

ISSN: 3030-4555

Measurement, Control and Automation

Đo lường, Điều khiển và Tự động hóa

Journal

Available online at www.mca-journal.org

THÔNG CÁO BÁO CHÍ

Công bố đổi tên “Chuyên san Đo lường, Điều khiển và Tự động hóa” thành “Tập chí Đo lường, Điều khiển và Tự động hóa”. Tập chí mỗi năm in 4 kỳ vào các tháng 3, 6, 9 và tháng 12.

Kính thưa các Nhà khoa học và các Quý bạn đọc,

Chúng tôi trân trọng thông báo, căn cứ theo Quyết định số 233/QĐ-BTTTT của Bộ trưởng Bộ Thông tin và Truyền thông ký ngày 29/8/2024, Chuyên san Đo lường, Điều khiển và Tự động hóa, một ấn phẩm của Hội Tự động hóa Việt Nam, được chính thức đổi tên thành “**Tạp chí Đo lường, Điều khiển và Tự động hóa**”, được cấp chỉ số ISSN độc lập **3030-4555**, và được Hội đồng Giáo sư Nhà nước **công nhận mức đánh giá đến 1 (một) điểm** từ tháng 7 năm 2024.

Chuyên san Đo lường, Điều khiển và Tự động hóa (cũ, tên tiếng Anh: Special Issue on Measurement, Control and Automation) ban đầu là một kỳ báo đặc biệt của Tạp chí Tự động hóa. Ngày nay, tập hợp các bài báo đăng dưới dạng các công trình khoa học có phản biện độc lập. Từ năm 2021, chuyên san đã chính thức chuyển sang hoạt động bình duyệt và xuất bản trên cả 2 nền tảng in và trực tuyến thông qua trang web: <https://mca-journal.org/>. Trong thời gian qua, Chuyên san đã trở thành một ấn phẩm quan trọng đối với cộng đồng nghiên cứu và các chuyên gia trong lĩnh vực Đo lường, Điều khiển, và Tự động hóa. Qua nhiều năm hoạt động, chuyên san đã thu hút được sự quan tâm và đóng góp của đông đảo các nhà khoa học, kỹ sư, và chuyên gia hàng đầu trong lĩnh vực này. Với nội dung chất lượng và chuyên sâu, chuyên san đã đóng vai trò quan trọng trong việc kết nối cộng đồng khoa học, đồng thời thúc đẩy sự phát triển của các lĩnh vực kỹ thuật tiên tiến tại Việt Nam.

Với tên gọi mới, **Tạp chí Đo lường, Điều khiển và Tự động hóa** (tên tiếng Anh chính thức: **Journal of Measurement, Control and Automation**), bên cạnh việc giữ vững các nguyên tắc hoạt động cũ, sẽ có những sự thay đổi và hoàn thiện về cơ cấu nhân sự Ban biên tập, gồm Trưởng ban GS. TS. Nguyễn Doãn Phước và Phó Trưởng ban PGS. TS. Trần Trọng Minh, PGS.TS. Lê Minh Thùy nhằm nâng cao chất lượng và hiệu quả của quá trình xuất bản. Tạp chí cũng mở rộng đội ngũ phản biện với sự tham gia của các chuyên gia đầu ngành trong và ngoài nước, đảm bảo các công trình khoa học được thẩm định kỹ lưỡng, góp phần nâng cao chất lượng nội dung và uy tín của tạp chí.

Để có được bước tiến quan trọng này, chúng tôi xin bày tỏ lòng biết ơn tới Hội Tự động hóa Việt Nam trong vai trò cơ quan xuất bản, và sự đóng góp đầy nhiệt huyết của Ban biên tập qua từng thời kỳ, gồm GS. TSKH. Nguyễn Phùng Quang (2004-2006; 2013-2019), PGS.TS. Trần Trọng Minh (2020-8/2024). Bên cạnh đó là GS.TSKH. Nguyễn Xuân Quỳnh trong vai trò cố vấn.

Việc nâng cấp chuyên san thành tạp chí chính thức không chỉ là một bước tiến lớn đối với chúng tôi, mà còn là nỗ lực nhằm đóng góp nhiều hơn cho cộng đồng khoa học, kỹ thuật, và công nghiệp Việt Nam. Chúng tôi tin rằng, với sự hưởng ứng của quý độc giả, các nhà nghiên cứu, các chuyên gia, **Tạp chí Đo lường, Điều khiển và Tự động hóa** sẽ tiếp tục phát triển mạnh mẽ, trở thành địa chỉ tin cậy cho các công trình khoa học liên quan tới lĩnh vực này.

Xin trân trọng cảm ơn!

Thay mặt Ban biên tập

Trưởng ban

GS. TS. Nguyễn Doãn Phước

MỤC LỤC

-
- 1** **Trần Hoài Thương, Nguyễn Văn Nờ, Phạm Đăng Khoa**
Kỹ thuật PWM đa sóng mang IPD, POD và APOD cho nghịch lưu ba pha NNPC năm bậc
- 12** **Tống Thị Lý, Lường Thanh Tuấn, Trần Minh Quang, Hoàng Kim Nga, Đỗ Trọng Hiếu, Dương Minh Đức**
Xác định hướng của người cho hệ thống Robot di động hỗ trợ người khiếm thị di chuyển trong nhà
- 20** **Nguyễn Đức Khoa, Nguyễn Văn Nờ, Phạm Đăng Khoa**
Phương pháp điều chế Vector không gian ảo cải tiến cho Bộ nghịch lưu ba pha NNPC bốn bậc
- 34** **Phạm Việt Phương, Nguyễn Đức Dương, Trần Hùng Cường**
Điều khiển bộ biến đổi MMC nối lưới sử dụng bộ điều khiển LADRC tăng cường khả năng chống nhiễu
- 42** **Nguyễn Thị Bích Thủy, Ngô Vi Long**
Điều khiển chủ động dao động bằng kết hợp giải pháp điều khiển không gian mode độc lập và giải pháp điều khiển trạng thái giới hạn
- 51** **Ha Van Thuy, Nguyen Duc Khoat, Khong Cao Phong**
Development of Tank Model to Predict the Flow to Thac Xang Reservoir, Vietnam
- 59** **Đỗ Duy Phú, Nguyễn Văn Tuấn, Lê Văn Vinh, Hoàng Sĩ Hồng**
Mô phỏng cảm biến sóng âm bề mặt đo từ trường sử dụng mô hình ma trận truyền kết hợp với mô phỏng FEM
- 65** **Nguyễn Phạm Thục Anh**
Điều khiển Robot tự hành trong tác nghiệp chữa cháy
- 72** **Nguyễn Tiến Đạt, Trần Thiện Huân, Hồ Phạm Huy Ánh**
Tạo dáng đi thích nghi cho Robot nhận sử dụng mô hình NARX kết hợp mô hình mạng nơ-rôn tiến hoá
-

