càng lớn, khi tải trọng tăng lên, các vùng biến dạng dẻo tương tác với nhau và toàn bộ vùng dưới các đỉnh nhấp nhô bị biến dạng dẻo, làm nghiêm trọng hơn độ mài mòn của gối trượt dẫn hướng.

b. Tải trọng tác dụng khi khâu than

Gối trượt dẫn hướng được xem như là chi tiết nâng đỡ toàn bộ máy khâu, phải chịu toàn bộ trọng lượng G của thân máy khâu than cũng như lực cắt Z và các lực kèm theo của nó trong quá trình cắt tại các vỉa than gây ra. Trọng lượng bản thân máy khâu than là lực thẳng đứng, tác dụng chủ yếu lên gối trượt dẫn hướng; lực cắt và các lực kèm theo khiến cho hệ thống các lực tác động lên gối dẫn hướng theo các phương không ổn định.

Khi khâu than, mỗi dao cắt trên tang khâu tác động vào gương than một lực đủ lớn cần thiết để phá vỡ mối liên kết của than và đưa chúng ra

khỏi gương than, đó là lực cắt đứt. Và, theo định luật 3 Newton, khối than cũng tác động trở lại răng khâu 1 phản lực có giá trị đúng bằng lực cắt đứt, với chiều ngược lại. Phản lực này tác động vào tang khâu truyền đến cánh tay lắc, qua thân máy rồi truyền đến gối trượt và ghim ray dẫn hướng (lắp trên thành máng cào lò chợ).

- **Lực cắt của răng khâu**, theo [(西安矿业学院, 1981); (刘送永, 杜长龙, 高魁东 著, 2018); (刘春生, 于信伟, 任昌玉 著, 2010)] ta có:

$$h_i \approx h_{\max} \sin \varphi_i \quad 0 \leq \varphi_i \leq \pi, m \quad (1)$$

trong đó: φ_i - góc vị trí của răng cắt thứ i trên vòng cung răng cắt, độ; h_i - chiều dày cắt của răng cắt ở vị trí thứ i, m; h_{\max} - độ dày cắt lớn

nhất, m: $h_{\max} = \frac{v_q}{n.m}$, m; v_q - tốc độ di chuyển

máy khâu, m/min; n : tốc độ quay của tang khâu, r/min; m : số lượng răng khâu trên một đường xoắn ốc trên tang khâu, răng.

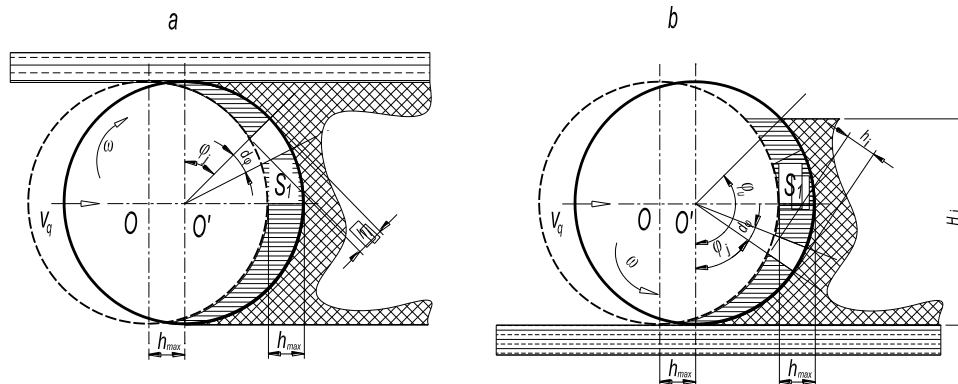
Do tính chất không đồng đều và tính phân lớp của than, sự phân bố tự do của những tạp chất kiên cố kẹp lẫn, chiều dày cắt của tang khâu theo đó mà thay đổi, bởi thế, giá trị của \bar{Z}_i và σ_z đều biến đổi, làm cho giá trị của \bar{Z}_j không ổn định trong quá trình máy khâu làm việc.

Diện tích vùng ½ tang khâu sau khi cắt, theo [(西安矿业学院, 1981); (刘送永, 杜长龙, 高魁东 著, 2018); (刘春生, 于信伟, 任昌玉 著, 2010)], ta có:

$$S_1 = \int_0^{\varphi_u} h_i dl = \frac{D_c}{2} \int_0^{\varphi_u} h_{\max} \cdot \sin \varphi d\varphi = \frac{1}{2} D_c \cdot h_{\max} (1 - \cos \varphi_u) \quad (2)$$

khi $\varphi_u = \pi$ ta có: $S_1 = D_c \cdot h_{\max}$, với: D_c - đường kính tang khâu, m; φ_u - góc bao của tang khâu với vỉa than, độ (hình 4); dl - biến của tích phân

$$\varphi_u, dl = \frac{D_c}{2} \varphi_u, m$$



Hình 4. Sự thay đổi chiều dày cắt của tang khâu

a- trước khi cắt; b- sau khi cắt

Do chiều dài vòng cung lắp răng cắt $l = \frac{D_c \cdot \varphi_u}{2} \rightarrow S_1 = l \cdot \bar{h} \rightarrow$ chiều dày cắt trung bình

là: $\bar{h} = \frac{S_1}{l} = \frac{1 - \cos \varphi_u}{\varphi_u} \cdot h_{\max}$, khi $\varphi_u = \pi$ chiều

dày cắt trung bình của tang khâu là: $\bar{h} = \frac{2}{\pi} \cdot h_{\max}$

Đối với răng cắt nằm ở vị trí bất kỳ nào đó, lực cắt được tính theo [温中军, 2006]; (刘送永, 杜长龙, 高魁东 著, 2018)], ta có:

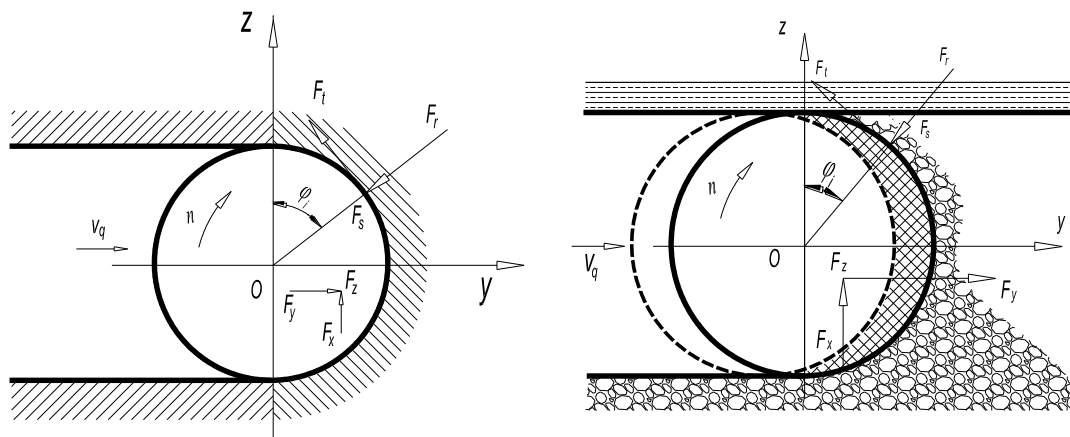
$$Z = A \cdot h_{\max} \sin \alpha, \text{ kN} \quad (3)$$

Về giá trị của lực di chuyển Y, và lực bên hông X. Căn cứ kinh nghiệm trong và ngoài

nước, độ lớn của lực di chuyển: $Y = (0,5 \div 0,8)Z$, của lực bên hông: $X = (0,1 \div 0,2)Z$. Ba lực này sẽ thông qua thân máy khâu than truyền đến gối dẫn hướng và tới mặt ghim ray dẫn hướng (đặt trên thành máng cào lò chọt).

- Lực cắt của tang khâu

Lực cản cắt của than tác động lên mỗi răng khâu sẽ đều thông qua tang khâu, thân máy, truyền đến gối trượt dẫn hướng của máy khâu than.



Hình 5. Phân tích lực trên tang khâu

Từ (hình 5) và theo [(西安矿业学院, 1981); (刘送永, 杜长龙, 高魁东 著, 2018), (刘春生, 于信伟, 任昌玉 著, 2010)], sau quá trình biến đổi lực cắt tang khấu theo các hướng như sau:

$$\begin{cases} F_x = \sum_{i=1}^n F_{xi} = \sum_{i=1}^n x_i \\ F_y = \sum_{i=1}^n F_{yi} = -\sum_{i=1}^n (y_i \sin \varphi_i + z_i \cos \varphi_i) \\ F_z = \sum_{i=1}^n F_{zi} = \sum_{i=1}^n (z_i \sin \varphi_i - y_i \cos \varphi_i) \end{cases} \quad (4)$$

Giả thiết lực sinh ra do phản lực cắt tác dụng lên gối trượt theo 3 phương là lực pháp tuyến F_z , lực tiếp tuyến F_y , lực bên hông F_x (xác định hướng di chuyển của máy khấu than là y , hướng di chuyển về phía trước là chiều dương, hướng phản lực của mặt đất lên máy khấu than là z , hướng vuông góc với mặt đất và hướng lên trên là dương, bên trái của máy khấu than là hướng dương của y). Bảng 1 là bảng tổng hợp lực tác dụng của 1 tang khấu tới gối dẫn hướng theo 3 phương nêu trên, theo [(刘送永, 杜长龙, 高魁东 著, 2018); (刘春生, 于信伟, 任昌玉 著, 2010)], ta có:

Bảng 1. Lực tác dụng trên gối dẫn hướng do lực cắt của 1 tang khấu gây nên (chỉ áp dụng cho máy khấu than hai tang khấu)

TT	Theo phương z	Theo phương y	Theo phương x
Lực do cắt than gây nên	$F_z = \sum_{i=1}^n (z_i \sin \varphi_i - y_i \cos \varphi_i) =$ $= \sum_{i=1}^n z_i (\sin \varphi_i - c_1 \cos \varphi_i) =$ $= \sum_{i=1}^n A \cdot h_{\max} \cdot \sin \varphi_i (\sin \varphi_i - c_1 \cos \varphi_i)$	$F_x = \sum_{i=1}^n (z_i \cos \varphi_i + y_i \sin \varphi_i) =$ $= \sum_{i=1}^n A \cdot h_{\max} \cdot \sin \varphi_i (\cos \varphi_i + c_1 \sin \varphi_i)$	$F_y = \sum_{i=1}^n c_2 \cdot z =$ $= c_2 \sum_{i=1}^n A \cdot h_{\max} \cdot \sin \varphi_i$ $= A \cdot h_{\max} \cdot c_2 \cdot \sum_{i=1}^n \sin \varphi_i$
Hệ số	$c_1 = 0,5 \div 0,8$	$c_1 = 0,5 \div 0,8$	$c_2 = 0,1 \div 0,2$

Từ (hình 5) có thể thấy, số răng khấu thực tế tham gia cắt than là một nửa của tổng số răng trên toàn tang khấu. Thông qua tính toán thấy rằng, nếu cứ mỗi răng khấu cách nhau 15° trên cùng 1 đường cắt, và có 3 đường cắt, giá trị của lực F_z (tác dụng theo phương z) khi hai tang khấu cùng làm việc, đạt tới khoảng $36Ah_{\max}$; nếu như mỗi răng khấu cách nhau 10° trên cùng 1 đoạn cong và có 3 đường cắt, lực F_z sẽ đạt đến khoảng $54Ah_{\max}$, (Ah_{\max} là lực cắt tối đa của một răng khấu đơn khi cắt than và hiện nay đạt đến 18 kN).

Nếu cứ mỗi răng khấu cách nhau 15° trên cùng 1 đoạn cong, và có 3 đường cắt, giá trị của lực F_y khi 2 tang khấu cùng làm việc, đạt khoảng $28,8Ah_{\max}$; Tương tự, nếu khoảng giãn cách các

răng khấu là 10° , lực F_y đạt tới gần $43,2 Ah_{\max}$.

Nếu cứ mỗi răng khấu cách nhau 15° trên cùng 1 đoạn cong, và có 3 đường cắt, giá trị của lực F_x khi 2 tang khấu cùng làm việc là khoảng $9Ah_{\max}$; nếu khoảng giãn cách các răng khấu là 10° , lực F_x sẽ đạt khoảng $13,2 Ah_{\max}$.

c. Phân tích lực

- Lực của gối trượt nhận được theo phương z là hiệu số của trọng lượng G và F_z (lực tác dụng của tải trọng pháp tuyến do lực cắt tạo ra), là nguyên nhân chủ yếu gây nên sự mài mòn của bề mặt A (hình 3b). Khi $G > F_z$, việc giảm trọng lượng máy khấu than sẽ có lợi cho việc giảm thiểu tổng lực tác dụng theo phương tải trọng pháp tuyến. Khi tổng lực cắt do 2 tang khấu cùng làm việc tạo ra $F_z > G$, khi máy khấu

than làm việc, sẽ xuất hiện hiện tượng va đập, do đó khi tính toán thiết kế, nên chọn lựa tổng trọng lượng của máy khâu than nên lớn hơn lực F_z một chút, đồng thời nên chú ý thêm đến độ mài mòn của gối trượt dẫn hướng và lực va đập của máy khâu than.