CONTENTS

- 1** **Tran Hoai Thuong, Nguyen Van Nho, Pham Dang Khoa**
IPD, POD and APOD Multi-carrier PWM Techniques for Five-Level Nested Neutral Point Clamped Inverter
- 12** **Tong Thi Ly, Luong Thanh Tuan, Tran Minh Quang, Hoang Kim Nga, Do Trong Hieu, Duong Minh Duc**
Human Direction Determination for Visually Impaired Support Indoor Mobile Robot
- 20** **Nguyen Duc Khoa, Nguyen Van Nho, Pham Dang Khoa**
Improved Virtual Space Vector Modulation for Four-Level Nested Neutral Point Clamped Inverters
- 34** **Pham Viet Phuong, Nguyen Duc Duong, Tran Hung Cuong**
Control of the MMC converter for grid connection enhances noise immunity using LADRC control
- 42** **Nguyen Thi Bich Thuy, Ngo Vi Long**
Active vibration control by combining the independent mode space control solution and bounded state control solution
- 51** **Ha Van Thuy, Nguyen Duc Khoat, Khong Cao Phong**
Development of Tank Model to Predict the Flow to Thac Xang Reservoir, Vietnam
- 59** **Do Duy Phu, Nguyen Van Tuan, Le Van Vinh, Hoang Si Hong**
Simulation of the SAW sensor measuring magnetic fields using the transmission matrix model combined with FEM simulations
- 65** **Nguyen Pham Thuc Anh**
Control Autonomous Mobile Robot for Firefighting Task
- 72** **Nguyen Tien Dat, Tran Thien Huan, Ho Pham Huy Anh**
Adaptive gait generation for Spider Robots using NARX model combining evolutionary neural network model
-

Kỹ thuật PWM đa sóng mang IPD, POD và APOD cho nghịch lưu ba pha NNPC năm bậc

IPD, POD and APOD Multi-carrier PWM Techniques for Five-Level Nested Neutral Point Clamped Inverter

Trần Hoài Thương¹, Nguyễn Văn Nhò^{1,*}, Phạm Đăng Khoa¹

¹Trường Đại học Bách khoa, Đại học Quốc Gia TP. HCM

*Corresponding author E-mail: nvnh@hcmut.edu.vn

Abstract

Recently, high-voltage and high-power devices in industrial applications and power grids in the form of Nested Neutral Point Clamped (NNPC) multi-level inverters have been proposed and developed. Control methods for these converters have received significant research attention to provide low output harmonic distortion and reduced Common Mode Voltage (CMV). Carrier-Based Pulse Width Modulation (CBPWM) is a preferred choice due to its simplicity. This paper investigates and compares the characteristics of various Sine-triangle CBPWM techniques applied to the five-level NNPC inverter, such as In-Phase-Disposition PWM (IPD-PWM), Phase-Opposition-Disposition PWM (POD-PWM), and Alternative-Phase-Opposition-Disposition PWM (APOD-PWM). The balancing of DC capacitor voltages is realized by repetitive voltage states. Both simulated and experimental results reveal that the IPD-PWM method yields the lowest harmonic distortion. The POD-PWM technique excels in limiting the Common Mode Voltage (CMV) magnitude. Meanwhile, APOD-PWM offers better harmonic waveform quality compared to POD-PWM but still exhibits higher CMV magnitude during high-voltage operation. The results also demonstrate that the capacitor voltage balancing algorithm is effective for all three techniques, including IPD-PWM, POD-PWM, and APOD-PWM.

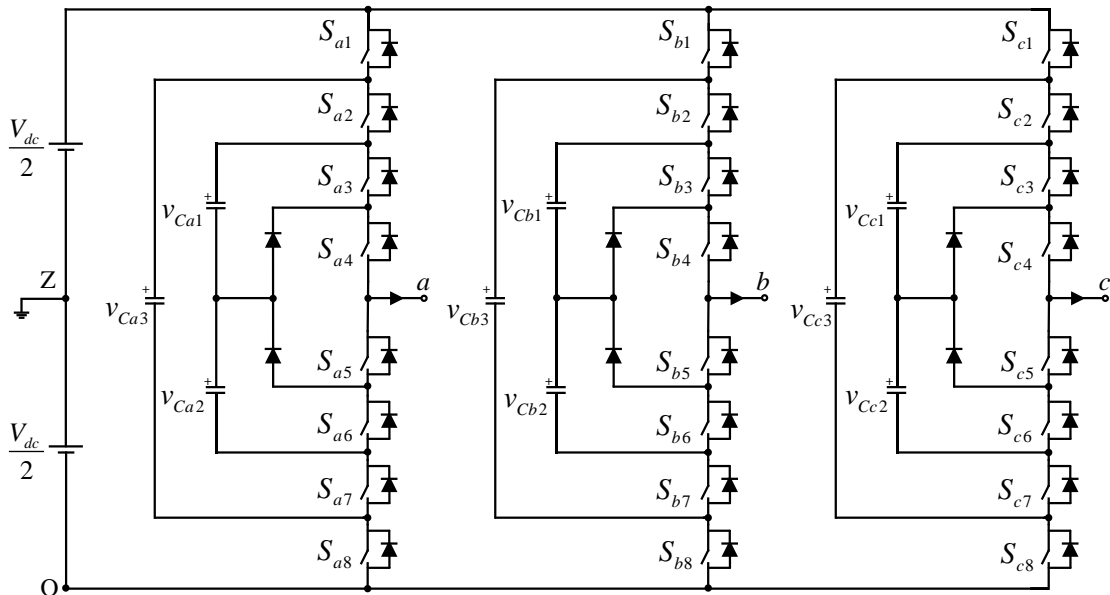
Keywords: NNPC inverter, Multi-carrier PWM, Phase Disposition, Phase Opposition Disposition, Alternative Phase Opposition Disposition

Tóm tắt

Gần đây, các thiết bị biến đổi công suất điện áp cao và công suất lớn trong công nghiệp, trong lưới điện dạng bộ nghịch lưu đa bậc NNPC (Nested Neutral Point Clamped) được đề xuất và phát triển. Các phương pháp điều khiển cho bộ biến đổi này được chú trọng đầu tư nghiên cứu nhằm cung cấp điện áp và dòng điện ngõ ra chất lượng cao như đạt độ méo dạng sóng hài thấp, giảm điện áp Common mode. Phương pháp điều chế độ rộng xung đa sóng mang (CBPWM) là một lựa chọn do nguyên lý đơn giản, dễ thực hiện. Bài báo này nghiên cứu và so sánh đặc tính các kỹ thuật Sin CBPWM áp dụng cho bộ nghịch lưu năm bậc NNPC. Các kỹ thuật CBPWM phổ biến bao gồm kỹ thuật bố trí cùng pha (IPD - In phase disposition), bố trí ngược pha (POD - Phase opposition disposition) và bố trí ngược pha luân phiên (APOD - Alternative phase opposition disposition). Kỹ thuật điều khiển cân bằng điện áp trên các tụ DC nhờ tận dụng các trạng thái điện áp trùng lặp cũng được áp dụng. Kết quả khảo sát bằng mô phỏng dùng phần mềm PLECS và kiểm chứng bởi mô hình thực nghiệm cho thấy, phương pháp IPD-PWM cho độ méo dạng sóng hài nhỏ nhất, phương pháp POD-PWM có ưu điểm vượt trội vì có thể hạn chế giá trị điện áp Common mode (CMV - Common mode voltage) ở mức thấp nhất, phương pháp điều chế APOD-PWM có chất lượng sóng hài tốt hơn so với POD-PWM nhưng vẫn còn xuất hiện các xung áp CMV cao khi làm việc ở phạm vi điện áp lớn. Kết quả nghiên cứu cho thấy, giải thuật cân bằng áp tụ áp dụng tốt cho cả 3 kỹ thuật IPD-PWM, POD-PWM và APOD-PWM.

1. Giới thiệu

Bộ nghịch lưu có ứng dụng trong nhiều lĩnh vực khác nhau như thiết bị biến đổi năng lượng tái tạo kết nối lưới, bộ nguồn biến đổi nguồn điện áp tần số không đổi, bộ biến tần cho các hệ truyền động điện [1-3]. Do cấu trúc đơn giản và dễ điều khiển, giá thành rẻ, bộ nghịch lưu áp hai bậc được áp dụng phổ biến khắp các lĩnh vực của công nghiệp. Tuy nhiên, khi phát triển bộ nghịch lưu hai bậc cho các nhu cầu thực tế đòi hỏi điện áp cao và tần số đóng ngắt lớn, như các hệ thống truyền động điện công suất lớn, các bộ nguồn chất lượng có yêu cầu độ méo dạng thấp, đặc tính của bộ nghịch lưu hai bậc có nhiều bất lợi như tổn thất chuyển mạch cao, nhiễu điện từ và tổng độ méo dạng hài (THD%) lớn [4]. Bộ nghịch lưu đa bậc được phát triển để khắc phục các vấn đề nêu trên. Trong đó, một cấu hình mới được gọi là bộ nghịch lưu kẹp điểm trung tính lồng nhau (NNPC) đã được đề xuất trong những năm gần đây để sử dụng trong truyền động trung áp [5-7]. So với các cấu hình năm bậc NPC thông thường, cấu hình NNPC năm bậc chỉ cần hai diode mỗi pha thay vì 12 diode mỗi pha của cấu hình NPC [8] và bộ nghịch



Hình 1: Cấu hình nghịch lưu NNPC năm bậc.

lưu NNPC có khả năng cân bằng điện áp trên các tụ DC tốt hơn do tồn tại các trạng thái dư cho phép điều khiển nạp/xả dòng qua tụ bay. So với cấu hình nghịch lưu năm bậc tụ bay cơ bản (FLC - Flying capacitor clamped), cấu trúc nghịch lưu NNPC năm bậc sử dụng ít tụ hơn [9], do đó có thể tiết kiệm linh kiện này và độ phức tạp cho nạp tụ khi khởi động. Do ít tụ bay hơn nên giải thuật cân bằng áp trên các tụ thực hiện được thuận lợi hơn và độ tin cậy của hệ thống được cải thiện. So với các cấu hình nghịch lưu năm bậc dạng Cascade hoặc nghịch lưu cầu H-NPC cân trang bị từ ba đến sáu nguồn áp DC độc lập thì nghịch lưu NNPC chỉ cần một nguồn áp DC [10]. Khác với cấu hình ANPC năm bậc, điện áp stress của các linh kiện bộ nghịch lưu NNPC giống nhau nên thuận tiện cho việc chọn lựa linh kiện và lắp đặt thiết bị [11].