- Lực đẩy gối trượt dẫn hướng theo phương y là sự cân bằng của lực kéo và lực cản chuyển động. Do tính chất biến thiên theo thời gian của tổng lực theo phương z tác dụng, làm cho lực cản theo phương y thay đổi theo, gây ra sự chấn động (giật) theo hướng di chuyển, có thể dẫn tới hiệu ứng trượt dính. Hiệu ứng này còn nghiêm trọng hơn quá trình mài mòn gối dẫn hướng.

- Lực tác động theo phương x (F_x) khiến cho máy khâu than có xu hướng bị đẩy nghiêng, và có thể bị lật nghiêng, đổ khỏi vị trí lắp đặt, khi tiến hành khâu than. Để khắc phục hiện tượng này, các nhà nghiên cứu, kỹ sư trên thế giới đã thiết kế thêm vấu móc chống lật cho gối trượt dẫn hướng. Khi tang khâu làm việc, sẽ xuất hiện lực F_x , đây là nguyên nhân chính dẫn đến sự mài mòn bề mặt B, C trong (hình 3.b).

2.1.2. Phân tích sự mài mòn gối trượt dẫn hướng do tải trọng

a. Mài mòn do ma sát

Mài mòn trên gối trượt dẫn hướng và ghim ray của máy khâu than biểu hiện 2 dạng: cắt vi mô và nén tróc từng mảng. Khi máy khâu than làm việc, trọng lượng máy khâu và lực tác dụng của vĩa than lên thành phần lực cắt trên tang khâu theo chiều thẳng đứng, sẽ làm cho đá trong than và bụi than ép vào bề mặt ma sát của gối trượt dẫn hướng và ghim ray, hạt mài dưới tác dụng của lực ma sát khiến lớp mài mòn phát sinh các rãnh cào xước, làm cho bề mặt của nó bị cắt, cào xước, tạo ra vết mài mòn dạng rãnh. Đồng thời, dưới tác dụng của ứng suất nén rất lớn, đá trong than và bụi than sẽ bị ép đến lớp chịu mài mòn khiến nó phát sinh biến dạng dẻo, từ đó bề mặt lớp chịu mài mòn sẽ bị ép ra khỏi lớp, hoặc bong tróc từng mảng vỡ hình vảy cá.

b. Mài mòn do dính

Mòn do dính xảy ra khi hai bề mặt rắn, phẳng trượt so với nhau. Dính xảy ra tại chỗ tiếp

xúc ở đỉnh các nhấp nhô dưới tác dụng của tải trọng pháp tuyến, khi sự chuyển động tương đối vật liệu ở vùng này bị trượt (biến dạng dẻo) dính sang bề mặt đối tiếp hoặc tạo thành các mảnh mòn rời.

Nghiên cứu cơ chế ma sát trên có thể thấy, tải trọng bề mặt và nhiệt độ bề mặt của vật liệu đối với mài mòn do dính của lớp chịu mài mòn gối trượt dẫn hướng là rất lớn. Áp suất bề mặt đạt tới giá trị nhất định và sau một thời gian sẽ phát sinh mòn bám dính. Tìm được tải trọng bám dính của ma sát giữa lớp chịu mài mòn gối trượt dẫn hướng và ghim ray, và thông qua biến đổi vật liệu lớp chịu mài mòn đến nâng cao tải trọng bám dính, tiến tới giảm nhẹ sự xuất hiện của mài mòn bám dính trên lý thuyết là có thể tiến hành được. Ma sát của gối trượt dẫn hướng máy khâu và ghim ray là ma sát trượt khô, yếu tố chủ yếu ảnh hưởng đến đặc tính nhiệt độ là tốc độ trượt v và áp lực bề mặt p , trong đó ảnh hưởng của vận tốc sẽ lớn hơn. Do đó, có thể thông qua giá trị giới hạn v , p , đến phòng ngừa bám dính và giảm thiểu mài mòn.

2.2. Ảnh hưởng của nhiệt độ bề mặt ma sát

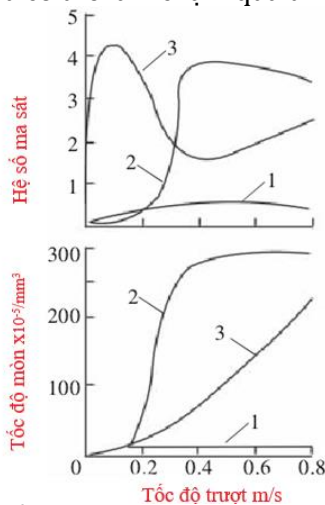
Các thử nghiệm ma sát học cho thấy, nhiệt độ là nhân tố quan trọng, ảnh hưởng đến quá trình mài mòn. Để dự tính nhiệt độ bề mặt ma sát của gối trượt dẫn hướng máy khâu than trong quá trình công tác, tác giả đã tiến hành phân tích quá trình nhiệt của gối trượt dẫn hướng với các thông số cơ bản của máy khâu than MG150/375-W đang hoạt động như sau: trọng lượng máy khâu $G = 25$ T; hệ số ma sát động là: $f = 0,2$; tốc độ trượt là: $0,17$ m/s; diện tích tiếp xúc ma sát của gối trượt là: $1023,42$ cm²; độ dày trung bình của gối trượt $17,2$ cm; hệ số dẫn nhiệt của thép, lấy $\lambda = 36,1$ W/m.độ; hệ số dẫn nhiệt của bụi than, lấy $0,1$ W/m.độ (hệ số dẫn nhiệt của bụi than là $0,06 \div 0,6$ W/m.độ, trong đó giá trị của nó thay đổi theo độ ẩm của bụi than); nhiệt độ môi trường mở hầm lò là 26°C ; quá trình truyền nhiệt được đơn giản hóa là trạng thái dẫn nhiệt duy nhất, nhiệt lượng cần thiết tỏa ra trong quá trình dẫn nhiệt trên một đơn vị diện tích (tính

toán theo 85% của công ma sát), theo [(Nguyễn Đăng Bình, Phan Quang Thế, 2006); (Đình Văn Chiến, 2008); (Trịnh Văn Quang, 2016); (Nguyễn Doãn Ý, 2005); (戴雄杰, 1990)] ta có:

$$q = \frac{t_{w1} - t_{w0}}{\sum R_{\lambda i}}, R_{\lambda i} = \frac{\delta_i}{\lambda_i} \quad (5)$$

Trong đó: q - mật độ dòng nhiệt, W/m^2 ; t_{w1} - nhiệt độ bề mặt tiếp xúc, $^{\circ}C$; t_{w0} - nhiệt độ môi trường, $^{\circ}C$; $R_{\lambda i}$ -nhiệt trở dẫn nhiệt của vách phẳng, $cm^2 \cdot \text{độ}/W$; δ - độ dày của vật liệu dẫn nhiệt, m ; λ - hệ số dẫn nhiệt, $W/m \cdot \text{độ}$.

Trong tính toán, giả thiết độ dày che phủ của bụi than là 20 mm, khi có một dòng nhiệt $q = 1250 W/m^2$ dẫn qua. Khi đó nhiệt độ bề mặt tiếp xúc có thể đạt đến $280^{\circ}C$. Mà kết quả thử nghiệm trên hình 6 cho thấy, khi nhiệt độ là $200^{\circ}C$, ảnh hưởng của tốc độ trượt đối với sự mài mòn so với ảnh hưởng của nhiệt độ phòng và nhiệt độ tăng cao đều nghiêm trọng hơn. Và khi tốc độ trượt của gối trượt dẫn hướng là 0,17 m/s, độ mài mòn tương đối nghiêm trọng. Từ hình 6 cho thấy, khi nhiệt độ thấp hoặc tốc độ giảm, đều có thể làm chậm quá trình mài mòn.



Hình 6. Ảnh hưởng của tốc độ trượt đối với sự mài mòn

dưới các nhiệt độ khác nhau

- 1- Nhiệt độ phòng 2- Nhiệt độ $200^{\circ}C$; 3- Nhiệt độ $400^{\circ}C$;

Từ công thức (3-1) ta có:

$$q = \frac{t_{w1} - t_{w2}}{\sum_{i=1}^n R_i} = \frac{t_{w1} - t_{w2}}{R_1 + R_2} \Rightarrow t_{w1} = q \cdot (R_1 + R_2) + t_{w2}$$

(6)

$$t_{w1} = 1250 \cdot (3,5 \cdot 10^{-3} + 0,2) + 26 = 280^{\circ}C$$

Trong đó: R_1, R_2 - nhiệt trở dẫn nhiệt lần lượt của lớp vật liệu gối trượt dẫn hướng và than, $m^2 \cdot \text{độ}/W$; q - mật độ dòng nhiệt truyền qua, W/m^2 .

2.3. Các ảnh hưởng khác

Đường di chuyển, vật liệu sử dụng để chế tạo gối trượt bằng, gối dẫn hướng, bánh răng dẫn hướng, ghim ray, kỹ thuật gia công các chi tiết, linh kiện, sử dụng vật liệu chống mài mòn, và môi trường hoạt động đều sẽ ảnh hưởng đến quá trình mài mòn của gối dẫn hướng ở các mức độ khác nhau.

- Đường di chuyển: ghim ray lắp trên máng cào lò chợ là đường di chuyển của gối trượt dẫn hướng. Sự không đồng đều của thanh ghim ray làm tăng thêm độ nhám bề mặt làm việc của chúng, khiến nhiệt độ vùng làm việc tăng lên, làm nghiêm trọng hơn quá trình ma sát, mài mòn của gối trượt dẫn hướng. Sự không bằng phẳng của mặt máng cào lò chợ, trước hết là do sự không bằng phẳng bề mặt của một bộ phận răng rãnh, tiếp theo là do độ cao không đồng nhất giữa các rãnh ghim ray liền kề nhau.

- Vật liệu ma sát [(Đình Văn Chiến, 2008); (戴雄杰, 1990)] và cấu trúc vi mô phân tử trên bề mặt tiếp xúc là một nhân tố quan trọng, ảnh hưởng đến quá trình mài mòn, từ những phân tích trên có thể thấy, gối trượt dẫn hướng là một bộ phận chịu lực quan trọng của máy khâu than, yêu cầu đối với vật liệu chế tạo cần phải có độ bền, độ dẻo rất cao. Bề mặt tiếp xúc của các mặt A, B, C trên (hình 3) yêu cầu cần phải có khả năng chống mài mòn rất tốt. Tổng hợp yêu cầu đối với gối trượt dẫn hướng là rất rất cao, tuy nhiên, rất khó tìm được loại vật liệu trong thực tế đồng thời vừa đạt được độ bền cao, độ dẻo dai và lại có khả năng chống mài mòn cao. Chính vì lý do này, các nhà sản xuất trong và ngoài nước đã tiến hành một phương pháp đặc biệt, đó là phủ một lớp vật liệu chống mài mòn lên bề mặt

ma sát của gối trượt dẫn hướng. Sự hòa hợp của hai loại vật liệu này (vật liệu nền và vật liệu phủ) chính là kỹ thuật mấu chốt của phương pháp này. Rất nhiều các tác giả trong nước cũng đã tiến hành nhiều các nghiên cứu về khả năng chống mài mòn của không chỉ gối trượt dẫn hướng, mà còn nhiều chi tiết và bộ phận ma sát khác. Hiện nay, việc sử dụng vật liệu chịu mài mòn và công nghệ xử lý đối với lớp mài mòn đặc biệt này là những phương pháp nghiên cứu chủ yếu. Tuy nhiên, vấn đề mài mòn nghiêm trọng của gối trượt dẫn hướng vẫn xảy ra và vẫn cần được nghiên cứu để tìm ra những công nghệ xử lý bề mặt tốt hơn, nhằm giải quyết tốt hơn tình trạng mài mòn của nó.

3. Kết luận

Các thông số làm việc của máy khâu than thay đổi trong quá trình hoạt động, khiến quá trình mài mòn của gối trượt dẫn hướng thay đổi phức tạp hơn. Cho đến nay chưa có bất cứ biện pháp tuyệt đối nào để có thể khống chế được quá trình mài mòn của gối trượt dẫn hướng. Làm chậm quá trình mài mòn của gối trượt dẫn hướng là kéo dài thời gian hoạt động của nó một cách hiệu quả, đó là giải pháp hợp lý. Theo đó, sẽ giảm được thời gian dừng máy, giảm chi phí phụ tùng thay thế, tiết kiệm chi phí, tăng sản lượng và năng suất khai thác. Từ kết quả nghiên cứu, có thể rút ra kết luận sau:

- Khi trọng lượng của máy khâu than lớn hơn thành phần lực cắt trên tang khâu theo chiều thẳng đứng do máy khâu làm việc sinh ra, có thể tránh được sự mất ổn định trong hoạt động của máy. Tuy nhiên, khi trọng lượng vượt quá mức tải trọng an toàn của máy, sẽ dẫn tới việc gối trượt dẫn hướng bị mài mòn nghiêm trọng, tăng chi phí vật liệu chế tạo, tăng chi phí năng lượng vận hành.

- Lực cắt của tang khâu có thể làm giảm lực tác dụng của trọng lực lên gối trượt dẫn hướng. Do đó trong quá trình sử dụng, cần giảm

tối đa việc vận hành máy khâu than không tải, để góp phần làm chậm quá trình mòn của gối dẫn hướng.

- Sự tăng nhiệt độ bề mặt của gối dẫn hướng do quá trình ma sát sẽ dẫn đến làm tăng tốc độ mài mòn của gối trượt dẫn hướng, việc làm mát thích hợp bề mặt tiếp xúc của gối sẽ góp phần làm chậm quá trình mài mòn.

4. Tài liệu tham khảo

- Nguyễn Đăng Bình, Phan Quang Thế, (2006). *Ma sát mòn và bôi trơn trong kỹ thuật*. Nhà xuất bản Khoa học và Kỹ thuật. Hà Nội, 210 trang.
- Đình Văn Chiến, (2008). *Ma sát, mòn, bôi trơn máy và thiết bị mỏ, dầu khí*. Nhà xuất bản Khoa học và kỹ thuật. Hà Nội, 197 trang.
- Trịnh Văn Quang, (2016). *Cơ sở truyền nhiệt*. Nhà xuất bản thành phố Hồ Chí Minh. Năm, 262 trang.
- Nguyễn Doãn Ý, (2005). *Giáo trình ma sát, mòn, bôi trơn Tribology*. Nhà xuất bản xây dựng. Hà Nội, 317 trang.
- 西安矿业学院, (1981). *采掘机械 [K]*. 煤炭工业出版社. 北京, 123-125.
- 戴雄杰, (1990). *摩擦学基础 [M]*. 上海科学技术出版社. 上海, 238-240.
- 龚平, 周建强, 吕元和, (2006). *MG150/375型采煤机导向滑靴损坏的原因分析 [J]*. 煤炭科技出版社, (4), 9-10.
- 温中军, (2006). *采煤机导向滑靴的铸造和热处理工艺探讨 [M]*. 河北煤炭出版社. (5)36-37.
- 刘送永, 杜长龙, 高魁东 著, (2018). *采煤机滚筒设计理论及性能研究 [M]*. 科学出版社, 北京, 273 pages.
- 刘春生, 于信伟, 任昌玉 著, (2010). *滚筒式采煤机工作机构 [M]*. 哈尔滨工程大学出版社. 哈尔滨, 243 pages.

Research on Impact factors of Wearing Mechanism of Shearer Guide Skid Supports in Coal Underground Mines Exploiting in Quang Ninh Province, Vietnam

LeVanLoi¹, XuPing², YuYingHua², ShenJiaXing²

*¹Institute of Energy And Mining Mechanical Engineering
Vietnam National Coal-Mineral Industries Holding Corporation Limited*

²Liaoning Technical Univesity (China)

Abstract: Wearing mechanism of shearer guide skid support is a part of the moving mechanism. In the working process, it is slid along the linear rack and supports the whole weight of the shearer. Therefore, the pressure on the contact surface between the guide skid support and the linear rack is extremely high. Moreover, there are a number of abrasive particles on this surface. Hence, there is an increase in temperature on this surface. This leads to a dramatic growth of abrasive process on contact surface. The result of the research shows that the pressure on the shearer guide skid support increases when the cutting force on the cutter drum is vertical and depends on the durability of coal seam. When the pressure exceeds the permissible pressure on guide skid support, it is necessary to change operating conditions of shearers, specifically decreasing moving velocity in order to reduce the pressure on the guide skid support. This article aims to minimize unload operating process of shearers associating with forced cooling conditions on operating surfaces of guide skid supports. This reduces abrasive processes and increases guide skid support life.

Keywords: shearer, skid supports, wear, friction

Mô hình điều khiển số một quá trình sản xuất

Đình Văn Thắng^{1,*}

¹ Khoa Cơ - Điện, Trường Đại học Mở - Địa chất, Việt Nam, E-mails (dinhvanthang@humg.edu.vn);

THÔNG TIN BÀI BÁO

Quá trình:

Nhận bài 17/06/2021
Chấp nhận 17/7/2021
Đăng online 19/12/2021

Từ khóa:

Điều khiển quá trình, điều khiển số, quá trình công nghệ, mô hình hệ thống, điều khiển theo chương trình

TÓM TẮT

Ứng dụng kỹ thuật tính trong tự động điều khiển là một trong những đặc điểm quan trọng bậc nhất trong nền công nghiệp hiện đại ngày nay. Các lĩnh vực công nghiệp, giao thông vận tải, hệ thống thông tin truyền thông và quản lý bảo vệ môi trường toàn cầu phụ thuộc và liên quan mật thiết với hệ thống máy tính điều khiển. Điều khiển số quá trình công nghệ khác nhiều so với xử lý số liệu thông thường. Giống như trong các máy tính ngày nay, các dữ liệu vào là dạng số hay các ký tự, do đó chúng có thể được lưu trữ hoặc trao đổi thông tin thông qua nhiều vật mang thông tin khác nhau. Nguyên tắc điều khiển số trực tiếp được ứng dụng nhiều trong các hệ thống điều khiển bằng máy tính hiện đại ngày nay. Nhược điểm của hệ thống điều khiển số trực tiếp phụ thuộc vào độ tin cậy của hệ thống máy tính trung tâm, vì thế có thể khắc phục được nhược điểm trên bằng cách lắp đặt hai hệ thống máy tính điện tử trung tâm làm việc dự phòng song song, điều này có thể làm tăng giá thành đầu tư hệ thống điều khiển lên một cấp. Nội dung bài viết này trình bày mô hình điều khiển số một số quá trình công nghệ chung và nguyên tắc điều khiển số gián đoạn cho một máy ép nhựa tổng hợp sản xuất đồ nhựa với các thuật toán điều khiển số riêng cho từng khâu.

© 2021 Trường Đại học Mở - Địa chất. Tất cả các quyền được bảo đảm.

1. Mở đầu

Ứng dụng kỹ thuật tính trong tự động điều khiển là một trong những đặc điểm quan trọng bậc nhất trong nền công nghiệp hiện đại ngày nay. Các lĩnh vực công nghiệp, giao thông vận tải, hệ thống thông tin truyền thông và quản lý bảo vệ môi trường toàn cầu phụ thuộc và liên quan mật thiết với hệ thống máy tính điều khiển. Thực tiễn ở các quốc gia có nền khoa học kỹ thuật phát triển chỉ ra rằng; hầu hết các hệ thống hạ tầng kỹ thuật từ giao thông vận tải đường sắt đến vận hành điều khiển lò phản ứng điện hạt nhân không thể thiếu hệ thống điều khiển dù thô sơ hay hiện đại. Hệ thống máy tính điện tử số (trong đó có cả các máy tính điện cá nhân PC) giữ vai trò mấu chốt và quan trọng. Ứng dụng máy tính điện tử trong điều khiển quá trình công nghệ được thử nghiệm đầu tiên vào

năm 1959 trong ngành công nghiệp hoá dầu thuộc tập đoàn "TEXACO" bang Tecdat Hoa Kỳ. Tập đoàn TEXACO kết hợp với hãng máy tính điện tử Thomson Ramo Wooldridge chế tạo và thử nghiệm máy tính điều khiển mang tên RW300. Máy tính RW300 được chế tạo trên cơ sở sử dụng các bóng đèn điện tử chân không thực hiện các chức năng kiểm soát nhiệt độ, áp suất, nồng độ và lượng tiêu hao cấp liệu vào và tính toán những tác động điều khiển cần thiết cho quá trình công nghệ lọc dầu nhằm chỉ dẫn cho người điều độ điều khiển bằng tay các thao tác cần thiết. Một bước tiến hết sức quan trọng được ghi nhận vào năm 1962 bởi tập đoàn công nghiệp hoá chất Anh ICI (Imperial Chemical Industries) đặt hàng hệ thống tích hợp điều khiển số trực tiếp. Nền tảng của ý tưởng ban đầu trong hệ thống điều khiển này là thay thế các bộ điều khiển theo nguyên tắc tương

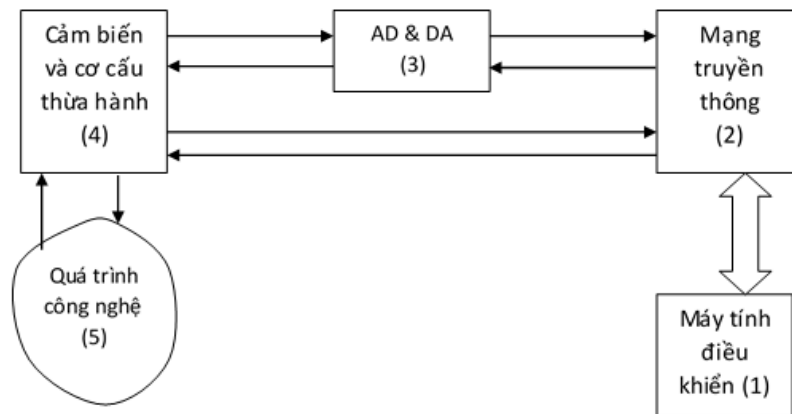
tự trước đây thành bộ điều khiển số được điều khiển qua máy tính trung tâm. Những tấm Panel điều khiển có kích thước khổng lồ và giá thành cao với hàng trăm nút điều chỉnh tương tự, cơ cấu tự ghi được thay thế bởi vài thiết bị đầu cuối nhỏ gọn và thuận tiện giống như ngày nay (Густав Олссон, Джангуисто, 2001).

2. Mô hình hệ thống điều khiển số công nghiệp

Những ứng dụng điển hình về điều khiển số thường có mặt phổ biến ở rất nhiều nơi trong sản xuất công nghiệp hiện đại, khởi đầu từ dây chuyền sản xuất sản phẩm tiêu dùng đến sản phẩm công nghệ cao. Trong các xe ô tô hiện nay, người ta sử dụng các bộ vi xử lý để điều khiển thời điểm đánh lửa, bộ trộn nhiên liệu cũng như hệ thống điều hòa không khí trong buồng hành khách.

Ví dụ minh họa đầu tiên về hệ thống điều khiển số có thể kể ra đó là hệ điều khiển trong công nghiệp hoá chất hoặc điều khiển một hệ thống nhà ga đường sắt cỡ lớn hay điều khiển quỹ đạo bay của một con tàu vũ trụ. Có thể hình dung là tất cả các hệ thống điều khiển này đều có những khối chức năng điều khiển giống nhau như: khối thu thập dữ liệu; các bộ định thời hay các khối điều khiển ngắt; vòng liên lạc phản hồi; giao tiếp trao đổi thông tin với các máy tính điều khiển khác và tương tác điều khiển người - máy tính (HMI).

Nhìn chung hệ thống điều khiển số các quá trình công nghệ được bao gồm từ những thành phần cơ bản sau đây (hình 1).



Hình 1. Sơ đồ khối hệ thống điều khiển số các quá trình công nghệ

1. Máy tính điều khiển;
2. Kênh truyền dẫn thông tin;
3. Các bộ biến đổi số - tương tự và tương tự - số (AD & DA);
4. Các cảm biến đo lường và cơ cấu chấp hành;
5. Các quá trình công nghệ cụ thể.

Các quá trình vật lý được kiểm soát nhờ các bộ cảm biến thực hiện chức năng biến đổi thông số đại lượng vật lý thành tín hiệu điện (dòng điện hay điện áp). Cuối cùng các đại lượng điện được biến đổi thành những tác động vật lý như chuyển động, dịch chuyển, quay phục vụ cho các mục đích khác nhau (đóng mở van, ...). Ví dụ về cơ cấu chấp hành

có thể là: động cơ servo; van thủy lực; van khí nén; v.v. ...