Khi thực hiện điều khiển điều chế PWM các bộ nghịch lưu, điện áp Common mode (CMV - Common mode voltage) xuất hiện có thể gây thiệt hại cho thiết bị và an toàn cho con người. CMV có dạng xung tần số cao và sự thay đổi dv/dt lớn của nó gây ra hai vấn đề chính: hiện tượng ăn mòn bề mặt của các vòng đệm ô bi qua quá trình phóng xạ điện tích trong môi trường điện môi của máy điện, biến đổi nhanh dv/dt tạo dòng rò ở tần số cao gây nhiễu điện từ EMI, có thể gây ra sự cố hoạt động không ổn định hoặc lỗi các thiết bị làm việc gần đó [12]. Do đó, khảo sát đặc tính CMV của các phương pháp PWM là cần thiết, để từ đó có thể chọn lựa phương pháp PWM và hệ thống phần cứng thích hợp.

Ngày nay, đối với các bộ biến đổi công suất lớn, tổn hao và hiệu suất là các tiêu chí quan trọng đánh giá về mặt kỹ thuật. Tổn hao các linh kiện lớn sẽ làm giảm hiệu suất và hiệu quả sử dụng thiết bị. Tổn hao các khóa bán dẫn bộ biến đổi đa bậc chiếm tỉ trọng lớn trong tổn hao hệ thống thiết bị biến đổi công suất. Tổn hao các khóa bán dẫn thường gồm tổn hao của Transistor và tổn hao của Diode, bao gồm tổn hao khi linh kiện dẫn điện (Conduction loss) và tổn hao khi linh kiện đóng/ngắt (Switching loss). Ngày nay, vấn đề tính toán nhiệt khá phức tạp này đã được tích hợp trong các tiện ích của các phần mềm mô phỏng điện tử công suất với độ chính xác cao. Chương trình tính toán sử dụng các đường đặc

tuyến trong Datasheet của linh kiện bán dẫn thực tế lưu trữ trong thư viện nhiệt của phần mềm. Trong nghiên cứu khảo sát hoạt động của bộ biến đổi năm bậc NNPC, phần mềm PLECS sẽ được sử dụng.

Trong bài báo này, phân tích kỹ thuật Sin PWM đa sóng mang với giải thuật cân bằng điện áp các tụ bay bộ nghịch lưu NNPC năm bậc sẽ được nghiên cứu. Ngoài kỹ thuật IPD-PWM như một số tài liệu đã công bố, bài báo này quan tâm khảo sát các kỹ thuật CBPWM sóng mang ngược pha (POD) và kỹ thuật sóng mang ngược pha luân phiên (APOD) [13-14]. Hiệu quả của từng kỹ thuật được kiểm chứng dựa trên chất lượng điện áp và dòng điện ngõ ra (THD%), điện áp Common mode, tổn hao công suất trên các khóa và hiệu suất của bộ chuyển đổi qua mô phỏng bằng phần mềm PLECS. Kết quả thực nghiệm cũng được thực hiện để khẳng định tính đúng đắn của các giải thuật.

2. Phân tích mạch

Hình 1 mô tả sơ đồ bộ nghịch lưu áp NNPC năm bậc mắc vào nguồn điện áp DC không đổi V_{dc} [15]. Cấu hình nhánh nghịch lưu mỗi pha x ($x = a, b, c$) gồm tám khóa bán dẫn $S_{x1}, S_{x2}, S_{x3}, S_{x4}, S_{x5}, S_{x6}, S_{x7}$ và S_{x8} ; hai diode kẹp và ba tụ phân áp C_{x1}, C_{x2}, C_{x3} .

Gọi V_{xz} là điện áp nghịch lưu pha x ; $V_{cx1}, V_{cx2}, V_{cx3}$ là điện áp trên các tụ DC C_{x1}, C_{x2}, C_{x3} . Gọi $S_{x1}, S_{x2}, \dots, S_{x8}$ là trạng thái các khóa bán dẫn với giá trị trạng thái bằng 1 khi khóa dẫn và bằng 0 khi khóa ngắt. Giả sử áp trên các tụ C_{x1} và C_{x2} bằng nhau $V_{cx1} = V_{cx2} = V_{dc}/4$ và áp tụ C_{x3} bằng $V_{cx3} = 3V_{dc}/4$.

Phân tích chi tiết các trạng thái mạch điện cho thấy, điện áp ngõ ra V_{xz} có thể đạt 5 mức điện áp khác nhau từ 12 tổ hợp trạng thái đóng ngắt $S_{x1}, S_{x2}, \dots, S_{x8}$ và sự thay đổi điện áp trên mỗi tụ được thể hiện như trong Bảng 1.

Gọi S_x là hàm trạng thái nhánh pha x :

$$S_x = S_{x1} + S_{x2} + S_{x3} + S_{x4} \quad (1)$$

Bảng 1: Trạng thái khóa bán dẫn ứng với các mức điện áp và trạng thái nạp/xả của các tụ điện.

S_x	V_{xz}	Trường hợp	S_{x1}	S_{x2}	S_{x3}	S_{x4}	S_{x5}	S_{x6}	S_{x7}	S_{x8}	V_{cx1}		V_{cx2}		V_{cx3}		
											$i_x > 0$	$i_x < 0$	$i_x > 0$	$i_x < 0$	$i_x > 0$	$i_x < 0$	
4	$V_{dc}/2$	E	1	1	1	1	0	0	0	0	-	-	-	-	-	-	
3	$V_{dc}/4$	D3	1	1	0	1	1	0	0	0	↑	↓	-	-	-	-	
		D2	0	1	1	1	0	0	0	0	1	-	-	-	-	↓	↑
		D1	1	0	1	1	0	0	0	1	0	↓	↑	↓	↑	↑	↓
2	0	C4	1	1	0	0	1	1	0	0	↑	↓	↑	↓	-	-	
		C3	1	0	0	1	1	0	1	0	-	-	↓	↑	↑	↓	
		C2	0	1	0	1	1	0	0	1	↑	↓	-	-	↓	↑	
		C1	0	0	1	1	0	0	0	1	1	↓	↑	↓	↑	-	-
1	$-V_{dc}/4$	B3	0	0	0	1	1	0	1	1	-	-	↓	↑	-	-	
		B2	1	0	0	0	1	1	1	0	-	-	-	-	↑	↓	
		B1	0	1	0	0	1	1	1	0	1	↑	↓	↑	↓	↓	↑
0	$-V_{dc}/2$	A	0	0	0	0	1	1	1	1	-	-	-	-	-	-	

Lưu ý rằng các khóa còn lại thực hiện kích đóng đối nghịch $S_{x1} + S_{x8} = 1$; $S_{x2} + S_{x7} = 1$; $S_{x3} + S_{x5} = 1$; $S_{x4} + S_{x6} = 1$.