Hệ thống điều khiển số làm việc chỉ với thông tin dưới dạng số hoá, vì vậy những tín hiệu nhận được từ các bộ cảm biến đo lường cần phải được xử lý số hoá nhờ bộ biến đổi tương tự số. Những thông tin của các đối tượng điều khiển từ khoảng cách xa được truyền qua kênh truyền tin đến máy tính điều khiển trung tâm để thực hiện các nhiệm vụ:

- thu thập tất cả các thông tin vật lý từ quá trình;
- ra lệnh điều khiển tương ứng với thuật toán của chương trình xử lý tín hiệu;

- phát lệnh điều khiển đến bộ phận thực thi nhiệm vụ (cơ cấu thừa hành);
- phát lệnh điều khiển đến bộ phận thực thi nhiệm vụ (cơ cấu thừa hành);
- trao đổi thông tin với người điều khiển và thực thi lệnh của người điều khiển.

Những máy móc được điều khiển theo chương trình với nguyên tắc số (Numerical control – NC) sản xuất ra sản phẩm có độ chính xác cao thường vận hành theo quy trình công nghệ chuẩn mực, theo một trình tự thứ tự thao tác xác định nào đó. Những cỗ máy này được ứng dụng trong mọi lĩnh vực sản xuất công nghiệp, trong đó sự làm việc của chúng hoàn toàn phụ thuộc vào chương trình phần mềm điều khiển cho trước và có thể thay thế một cách nhanh chóng và dễ dàng. Tính mềm dẻo của các ro bốt công nghiệp và tính đa dạng của các thao tác mà chúng thực hiện đều do các máy tính điều khiển đảm nhiệm. Nếu một trong các ro bốt bị sự cố, rô bốt khác có thể thực hiện chức năng thay thế nhằm duy trì hoạt động bình thường của toàn bộ hệ thống (Bоронов А.А, 1996). Trong hệ thống mềm dẻo như vậy, sự hoạt động của từng cỗ máy riêng lẻ và mối tương tác giữa chúng với nhau được điều khiển thông qua một máy tính điều khiển trung tâm.

Kỹ thuật tính toán và điều khiển được ứng dụng trong nhiều ngành công nghiệp khác nhau như: công nghiệp hoá chất ; luyện kim; sản xuất giấy và xenlulô; v.v. ... Những quá trình công nghệ khác nhau thường có những mối liên hệ, giữa chúng những dòng vật chất thường xuyên chuyển động qua lại. Những quy trình sản xuất như vậy mang đặc điểm của sản xuất liên tục (hàng loạt) vì vậy độ tin cậy là yếu tố quan trọng hàng đầu. Ngoài ra với hệ thống này, các số liệu đo đạc là rất lớn, khoảng độ thời gian của một quá trình của một xí nghiệp từ vài giây đến vài ngày, còn phạm vi khu vực sản xuất rất rộng

Hệ thống điện thuộc loại có độ phức tạp rất lớn, nó bao gồm các nguồn sản xuất điện năng như: thủy điện, nhiệt điện, điện hạt nhân, ... và hệ thống truyền tải và phân phối điện năng quốc gia vô cùng phức tạp. Để mô tả hệ thống năng lượng điện ví dụ cho một quốc gia nhỏ bé, cần thiết lập hàng nghìn phương trình cho máy phát điện, tuốc bin, đường dây tải điện và các phụ tải của hệ thống. Điện năng

không thể được tích trữ với số lượng lớn ở một khâu nào đó trong hệ thống mà vì thế việc sản xuất ra điện năng đồng thời với tiêu thụ nó trong cùng một thời điểm. Việc điều khiển quá trình sản xuất điện năng và công tác truyền tải phân phối đến các hộ tiêu thụ cần phải đáp ứng nhanh và chính xác. Để đạt được điều này, ngoài hàng loạt các căn cứ khác, bộ phận điều độ cần theo dõi phụ tải của các hộ tiêu thụ điện thậm chí cả khoảng thời gian của các chương trình phát sóng truyền hình hay từ lúc bắt đầu đến khi kết thúc.

3. Hệ thống điều khiển số quá trình ép nhựa tổng hợp sản xuất vật dụng

Quá trình ép nhựa trong các nhà máy sản xuất vật dụng nhựa tổng hợp là một dây chuyền công nghệ hoàn chỉnh có tính lặp lại. Điều khiển quá trình ép nhựa - một khả năng ứng dụng điển hình hệ điều khiển số sử dụng máy tính điện tử.

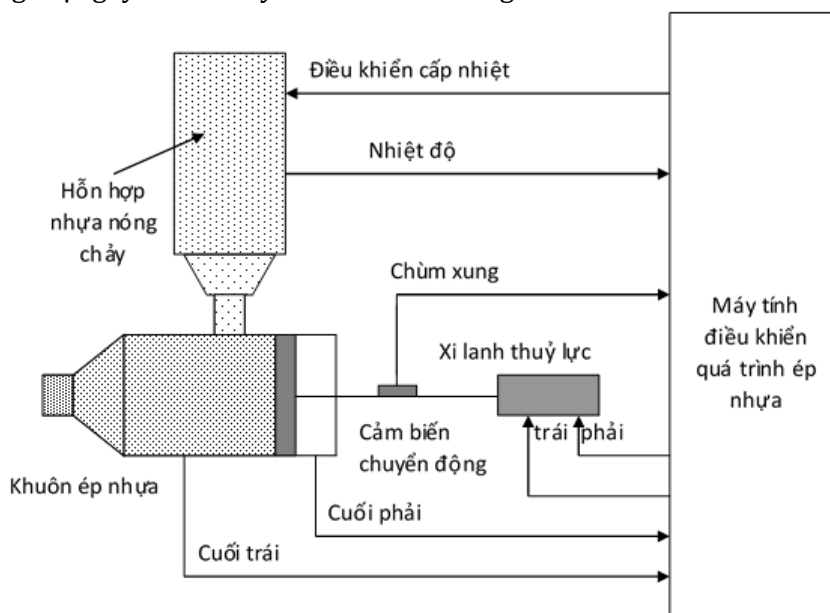
Máy tính cần phải đồng thời vừa điều chỉnh nhiệt độ phù hợp vừa xác định trình tự các thao tác công nghệ. Khi áp dụng phương pháp lập trình thông thường thì bài toán xây dựng cấu trúc chương trình điều khiển trở nên bất khả thi vì thế cần phải tiếp nhận cách tiếp cận mới.

Sơ đồ công nghệ ép nhựa được trình bày trên hình 2. Buồng cấp nhiệt dùng để nấu chảy nhựa nguyên liệu. Nhiệt độ của nhựa ép cần được khống chế ở một giá trị xác định. Máy tính điều khiển đo đạc nhiệt độ buồng cấp nhiệt theo chu kỳ và tính toán lượng nhiệt cần thiết để duy trì ổn định nhiệt độ. Phần dưới của sơ đồ ép nhựa là xi lanh ép, nó có tác dụng đẩy một lượng nhựa nóng chảy cần thiết qua đầu đùn ép. Khi pit tông nằm ở cuối bên phải của xi lanh, nhựa nóng chảy chứa đầy khoang của xi lanh ép. Khi pit tông ép chuyển động từ phải qua trái, áp lực được tạo ra sẽ đẩy nhựa vào khuôn qua đầu đùn. Vị trí của pit tông ép được kiểm soát thông qua cảm biến chuyển động của pit tông. Chuyển động tịnh tiến của pit tông ép sẽ dừng khi máy tính nhận được số xung cần thiết cho trước về vị trí của nó.

Để đảm bảo năng suất ép của máy, nhiệt độ của nhựa cần khống chế ổn định trong suốt quá trình thực hiện ép tạo sản phẩm. Hệ thống điều khiển số bằng máy tính cần kiểm soát nhiệt độ và chuyển động của pit tông đồng thời. Ngoài ra, còn hai cảm

biến vị trí cuối phải và cuối trái của xi lanh ép sẽ tạo ra tín hiệu dạng nhị nguyên đến máy tính điều

khiển khi pít tông đạt điểm đầu và cuối của nó trong hành trình.



Hình 2. Sơ đồ công nghệ ép nhựa

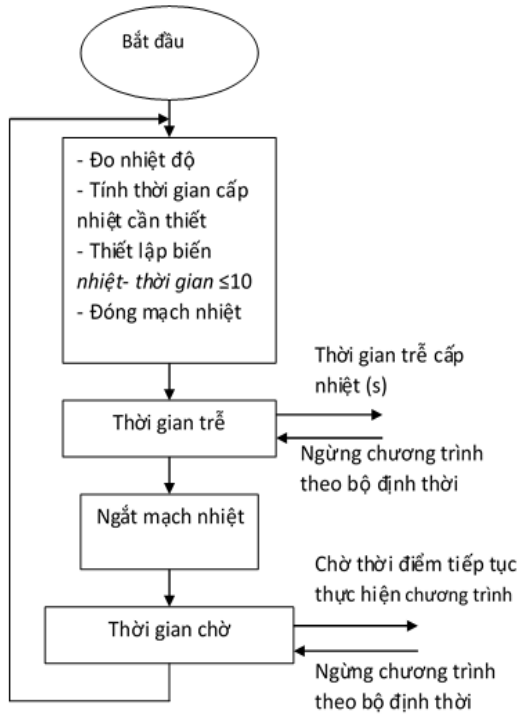
4. Thuật toán điều khiển gia nhiệt cho nhựa theo nguyên tắc gián đoạn

Điều khiển gián đoạn là thiết lập được khoảng luân phiên giữa các nhiệm vụ điều khiển. Với bài toán cụ thể đặt ra như ví dụ trên, cả hai trương trình điều khiển độc lập đều được thực hiện trên một máy tính là: một chương trình điều khiển nhiệt độ và một điều khiển di chuyển của pít tông nén.

Phương pháp báo hiệu, được gọi là điều khiển gián đoạn được sử dụng để chuyển chức năng thực hiện của bộ xử lý trung tâm từ một chương trình điều khiển này sang chương trình điều khiển khác. Thực chất của vấn đề điều khiển gián đoạn là những tín hiệu bên ngoài thông báo cho bộ xử lý trung tâm biết về sự xuất hiện của chuỗi các sự kiện, những sự kiện này do các cảm biến gửi đến nhằm yêu cầu bộ xử lý trung tâm ngừng xử lý chương trình hiện thời để chuyển sang chương trình điều khiển khác (Olsson, Gustaf, 1985). Như vậy, tín hiệu bên ngoài tham gia vào quá trình thực hiện các modul chương trình khác nhau. Như vậy điều khiển gián đoạn luôn có yếu tố thời gian đi

cùng. Các bộ định thời trong máy tính điều khiển sẽ làm nhiệm vụ tạo ra các tín hiệu ngắt chương trình điều khiển hiện thời sang một chương trình khác khi có sự xuất hiện của tín hiệu báo hiệu hay một khoảng thời gian quy định nào đó.

Lưu đồ thuật toán điều khiển máy ép nhựa như sau:



Hình 3. Lưu đồ thuật toán điều khiển máy ép nhựa

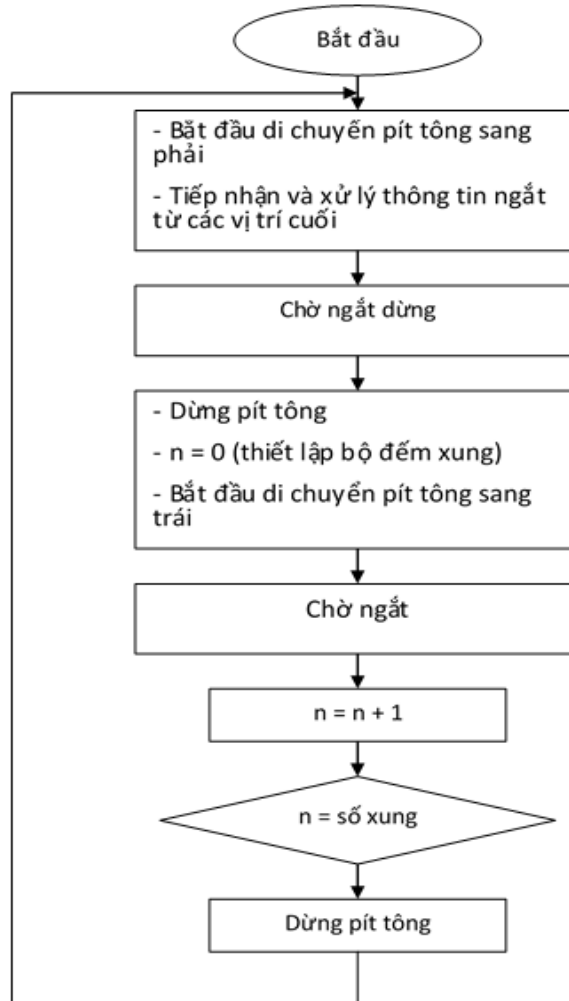
Với phương pháp điều khiển gián đoạn, bài toán điều khiển nhiệt độ được thực hiện bằng chương trình điều khiển nhiệt độ. Sự gián đoạn của chương trình điều khiển theo thời gian được thực hiện nhờ biến nhiệt - thời gian trong chương

trình điều khiển xác định. Khi bắt đầu cấp dòng điện cho dây đốt, chương trình điều khiển nhiệt độ sẽ khởi động bộ định thời và chờ tín hiệu điều khiển ngắt tiếp theo để tiếp tục thực hiện chương trình (chế độ chờ).

5. Thuật toán điều khiển số quá trình ép nhựa theo nguyên tắc gián đoạn

Cũng tương tự như trên, chương trình điều khiển di chuyển pit tông ép nhựa với hai tín hiệu báo ngắt gián đoạn đó là: tín hiệu từ cảm biến vị trí cuối trái và một là tín hiệu cảm biến vị trí cuối phải của pit tông ép. Quá trình ngắt gián đoạn được thực hiện tương ứng với lệnh điều khiển dạng `wait_interrupt(x)`, trong đó `x` là ký hiệu kênh tín hiệu vào ngắt. Thuật toán `wait_interrupt` thực thi lệnh dừng tức thì chương trình đang thực hiện và tiếp tục thực hiện tiếp khi và chỉ khi có tín hiệu báo hiệu từ bên ngoài yêu cầu.

Hệ thống điều khiển gián đoạn cho phép bộ xử lý trung tâm chuyển thực hiện từ chương trình này đến chương trình khác theo tín hiệu nhận được từ bên ngoài yêu cầu. Nếu các modul chương trình điều khiển là độc lập với nhau thì việc bổ sung một vài modul chương trình không ảnh hưởng đến sự làm việc chung của hệ thống điều khiển gián đoạn và không thay đổi cấu trúc có sẵn của hệ thống điều khiển.



Hình 4. Lưu đồ thuật toán điều khiển số quá trình ép nhựa theo nguyên tắc gián đoạn

6. Kết luận

Hệ thống điều khiển số được sử dụng ngoài vai trò chức năng điều khiển thiết lập trình tự thao tác trong công nghệ nói chung, nó thực hiện một số các chức năng nhiệm vụ khác như: nhận biết các tín hiệu khẩn cấp và xử lý các tình huống này hiệu quả nhất. Ngoài ra nó còn thu thập các thông tin hiện thời của hệ thống, tính toán thống kê các dữ liệu, hiển thị các thông tin trạng thái của hệ thống cho người điều độ biết và thực hiện các lệnh điều khiển từ người điều độ. Với nội dung bài viết này, tác giả mong muốn giới thiệu đến độc giả về mô hình hệ thống điều khiển số các quá trình sản xuất công nghệ nói chung và đưa ra mô hình điều khiển số

cho máy ép nhựa tổng hợp trong sản xuất đồ vật dụng nhựa.

Tài liệu tham khảo

Густав Олссон, Джангуисто. Цифровые системы автоматизации и управления. Издательство Невский диалект, Санкт-Петербург. 2001

Воронов А.А. Основы теории автоматического управления. М.: Энергия. 1966

Olsson, Gustaf. Control Strategies for the activated sludge process. New york: Pergamon Press, 1985.

Using hydrostatic drive system for low operation pressure gas meter calibrator

Son Tung Nguyen ^{1,*}, Kim Binh Doan ², Thuy Pham Thi ³

^{1,2,3} Electromechanics Department, Hanoi University of Mining and Geology, Hanoi, Vietnam, e-mail

ARTICLE INFO

ABSTRACT

Article history:

Received 15th Jun 2021

Accepted 16th Aug 2021

Available online 19th Dec 2021

Keywords:

Gas flowmeter calibration, device under test, test device, volumetric method, PVTt system

Nowadays, flowmeters are widely used in variety industrial fields such as LPG, paint, oil refining, thermal power, etc. The reading value is used for controlling or adjusting the system. It is necessary to maintain the accuracy of those devices. Generally, those devices are calibrated periodically. Calibration is a comparison between the reading value of a device under test and that of the standard or reading value of a master device. The master devices must be already calibrated. The standard value is also called reference value. Reference value is determined in many ways. The accuracy depends on the industrial standard or customer expectations. Flowrate is the quantity of liquid (volume or mass) per unit time. Therefore, it's evident that the total quantity of liquid and the respective collection time are basic parameters to obtain the reference flowrate. There are variety of methods used to determine the reference gas flowrate. This paper depicts the research of using hydrostatic drive for building the low operation pressure gas flow meter calibrator.

Copyright © 2021 Hanoi University of Mining and Geology. All rights reserved.

1. Introduction

Flowmeter is a device used to obtain the quantity of fluid per unit time. Depending on the physical property of liquid those flowmeters are divided into 3 categories: liquid flowmeter, gas flowmeter and steam flowmeter. The quantity of fluid is determined by the mass or the volume. Generally, liquid are considered as incompressible fluid in most industrial application. In contrast, the volume of certain gas/steam changes when pressure and temperature change. However, in particular situation the gas can be considered as incompressible fluid such as gas flow in pipe when different pressure is small enough to neglect and the velocity is under 20 m/s. Flowmeters provide

the reading values which are input signals of controller and monitor system. For instance, LPG (*Liquefied Petroleum Gas*) is a flammable gas. It consists of some hydrocarbon gases. Propane (C_3H_8) and butane (C_4H_{10}) are two largest percentage particle gases. The vapour pressure of LPG is dependent on the temperature as well as the ratio of mixture of hydrocarbons (Phan Tu Bang, 2003). The ratio of propane and butane is determined by the flow rate of pure propane, pure butane flow from respective separate pipes. So the reading values of these devices are important input signal of controller. The quality of LPG is strongly influenced by the accuracy of the flowmeters. It's necessary to maintain the

accuracy and the reliability of flowmeters. Mostly, these devices are calibrated periodically for adjusting the factor of the measuring instrument. The period time must be accorded to the standard or requirement. The calibration can be take place at laboratory or site. At laboratory, the flowmeter is inserted in the test system that is also called device under test (DUT). The reading value of DUT is compared to the standard value. The standard value is determined in certain quantity of gas under specified condition (pressure, temperture). On the other hand, site calibration means comparion between the reading value and the reference value obtained by master flowmeter. There are several proposal methods to determine the standard value. The rate of mass flow is determined inderectly from measuring the temperture, pressure, volume then using the state equation for ideal gases. The volumetric of gas is determined by using a precision bore tube and a free floating piston which can reciprocates without friction inside the bore. To reduce the friction force the piston is lubricated by a ring of mercury. The o ring mecury also cover the seal function. Pressure in the closed volume is equal to the static pressure created by the gravity of the piston. The schematic diagram of test system is illustrated as figure 1 (J.O. Hylton and C. J. Remenyik, 1999) and (John D. Wright and Pedro I. Espina, 2000). The similar design uses bell prover. Instead of using free floating piston inside a cylinder bore there is a bell which matches to a cylindrical tanks. The bell can move up and move down freely thanks to the annulus oil film and counterweight (John D. Wright and Pedro I. Espina, 2000). On the other hand, the quantity of the gas is measured directly by defining the total mass of gas flows into a closed volume/tank. The average mass flow is deduced from the initial mass, final mass of the tank and the collection time. The method is called PVTt (*pressure -*

volume - temperture - time) system (John D. Wright and Pedro I. Espina, 2000) or weight - time gas flow calibrator (J.O. Hylton and C. J. Remenyik, 1999). According to the Gas Flow Calibrator Instruction Manual written by Sierra Instrument, the bell prover system was hasn't been used for over 20 years. Sierra Instrument designed a gas flowmeter system similar to the piston prover design. Using the minimum length of piping necessary between the calibrator and the gas source also minimum the distance between DUT and the calibrator. By practical implement the realized the initial pressure pulse greater then the normal pressure 8 times. The fluctuation of pressure depends on the mass of the piston and the friction between the piston and the cylinder bore. Consequently, the collection travel of piston must be smaller the real distance motion (figure 3).

Similar to above designs, this design consists of a precision displacement piston type compressor to push the gas flows into the pipe at certain pressure and temperture. So the density is maintained constance along the stream. The mass flowrate is calculated from the velocity of piston and the inside cross section of cylinder. This paper depicts the schematic diaphragm and the specification of system to calibrate the RF1 low pressure gas flowmeter.

The structure of this paper is devided into 4 sections. The brief review of gas flow meter calibrator is represented in section 1. Section 2 shows the RF1 gas meter specification and the mathematical model of hysdraulic cylinder, especially the other researching of cylinder friction behavior. The equations for calculating gas flowrate is depicted at the later part of section 2. The section 3 shows the schamatic diagram of calibrator and discussion. Finally, the brief conclusion is outlined in the section 4.

2. Data and theory

2.1. RF1 gas flowmeter

RF1 gas flowmeter is a compact residential gas flowmeter designed to measure volume of natural gas, LPG and non-corrosive gases. It is a positive displacement diaphragm gas meter. It has twin

* Corresponding author

E - mail: nguyensontung@humg.edu.vn

DOI:

chamber measuring unit. The twin chambers are each fitted with a flexible and gas-tight diaphragm moved by the differential pressure between the inlet side and the outlet side. The gas enters one side of the diaphragm plate, then comes out on the other side through a separate port on the valve. When one side is filled full, the sliding valve shifts the position, allowing the gas flows into the empty side (RF1 gas meter instruction).

Technical specification:

Medium:	Hydrocarbone, natrual gas, non-corrossive gas, air, etc
Temperature Range:	-25°C ÷ 55°C
Maximum Operating pressure:	0,5 bar 1,0 bar
Model/Measuring Range:	
G1.6	$Q_{\min} = 0,016 \text{ m}^3/\text{h}$ $Q_{\max} = 2,5 \text{ m}^3/\text{h}$
G2.5	$Q_{\min} = 0,025 \text{ m}^3/\text{h}$ $Q_{\max} = 4,0 \text{ m}^3/\text{h}$
G4	$Q_{\min} = 0,040 \text{ m}^3/\text{h}$ $Q_{\max} = 6,0 \text{ m}^3/\text{h}$
G6	$Q_{\min} = 0,060 \text{ m}^3/\text{h}$ $Q_{\max} = 10,0 \text{ m}^3/\text{h}$

2.2. Mathematical model of cylinder

For hydrostatic drive, the differential force applying on the piston generates the hydraulic cylinder force which moves the piston and piston rod to counter the external force (figure 1). The external force consists of mechanical load, inertial force, friction force. The motion equation of piston is depicted by Newton laws (Michael Ruderman, 2017):

$$p_2 \cdot A_2 - p_1 \cdot A_1 - F_{fs} - F_f - F = m \cdot a \quad (1)$$

In which: p_1 , p_2 - respectively the gauge pressure in the piston chamber and rod chamber, (Pa), A_1 , A_2 - respectively the effective cross section of piston chamber and piston rod chamber, (m^2), F_{fs} - the seal ring friction force, (N), F_f - the external friction force, (N), F - the external force, (N), m - the total mass of piston, piston rod and external coupling component (kg), a - the accelaration of piston, (m/s^2).

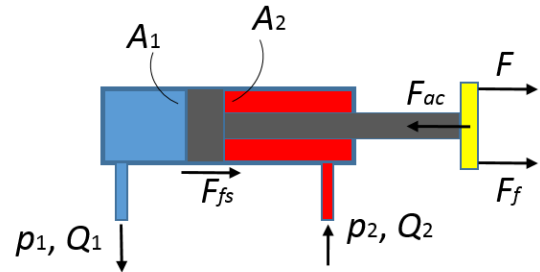


Figure 42 – Hydraulic cylinder model

External friction force is generated by relative motion between the bushing part and guiding rod (mechanics). The mechanical force goes down rapidly as piston rod and coupling moment. It also counters the piston rod movement at the initial phase (static friction). Due to prevent the internal and external leakage hydraulic cylinder's sealant generates a considering friction force between piston and cylinder bore and between piston rod and rod seal o-ring. Modeling the friction effect of cylinder is critical. Many researchers have already tried to model the mathematical model of friction force in both traditional approach and experiment approach. The friction force is built from elastic deflection of the contact surfaces, the stiffness of the microscopic deformation during the pre-sliding motion of piston and piston rod, viscous friction. The figure 4 depicts the theoretical behavior of cylinder friction (Antonio et al., 2011). The experiment seems to be a reliable approach to get the cylinder friction behavior. Inspiration of Antonio and his colleagues, Rozimerli and Camila tried to take place the experiment to obtain the friction behavior of pneumatic cylinder (figure 5). The performance curve shows the relationship between dynamic friction and linnear velocity. The dynamic friction force lightly changes as the speed smaller than 0,15 m/s. Similary to result of Roziment, Alexander Heinze validated the behavior of friction in his investigation of modeling and simulation the performance of hydraulic cylinders (Alexander, 2007). The friction factor is causing of peak pressure. Smooth load, steady movement. On the other hand, the

unique performane of hydrostatic drive is the flowrate is not depend on the pressure.