Độ lớn điện áp nghịch lưu ở trạng thái S_x như sau:

$$V_{xz} = S_x \frac{V_{dc}}{4} - \frac{V_{dc}}{2} \quad (2)$$

Điện áp pha tải xác định theo trạng thái đóng ngắt như sau:

$$\begin{aligned} V_a &= \left(\frac{2S_a - S_b - S_c}{3} \right) \cdot \frac{V_{dc}}{4} \\ V_b &= \left(\frac{2S_b - S_c - S_a}{3} \right) \cdot \frac{V_{dc}}{4} \\ V_c &= \left(\frac{2S_c - S_a - S_b}{3} \right) \cdot \frac{V_{dc}}{4} \end{aligned} \quad (3)$$

Điện áp dây được xác định như sau:

$$\begin{aligned} V_{ab} &= V_a - V_b \\ V_{bc} &= V_b - V_c \\ V_{ca} &= V_c - V_a \end{aligned} \quad (4)$$

Điện áp giữa các trung tính tải AC và nguồn DC:

$$V_{com} = (S_a + S_b + S_c) \frac{V_{dc}}{12} - \frac{V_{dc}}{2} \quad (5)$$

Chiều dương dòng điện tụ đi vào cực dương của tụ thì tụ nạp điện, điện áp trên tụ tăng; ngược lại dòng điện tụ âm sẽ xả điện, điện áp trên tụ giảm. Trong Bảng 1, ký hiệu “↓” điện áp trên tụ đang giảm, “↑” điện áp trên tụ đang tăng, “-” điện áp trên tụ không bị ảnh hưởng. Đối với các trường hợp S_x khác nhau sẽ có các trạng thái dư để tạo ra mức điện áp nghịch lưu năm bậc ($-V_{dc}/2$, $-V_{dc}/4$, 0 , $V_{dc}/4$, $V_{dc}/2$). Mỗi trạng thái dư này cung cấp dòng điện nạp và xả cho từng tụ. Dựa vào đặc điểm này, các trạng thái dư có thể được sử dụng để điều khiển cân bằng điện áp trên các tụ điện.

3. Kỹ thuật PWM đa sóng mang

Điều chế bộ nghịch lưu NNPC năm bậc với kỹ thuật Sin PWM và sóng mang dịch mức (Level Shift CBPWM) sẽ cần 4 sóng mang V_{cr1} , V_{cr2} , V_{cr3} , V_{cr4} có biên độ dao động trong các giới hạn lần lượt là (3,4), (2,3), (1,2) và (0,1), xem Hình

2-4. Với 4 sóng mang mô tả ở trên, sóng điều khiển Sin 3 pha có thể biểu diễn theo chỉ số điều chế m như sau:

$$\begin{aligned} V_{aref} &= \frac{4}{\sqrt{3}} m \cos(\omega t) + 2 \\ V_{bref} &= \frac{4}{\sqrt{3}} m \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + 2 \\ V_{cref} &= \frac{4}{\sqrt{3}} m \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + 2 \end{aligned} \quad (6)$$

trong đó: m – chỉ số điều chế (*modulation index*):

$$m = \frac{\sqrt{3}V_{ref}}{V_{dc}}, \quad \left(0 \leq m \leq \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \quad (7)$$

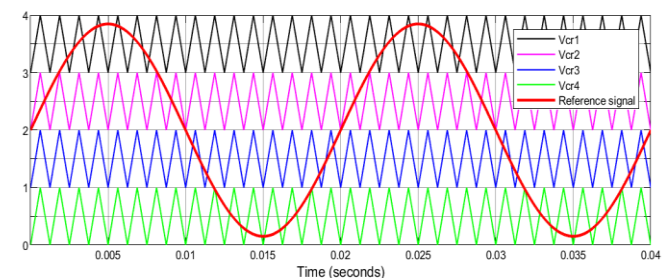
ω – tần số góc cơ bản

Từ đó, giá trị trạng thái đóng ngắt S_x của pha x theo nguyên lý sóng mang sẽ được xác định như sau:

$$\begin{aligned} &\text{if } (V_{xref} \leq V_{cr4}) \rightarrow S_x = 0 \\ &\text{else if } (V_{xref} > V_{cr4} \ \&\& \ V_{xref} \leq V_{cr3}) \rightarrow S_x = 1 \\ &\text{else if } (V_{xref} > V_{cr3} \ \&\& \ V_{xref} \leq V_{cr2}) \rightarrow S_x = 2 \\ &\text{else if } (V_{xref} > V_{cr2} \ \&\& \ V_{xref} \leq V_{cr1}) \rightarrow S_x = 3 \\ &\text{else } S_x = 4 \end{aligned} \quad (8)$$

3.1. Kỹ thuật IPD-PWM

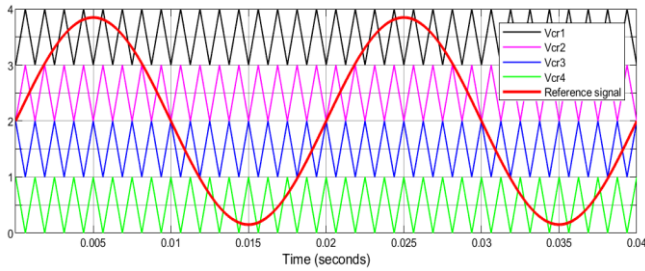
Trong kỹ thuật này, bốn sóng mang V_{cr1} , V_{cr2} , V_{cr3} , V_{cr4} cho bộ nghịch lưu NNPC năm bậc đều cùng độ lớn, cùng pha và được so sánh với một sóng Sin chuẩn như Hình 2. Đây là phương pháp được sử dụng nhiều nhất vì nó cho độ méo dạng hài thấp nhất so với hai phương pháp còn lại.



Hình 2: Kỹ thuật IPD-PWM

3.2. Kỹ thuật POD-PWM

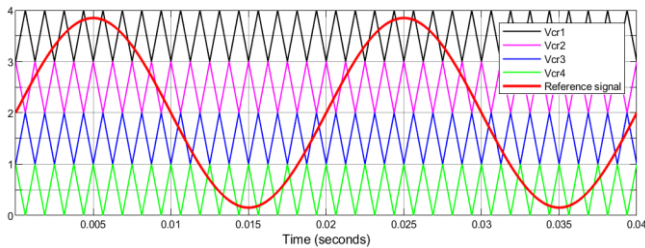
Hình 3 minh họa kỹ thuật đa sóng mang POD, nửa số sóng mang nằm phía trên (V_{cr1} và V_{cr2}) sẽ cùng pha và nửa số sóng mang nằm phía dưới (V_{cr3} và V_{cr4}) sẽ lệch pha 180° .



Hình 3: Kỹ thuật POD-PWM.

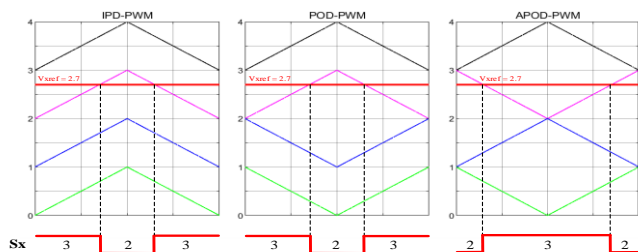
3.3. Kỹ thuật APOD-PWM

Phương pháp điều chế này hoàn toàn khác với hai phương pháp trên, trong đó các sóng mang lệch pha 180° xen kẽ nhau. Kỹ thuật APOD-PWM cho NNPC năm bậc như trong Hình 4, nhóm sóng mang V_{cr1} , V_{cr3} cùng pha và nhóm V_{cr2} , V_{cr4} lệch pha 180° .



Hình 4: Kỹ thuật APOD-PWM.

Từ nguyên lý sắp xếp các sóng mang như trên, Hình 5 minh họa cách tạo ra trạng thái đóng ngắt của pha S_x ($x = a, b, c$) trong các phương pháp PWM truyền thống dùng sóng mang bằng cách so sánh sóng điều chế V_{xref} với 4 sóng mang tam giác. Do phải thực hiện cân bằng điện áp các tụ điện, từ trạng thái S_x thu được, một giải thuật dựa vào chiều dòng điện i_x và điều kiện cần nạp hoặc xả tụ sẽ chọn tổ hợp trạng thái kích các khóa bán dẫn phù hợp để thực hiện cân bằng áp tụ. Ví dụ, từ trạng thái $S_x = 2$ thu được từ kỹ thuật CBPWM trên, giả thiết rằng dòng điện $i_x > 0$ và giá trị điện áp trên tụ C_{x1} đang có sai lệch với giá trị đặt nhiều nhất. Trạng thái C1 theo Bảng 1 sẽ được chọn để phát xung kích cho các khóa.



Hình 5: Xác định S_x (x là pha a, b, c).

4. Cân bằng điện áp tụ điện

Đối với các bộ nghịch lưu đa bậc NPC, việc cân bằng điện áp trên tụ là rất quan trọng. Điện áp trên các tụ C_{x1} , C_{x2} , C_{x3}

được duy trì giữ không đổi theo giá trị đặt nhờ kiểm soát được chiều dòng điện nạp xả tụ i_{cx1} , i_{cx2} và i_{cx3} thích hợp. Từ Bảng trạng thái 1 cho thấy, khi ở trạng thái $S_x = 0$ và $S_x = 4$ sẽ không có dòng điện đi qua các tụ C_{x1} , C_{x2} , C_{x3} . Ngược lại, ở các trạng thái $S_x = 1$, $S_x = 2$ và $S_x = 3$, do có nhiều trạng thái dư nên dòng điện tải có thể dẫn qua các tụ theo cùng chiều hoặc ngược chiều dòng điện tụ bằng cách chọn trạng thái thích hợp. Để minh họa ta theo dõi Bảng 1 và xét yêu cầu chọn trạng thái đóng ngắt từ các tổ hợp kích B1, B2 và B3 để thực hiện áp ngõ ra tương ứng mức $S_x = 1$. Giả sử dòng điện tải dương $i_x > 0$. Rõ ràng, điện áp trên tụ C_{x2} có thể điều khiển tăng lên bằng cách chọn trạng thái dư B1 và giảm xuống bằng áp dụng trạng thái B3. Tương tự, điện áp trên tụ C_{x3} có thể điều chỉnh tăng lên bằng trạng thái B2 hoặc giảm xuống bằng trạng thái B1. Quan sát trạng thái dòng điện qua tụ C_{x1} ta thấy không thể điều khiển giảm điện áp V_{cx1} mà ngược lại áp V_{cx1} duy trì tăng lên. Như vậy, trong thời gian áp nghịch lưu giữ ở giá trị $-V_{dc}/4$ tương ứng $S_x = 1$, điện áp trên tụ C_{x2} và C_{x3} hoàn toàn có thể điều khiển cân bằng và tụ C_{x1} có điện áp tăng liên tục. Cũng từ Bảng 1 ta thấy áp trên tụ C_{x1} có thể điều khiển cân bằng khi $S_x = 2$ hoặc $S_x = 3$. Giải thuật cân bằng điện áp trên 3 tụ có thể thiết kế theo nhiều phương pháp khác nhau. Một phương pháp cân bằng áp tụ đơn giản được đề xuất trong [15] được chọn để sử dụng trong bài báo này.