Because of low operating pressure, the compressibility of the hydraulic oil is neglected. And the hydraulic oil is considered as incompressible fluid (Marko Orosnjak et al., 2017). In addition, the light force leads the requirement differential pressure between piston chambers and piston rod chamber be small enough to minimum the leakage. If the hydraulic fluid is adressed as incompressible fluid and leakage also is neglected the velocity of the piston is only dependent on the flowrate enters and come out from the servo hydraulic cylinder (figure 2):

$$v = \frac{Q_1}{A_1} = \frac{Q_2}{A_2} \quad (2)$$

In which: v - velocity of the piston, (m/s), Q_1 and Q_2 - respectively the flowrate enters the piston chamber and the flowrate come out from the piston rod chamber (m^3/s), A_1 , A_2 - respectively the cross section of the piston chamber and the cross section of the piston rod chamber, (m^2). Unfortunately, the positive displacement pumps can not provide the constant quantity of liquid per unit time. The flowrate always fluctuates due to the geometry of the rotor. Therefore, it is unable to pump flow directly into the system. It's necessary to add a press relief valve at the discharge port of the pump to maintain the certain pressure and system flowrate. The excessive flow is directed to the tank via pressure relief valve.

$$Q_{sys} = Q_p - Q_v \quad (3)$$

In which: Q_{sys} - flowrate enters the system, (m^3/s), Q_p - flowrate of hydraulic pump, (m^3/s), Q_v - excessive flowrate goes to tank via pressure relief valve, (m^3/s).

The flowrate goes through the pressure compensated flow control valve:

$$Q_{sys} = C_v \cdot A_v \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot \Delta p}{\rho}} \quad (4)$$

In which: Q_{sys} - flowrate enters the system, (m^3/s), C_v - the valve factor, A_v - total cross section of the throttling port, (m^2), Δp - differential between inlet port and outlet port of the flow

control valve, (Pa), ρ - density of the hydraulic fluid, (kg/m^3).

Pressure compensation function means the Δp is maintained constant even though the load changes. As the result, the Q_{sys} is considered a constant value. That means the velocity of the piston is constant.

2.3. State equation, gas pressure, mass flowrate

For ideal gas, the state equation is represented below (Bùi Hải và Trần Thế Sơn, 2008):

$$p \cdot V = M \cdot R \cdot T \quad (5)$$

In which: p - the absolute pressure of the gas, (Pa), V - the volume of the gas, (m^3), M - the mass of the gas, (kg), R - gas constant, ($J/(kg \cdot K)$), T - absolute temperature of the gas, (K).

For single piston compressor (figure 5):

$$V = A \cdot x \quad (6)$$

In which: V - the volume of closed chamber/the volume of the gas, (m^3), A - the effictive cross section of the cylinder, (m^2), x - the coordinate of the piston surface, (m).

The necessary moment of the piston for increasing the pressure from p_{ab1} upto p_{ab2} is detected below:

$$p_{ab2} - p_{ab1} = \int_{x_1}^{x_2} - \frac{M \cdot R \cdot T}{A} \cdot \frac{dx}{x^2}$$

Deduction:

$$x_1 - x_2 = \frac{M \cdot R \cdot T}{A \cdot \Delta p} \quad (7)$$

In which: x_1, x_2 - respectively the initial position or later position of piston surface, (m), M - the mass of the gas, (kg), R - the gas constant, ($J/(kg \cdot K)$), T - the absolute temperature of the gas, (K), A - the effictive cross section of the cylinder, (m^2), Δp - the differential pressure between initial point and beginning collection time point, (Pa), (figure 5).

Density of the gas:

$$\rho_2 = \frac{p_{ab2}}{R \cdot T} \quad (8)$$

The average mass flowrate during the collection time is defined:

$$\bar{m} = \frac{p_2 \cdot A}{R \cdot T} \cdot \bar{v} \quad (9)$$

In which: \bar{m} - the average mass flowrate of the gas flow, (kg/s), p_{ab2} - later absolute pressure, (Pa), A - the efficetive cross section of the cylinder, (m²), R - the gas constant, (J/(kg.K)), T - the absolute temperture of the gas, (K), \bar{v} - average velocity of piston.

If the piston is considering smooth motion during the collection time, the instant flowrate value is equal to average value:

$$m = \frac{p_2 \cdot A}{R \cdot T} \cdot v \quad (10)$$

In which: m - the instant mass flowrate of the gas flow, (kg/s), p_{ab2} - later absolute pressure, (Pa), A - the efficetive cross section of the cylinder, (m²), R - the gas constant, (J/(kg.K)), T - the absolute temperture of the gas, (K), v - the velocity of piston.

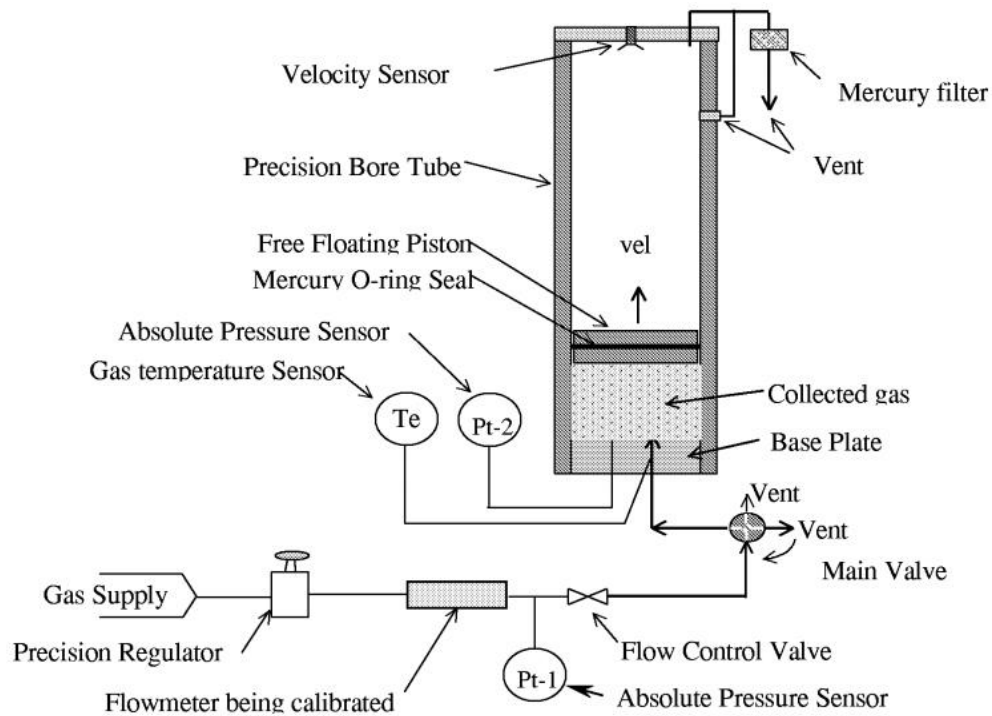


Figure 43 – Constant pressure volume flow calibrator (J.O. Hylton and C.J. Remenyik, 1999)

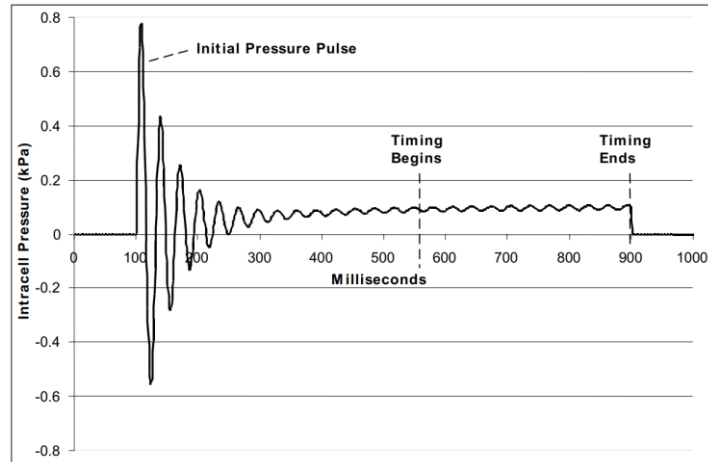


Figure 44 – Piston prover pressure performance (Sierra Instrument)

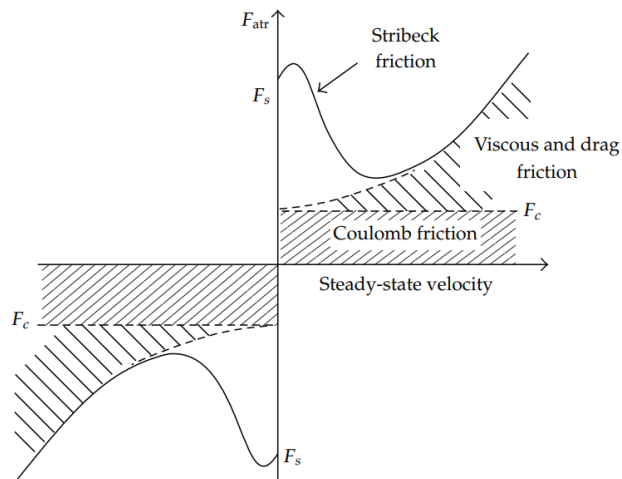


Figure 45 – Theoretical friction behavior (Antonio et al., 2011)

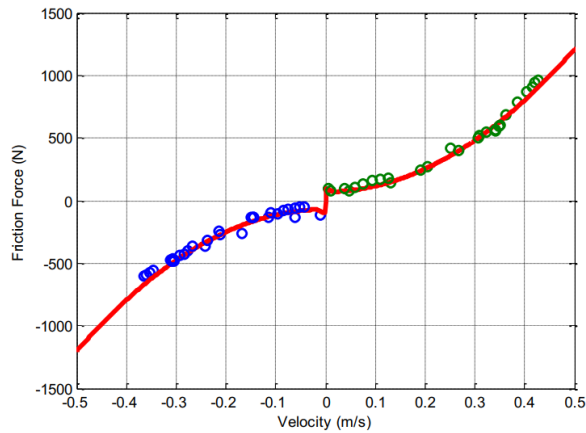
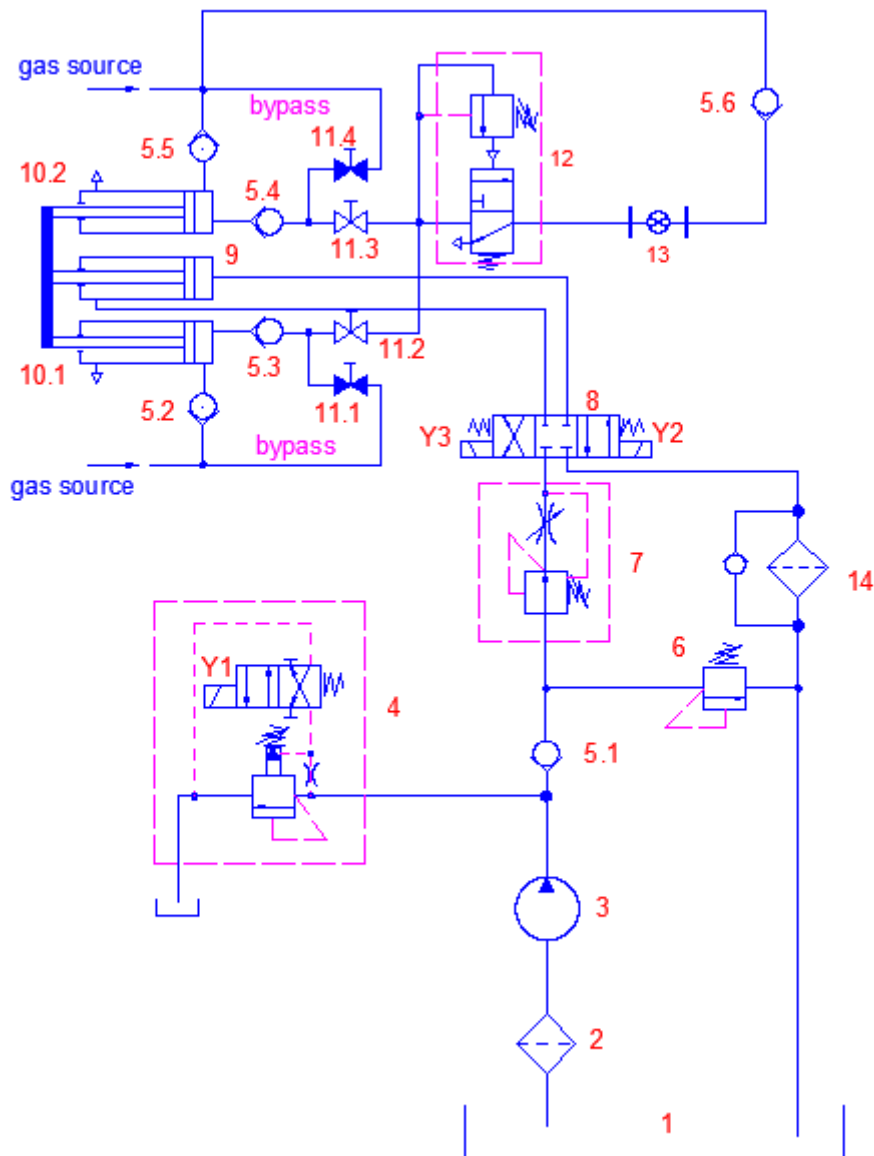


Figure 46 – Experiment pneumatic cylinder friction behavior (Rozimerli et al., 2014)



1 – Hydraulic oil tank, 2 – Suction filter, 3 – Hydraulic pump, 4 – Unloading valve/Solenoid operated pressure relief valve, 5.1, 5.2, 5.3, 5.4, 5.5, 5.6 – Check valve, 6 – Pressure relief valve, 7 – pressure compensate flow control valve, 8 – Directional control valve, 9 – Hydraulic cylinder, 10.1, 10.2 – Compressor, 11.1, 11.2, 11.3, 11.4 – On/off manual valve, 12 – Sequence valve, 13 – Meter, 14 – Return filter

Figure 47 – Schematic diagram of gas flow meter

3. Result and discussion

3.1. Result

This design includes 3 components: hydraulic system, compressor & piping and controller. The hydraulic system consists of a double acting hydraulic cylinder, a directional control valve which leads the hydraulic cylinder to extend or retract, a pressure relief valve, a pressure compensated flow control valve and a hydraulic power unit. The compensated pressure function is carried out by pressure reducing valve. The hydraulic pump is the single acting vane pump, 4 cm³/revolution driven by an asynchronous electric motor, 3000 rpm. The second component consists of 2 servo pneumatic cylinders play as single acting piston compressors, non-return valves, vent valves, block valve and piping. The flowrate of gas is adjusted by detecting the speed of piston and unloading one compressor or any. The controller consist of PLC module and pressure transmitter. PLC controller is used to detect the collection time and pressure performance (figure 6).

3.2. Discussion

To take the priority of speed control of hydrostatic drive, the smooth motion of the piston, the gas compressor could offer the instant flowrate for calibration the meter.

Regarding the safety and protection, the design deals with the drawback of piston prover using the mercury as sealant. Because of no mercury metal, this design is safer and easier to operation than other.

At low pressure and temperature, most of the gases can be considered as ideal gases. So, the all equations in section 2.3 are ideal gas equation. In construct, the tolerance of flowmeter can be reach upto 2%. That means this design is reliable.

However, it is necessary to carry out the experiment to ensure the performance of this design.

4. Conclusion

Basing on the volumetric calibration method and comparison to other designs which are applied in the industry and the result of

experiment of cylinder behavior as a proof to ensure the reliability of obtained theoretical design of this researching. Next, we are going to build the real calibration device for experiment. For gas, it's necessary to focus on the error between the theory and practice. Addition, the performance of the hydraulic cylinder is also investigated carefully.

Acknowledgments

Be half of authors, I would like to thanks Electromechanics department and our colleagues who inspire us to complete this paper. I would like to thanks Mrs Thuy for studying the properties of gas. I am grateful to Mr Kim Binh for his effort in this studying.

Contribution of authors

This study is completed by authors effort and discussion. Mr Tung is in charge of writing, gathering the consultant of other authors.

References

- Alexander Heinze, (2007). Modeling, Simulation and Control of Hydraulic Crane. *School of Technology and Design, Russia*
- Antonio Carlos Valdiero, Carla Silvano Ritter, Claudio Fernando Rios and Marat Rafikov, (2011). Nonlinear Mathematical Modeling in Pneumatic Servo Position Application. *Mathematical Problems in Engineering Volume 2011.*
- Bùi Hải, Trần Thế Sơn, (2008). Kỹ thuật nhiệt. *NXB KHKT*
- Gas flow calibrator instruction manual, Sierra Instrument Cooperation.
- Marko Orosnjak, Mitar Jovanovic, Velibor Karanovic, (2017). Simulation and Modeling of hydraulic system in FluidSim. 17th International Scientific Conference on Industry System.
- Michael Ruderman, (2017). Full and Reduced-order Model of Hydraulic Cylinder for Motion Control. *IEEE Conference.*
- John D. Wright and Pedro I. Espina, (2000). Flow Calibration Services at NIST, *National Institute of Standard and Technology, USA*
- J.O. Hylton and C. J. Remenyik, (1999). An instrument for gravimetric calibration of



-
- flow device with corrosive gas. *4th International Symposium on Fluid Flow Measurement, Denver, Colorado.*
- Phan Tu Bang, (2003). Giáo trình công nghệ lọc dầu và chế biến khí. *NXB GTVT.*
- RF1 Residential Diaphragm Gas Meter, Thorne & Derrick Cooperation.
- Rozimerli Raquel Mibeier Richter, Camila Valandro Zamberland and Antonio Carlos Valdiero, Luiz Antonio Rasia, (2014). Friction Dynamics Mathematical Modeling in Special Pneumatic Cylinder. *ABCM Symposium Series in Mechatronics – Vol.6*

Design, make and install a test-rig for testing 660V/1140V earth leakage protective device

Nguyen Thac Khanh ^{1,*}, Kim Ngoc Linh ¹, Nguyen Truong Giang ¹, Bui Minh Dinh ²

¹ Hanoi University of Mining and Geology, Vietnam

² Hanoi University of Science and Technology, Vietnam

ARTICLE INFO

Article history:

Received 15th Jun 2021

Accepted 16th Aug 2021

Available online 19th Dec 2021

Keywords:

test-rig, short-duration leakage current, tripping resistance, single phase leakage

ABSTRACT

In order to determine the specifications of a leakage current protective device, an appropriate test-rig is required. Currently, in Vietnam, there is no facility that has such a test-rig. With the financial support from the project KC.05.24.6/20, the group of authors participating in the project have successfully designed, made and installed a test-rig for testing 660V/1140V earth leakage protective device. This test-rig allows to determine most of the characteristic parameters of a leakage protective device used in underground mines such as symmetric and asymmetrical leakage resistance, long-time leakage current, short-duration leakage current, operating time. The test-rig also allows to evaluate: the efficiency of the capacitive component compensation circuit of the leakage current; circuit that automatically detects and shunted the leakage phase; the effect of the back e.m.f of the large motor on the leakage current; allows build the characterization of the protective device.

Copyright © 2021 Hanoi University of Mining and Geology. All rights reserved

1. Introduction

The design and manufacture of electrical equipment used in underground mines has very high requirements for testing procedures. The objective of the project KC.05.24.6/20 is to design and manufacture a leakage current protection device with a voltage of 660/1140V that meets the technical requirements according to TCVN7079, capable of automatically detecting and connecting leakage phase short circuit, ensure capacitance current compensation according to voltage 660/1140V. To achieve the project's goals, one of the first things to be considered is to build a test-rig. On the basis of studying the requirements of the leakage current protective device test, with reference to international test equipment (Stand for testing

and calibrating the type A3YP protective device), the goal set for the test-rig must be to allow the following types of tests to be performed: value of tripping resistance when single-phase or symmetrical three-phase leakage, long-term leakage current value, short-duration leakage current value, the operating time of the equipment when a single-phase leak through a 1 K Ω resistor, the effect of the back electromotive force of the motor when the power is cut off and the characterization of the leakage protection device.

2. Test-rig building results

2.1. Design the schematic diagram of the test-rig

In order that the test-rig can be used for testing earth leakage protective device at two voltage levels, 660V and 1140V, the substitution insulation resistance is selected according to the following criteria: Total insulation resistance per phase about 200 K Ω ; two values of tripping resistance corresponding to the symmetrical three-phase leakage are 30 K Ω (660V network) and 60 K Ω (1140V network) must be the type with high accuracy and can work for a long time in the heaviest conditions when there is a leak; it is necessary to have small value resistors, high accuracy class, long-term working in leakage conditions to correct or take test signals when necessary; the insulation resistance of each phase relative to earth can be easily varied over a narrow or wide range in order to develop the characteristic of the leakage protective device.

The capacitance of each phase to ground is replaced by five 1 μ F/1600V capacitors connected in series. The equivalent capacitance of each phase relative to ground can be varied by means of plugs at 5 levels of 0.2 μ F (5 capacitors in series); 0.25 μ F (4 capacitors in series); 0.33 (3 capacitors in series); 0.5 μ F (2 capacitors in series) and 1 μ F (3 capacitors short).

Similar to the insulation resistance and capacitance test-rigs, so that the test-rig can be used for testing leakage current protective devices at two voltage levels of 660V and 1140V,

the single-phase leakage resistance is selected according to criteria: Total single-phase leakage resistance to earth is about 100 K Ω ; two resistance levels corresponding to the single-phase leakage tripping resistance with deformation characteristic of 20 K Ω (660V network) and 50 K Ω (1140V network) must be of high accuracy class and can work long-term in heavy conditions, especially when there is a leak; 1 K Ω leakage resistance equivalent to human resistance when touching one phase of the network must be high power rating, capable of long-term work in the case of the heaviest leakage (1-phase leakage through a 1 K Ω resistor when the network has the insulation resistance near the tripping resistance and the capacitance of the network equal to the limited value is 1 μ F); need small value resistor, high accuracy grade, long-term working in leakage condition to correct or take test signal when necessary; The single-phase leakage resistance can be easily varied over a wide range to develop the characteristic of leakage protection.

From the above results, the schematic diagram of the experimental circuit test-rig of the 660V/1140V power network leakage current protection device in the laboratory is designed as shown in Figure 1.

*Corresponding author

E - mail: nguyenthackhanh@humg.edu.vn

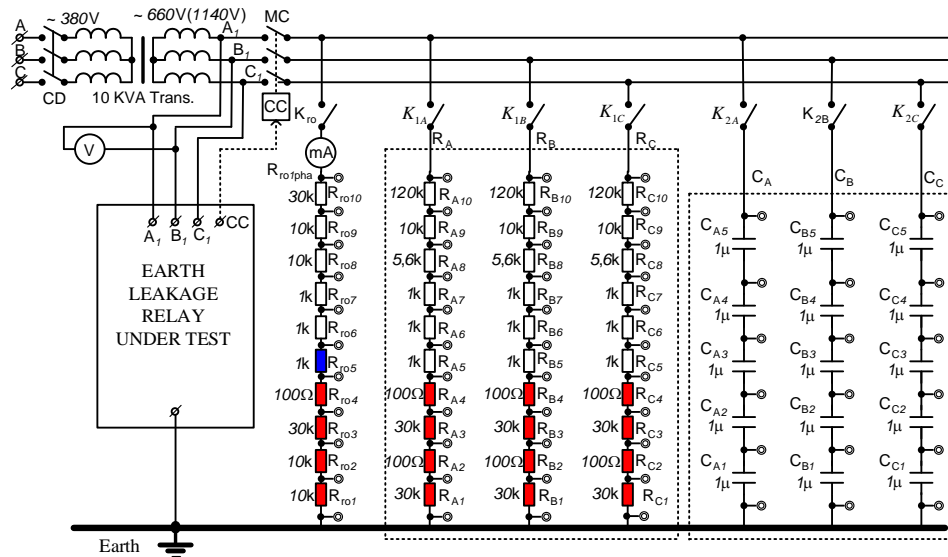


Figure 1. Schematic diagram of the test-rig of the 660V/1140V leakage current protection device

2.2. Design, fabrication and installation of test-rigs

To create a 660V (or 1140V) three-phase power network with isolated neutral voltage, use a three-phase transformer to convert the mains voltage in the laboratory from 380V to 660V (1140V). The transformer is a 380V/660 (1140V) isolated three-phase transformer with a capacity of 10kVA, taking power from 380V through the isolating circuit breaker CD. 10kVA transformer, switching devices and measuring instruments are installed in the electrical enclosure as in Figure 2.