Theo đó, ví dụ: khi ngõ ra $S_a = 3$ và tụ điện C_{a1} cần được xả, nếu dòng điện i_a dương thì chọn trạng thái D1 để xả cho tụ C_{a1} như Hình 6, nếu dòng điện i_a âm thì chọn trạng thái D3 như Hình 7. Vì vậy, việc kiểm soát chiều dòng điện vào/ra để nạp/xả cho tụ điện sẽ giúp đảm bảo điện áp trên các tụ ít bị sai lệch so với các giá trị mong muốn.

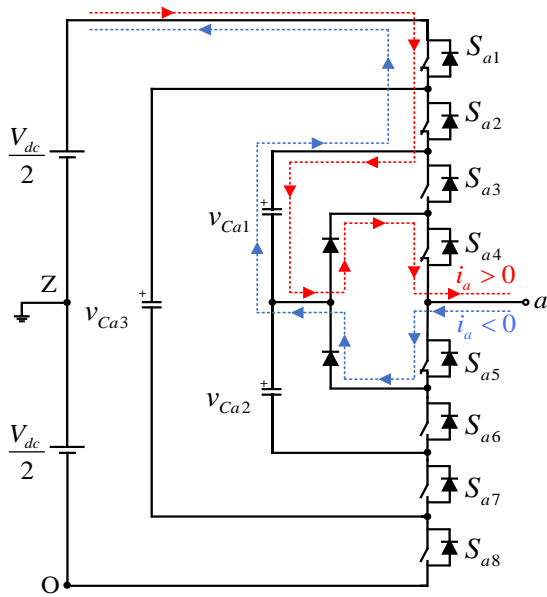
5. Kết quả mô phỏng và thực nghiệm

5.1. Kết quả mô phỏng

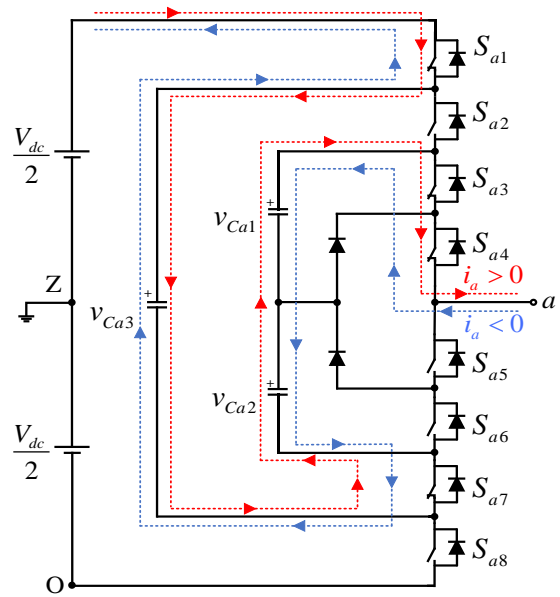
Bộ nghịch lưu NNPC năm bậc dùng kỹ thuật IPD-PWM, POD-PWM và APOD-PWM được mô phỏng bằng phần mềm PLECS với các thông số như Bảng 2.

Thông số	Giá trị
Điện áp DC	1000 V
Tần số cơ bản	50 Hz
Tần số sóng mang	5 kHz
Tụ điện C1, C2, C3	1000 μ F
Điện trở	30 Ω
Cuộn cảm	2.7 mH
Khóa bán dẫn	IGBT20N60H3

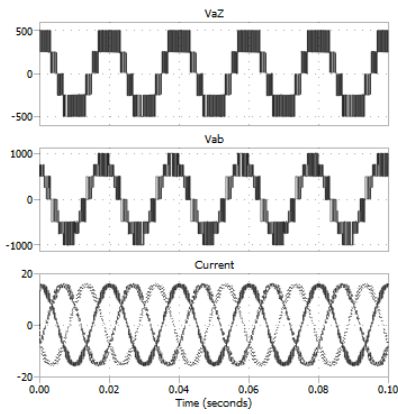
Hình 8 mô tả kết quả mô phỏng điện áp nghịch lưu V_{az} , điện áp dây V_{ab} và dòng điện ba pha i_a , i_b , i_c . Kỹ thuật IPD-PWM, POD-PWM và APOD-PWM đều cho kết quả điện áp nghịch lưu năm bậc và điện áp dây chín bậc phù hợp với bộ nghịch lưu NNPC là nghịch lưu năm bậc khi $m = 0.8$. Độ méo dạng điện áp THDU(IPD) = 17.17%, THDU(POD) = 28.06%, THDU(APOD) = 28.16%. Dòng điện ba pha có dạng hình Sin với độ méo dạng THDI (IPD) = 3.07%, THDI (POD) = 8.04%, THDI (APOD) = 7.97%.



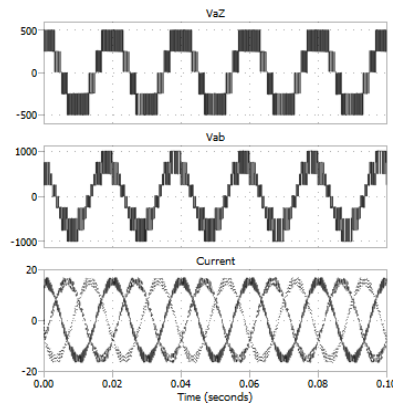
Hình 6: Trường hợp D1.