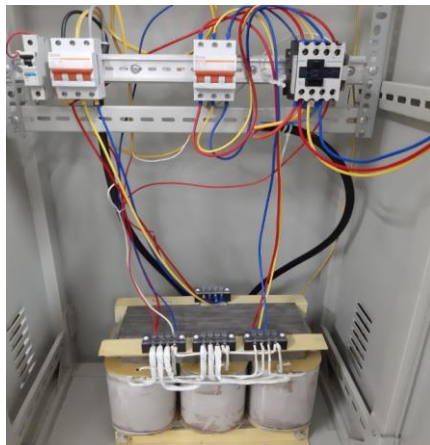


Figure 2. Internal structure of the electrical enclosure

In laboratory conditions, in order to be able to investigate the effect of back electromotive force of the motor when the power is cut off to the leakage current, a back electromotive force generator has been designed and manufactured as shown in Figure 3. To generate the back electromotive force of the motor when the power is cut off, the authors use a 2.2kW permanent-magnet synchronous motor with direct starting type LSPMSM, voltage 380V and another 10 kVA isolated three-phase transformer, with voltage of 380/660/1140V.



Figure 3. Devices for generating back e.m.f of the motor when the power is cut off



Figure 4. The 660V/1140V test-rig of leakage current protection device

2.3. Test-rig correction

After installing the test-rig, measured, calibrated and determined the actual parameters of the test-rig.

- Measure the resistance and capacitance parameters of each phase against ground

The results of measuring the parameters of the resistance and capacitance equivalence model from phases to the ground of the network are presented in tables 1 and 2.

Table 1. Measurement results of insulation resistance from phases to ground

	$R_A, K\Omega$	$R_B, K\Omega$	$R_C, K\Omega$	Measuring instrument
Design value	198.8	198.8	198.8	
Measured results	198.1	198.1	198.1	Sanwa LCR700

Table 2. Measurement results of insulation capacitance parameters from phases to ground

$C_A, \mu F$	$C_B, \mu F$	$C_C, \mu F$	Measuring instrument
0,2-1	0,2-1	0,2-1	Sanwa LCR700

- Measure and test single-phase leakage resistive loads

The results of the resistance measurement of the single-phase leakage resistance equivalent test-rig are shown in Table 3.

Table 3. Single-phase leakage resistance measurement results

Design value	103.1 K Ω	1 K Ω	10 K Ω	20 K Ω	50 K Ω
Measured results	102.9	0.999	9.9	19.63	49.8

For a leakage resistance equivalent to 1 K Ω , tested at 400mA leakage current condition, capable of operating for not less than 30 min.

- Measure and check the test-rig in the live state of 1140V

Proceed to supply 380V main power to the transformer. Measure the voltage of the phases to earth in 3 cases: normal working, single-phase leak through the 20 K Ω resistor and single-phase leak through the 1 K Ω resistor.

2.4. Test-rig Manual

After the test-rig for testing leakage current protective devices 660V/1140V has been designed and installed completely in the Laboratory of the University of Mining and Geology, the authors have compiled detailed instructions for use test-rig. Figure 5 is an example illustrating test-rig connection instructions for testing the tripping resistance when three-phase symmetrical leakage of 660V power network.

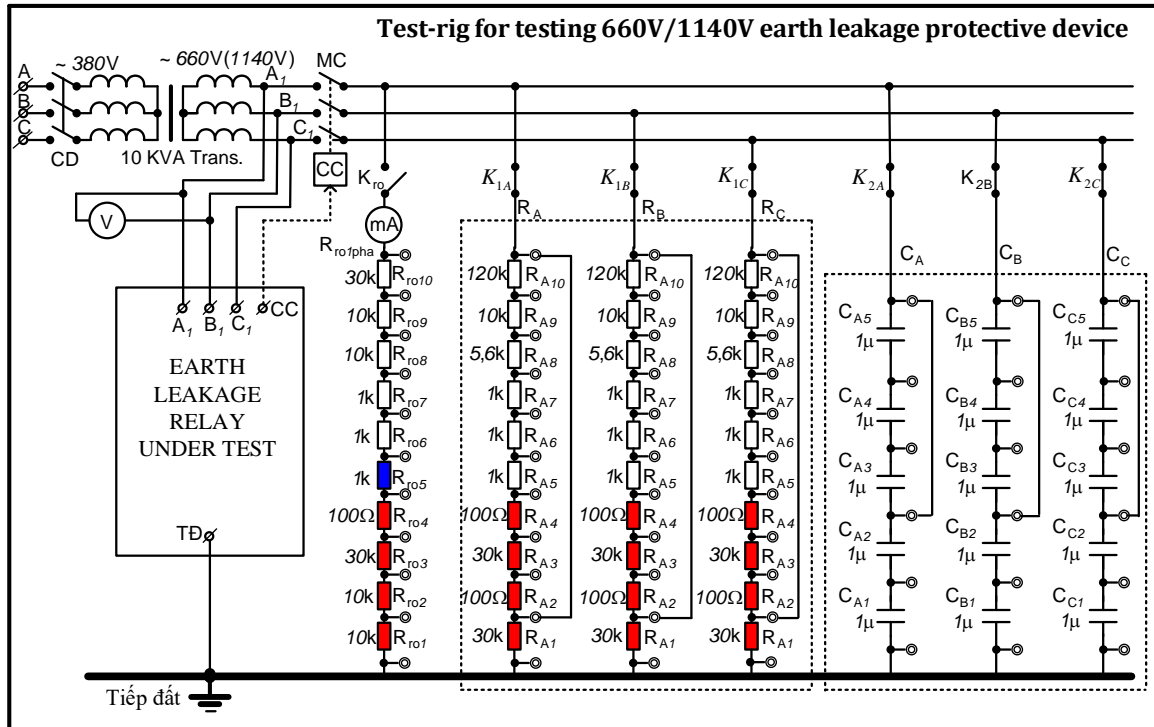


Figure 5. Connection of the test-rig to test the tripping resistance when three-phase symmetrical leakage of 660V power network

Table 4 is the specification of the test-rig for 660/1140V earth leakage current protective device.

Table 4. Specifications of the test-rig

Input voltage, V	380
Output voltage, V	660/1140
Three-phase transformer capacity, kVA	10
Network capacitance change range, $\mu\text{F}/\text{pha}$	0-1
Symmetrical three-phase leakage resistance variation range, $\text{K}\Omega$	0-198
Single phase leakage resistance variation range, $\text{K}\Omega$	1-103

Measure the line voltage of the test network using a HIOKI DT4254 digital multimeter. Single-phase leakage current measurement using digital millimeter HIOKI 3286-20. To measure the signal pattern and determine the trip-time, use an oscilloscope of the type TEKTRONIX MDO3014.

Below are some test results using the test-rig for testing earth leakage protective devices.



Figure 6. Experiment to determine the tripping resistance of earth leakage protective device

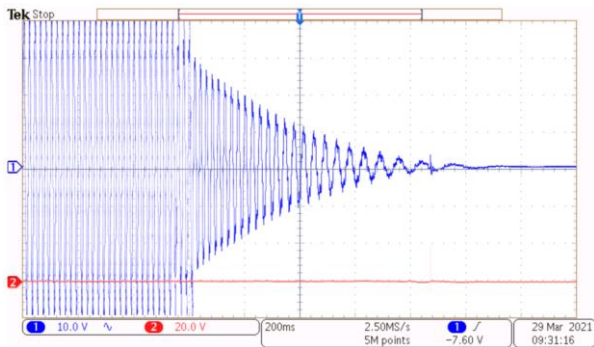


Figure 7. Test result for determining single phase leakage current through a 1 KΩ resistor with back e.m.f of load

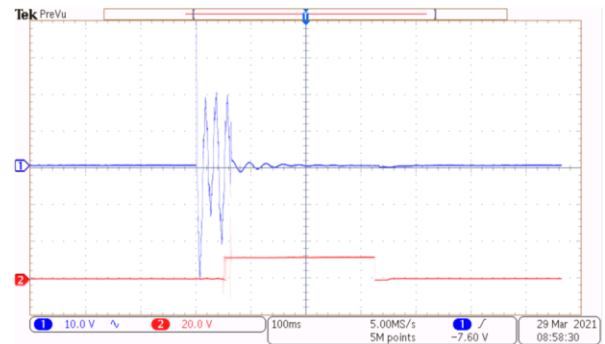


Figure 8. Test results to determine the effectiveness of the leakage-phase grounded solution

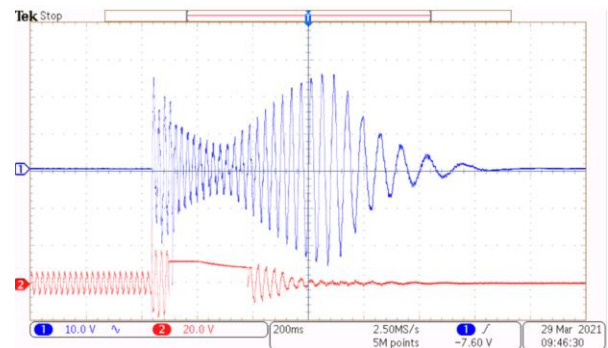


Figure 9. Test results to determine the effect of back e.m.f of motor on leakage current

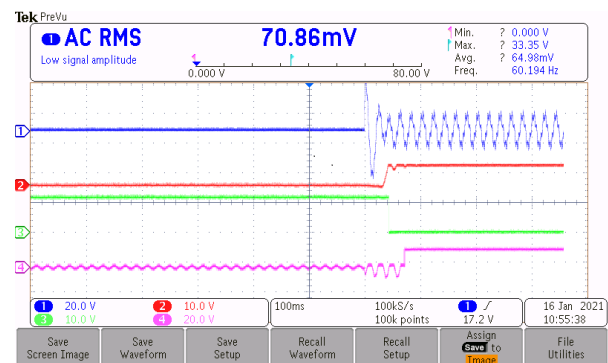


Figure 18. Test results for determining the tripping time of leakage current protective devices

3. Discussion

- The test-rig of leakage current protection device in the Laboratory of Electrical and Electronic Engineering of the University of Mining and Geology allows to determine most of the

characteristic parameters of a leakage protection device used in underground mines such as symmetric and asymmetrical leakage resistance, long-term leakage current, shot duration leakage current, tripping time. The test-rig also allows to evaluate the efficiency of the capacitive component compensation circuit of the leakage current, the automatic detection and short-circuit connection of the leakage current, and the effect of the back e.m.f of the large-capacity motor on the leakage current, perform to build the characterization of the protective device.

- With this test-rig, it also allows testing the results of new research directions on leakage protection in underground mines such as testing insulation resistance by alternating current measurement, active capacitance compensation, asymmetrical capacitance compensation, negative capacitance compensation etc...

- On the basis of the results of designing and manufacturing test-rigs in the Laboratory, it is possible to go to research, design, and manufacture test equipment of smaller and more compact size,

servicing testing, calibrate leakage protection devices at production facilities.

4. Conclusion

The test-rig for testing 660V/1140V earth leakage protective device is the first test-rig in Vietnam capable of testing to determine most of the specifications of a leakage current protective device using in underground mine. The test-rig can be developed to be able to test leakage current protective device use in underground mine power networks containing semiconductor converters (isolated ac/dc network).

References

TCVN 7079, (2002). Tiêu chuẩn Việt Nam TCVN 7079 : 2002 - Thiết bị điện dùng trong mỏ hầm lò (Vietnam Standard TCVN 7079 : 2002 - Underground mine electrical equipment).

<https://priborpostavka.ru/item/stend-dlya-proverki-apparatov-azur>.

NHÀ XUẤT BẢN GIAO THÔNG VẬN TẢI

80B - Trần Hưng Đạo - Hoàn Kiếm - Hà Nội

ĐT: 024.39423346 * Fax: 024.38224784

Website: www.nxbgtvt.vn * Email: nxbgtvt@fpt.vn

CHỊU TRÁCH NHIỆM XUẤT BẢN, NỘI DUNG:

Giám đốc - Tổng biên tập: Nguyễn Minh Nhật

BIÊN TẬP: Vũ Văn Bái

Đối tác liên kết xuất bản:

TRƯỜNG ĐẠI HỌC MỎ - ĐỊA CHẤT

In 500 cuốn khổ 20,5 x 29,5 cm, tại Công ty TNHH Sản xuất, TM và Dịch vụ Đức Hải.

Địa chỉ: 264 Nguyễn Trãi - Nam Từ Liêm - Hà Nội

Số xác nhận đăng ký xuất bản: 4686-2021/CXBIPH/01-217/GTVT.

Mã số sách tiêu chuẩn quốc tế - ISBN: 978-604-76-2482-9

Quyết định xuất bản số: 79 LK/QĐ-XBGT ngày 22/12/2021

In xong và nộp lưu chiểu năm 2021.

ISBN: 978-604-76-2482-9