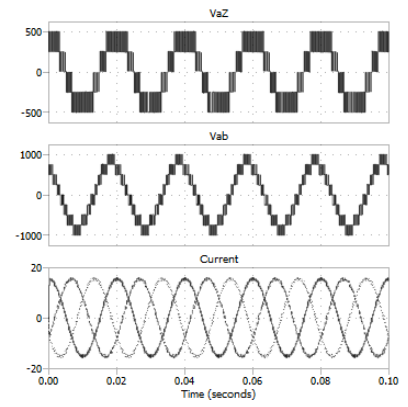
Hình 7: Trường hợp D3



(a)

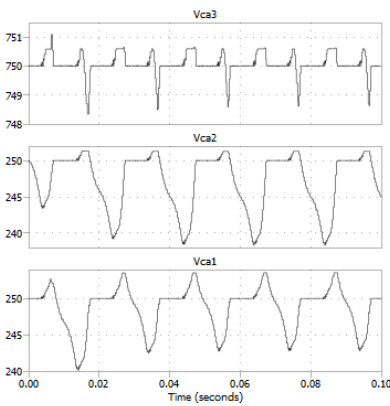


(b)

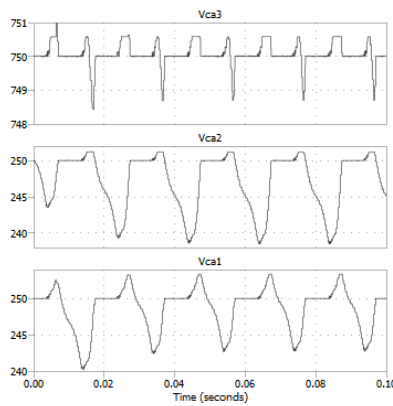


(c)

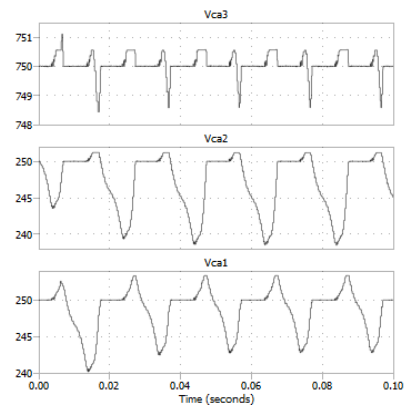
Hình 8: Đồ thị mô phỏng điện áp nghịch lưu V_{aZ} , điện áp dây V_{ab} , dòng pha i_a, i_b, i_c khi $m = 0.8$ cho (a) IPD-PWM (b) POD-PWM (c) APOD-PWM



(a)

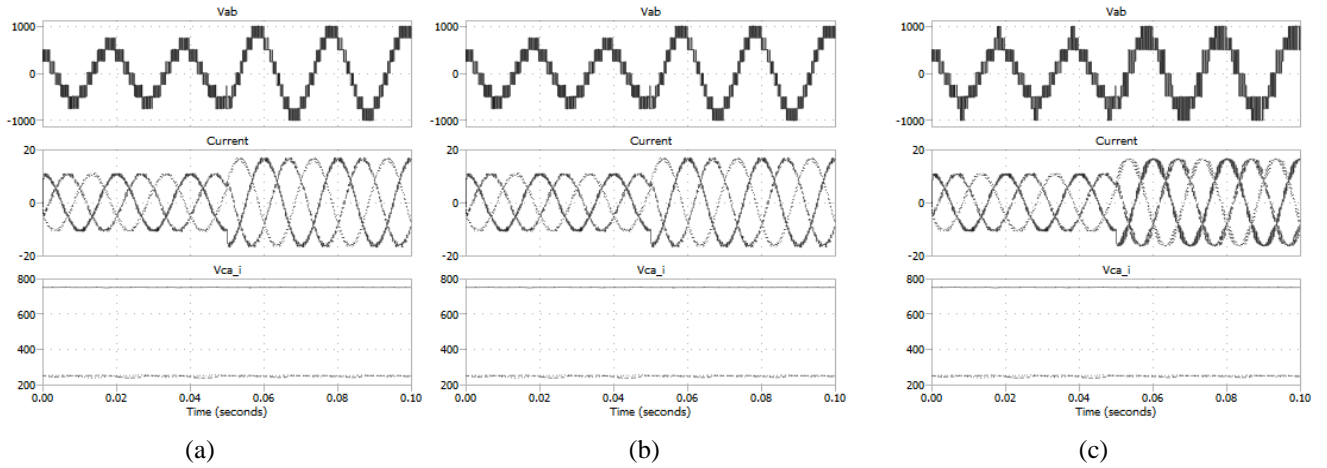


(b)

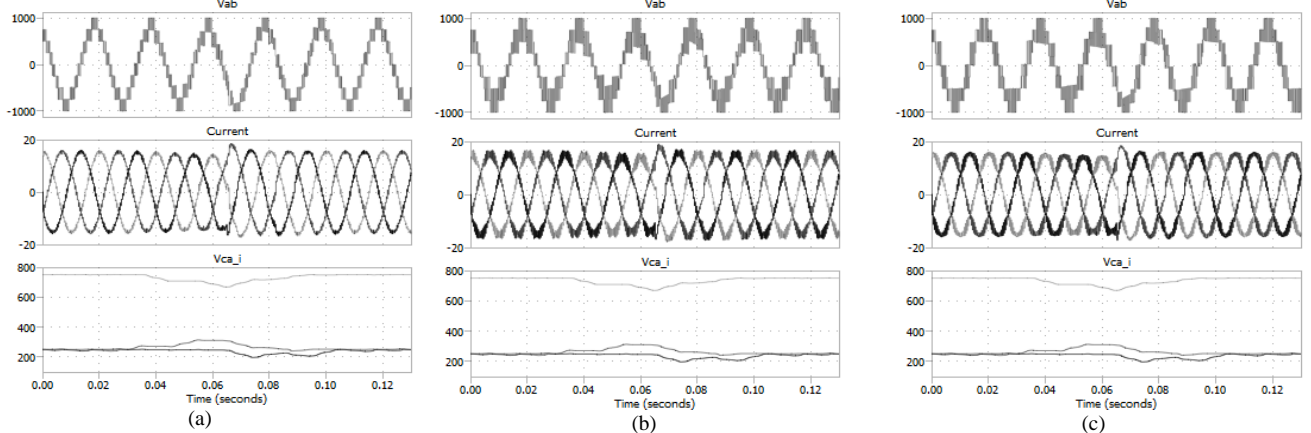


(c)

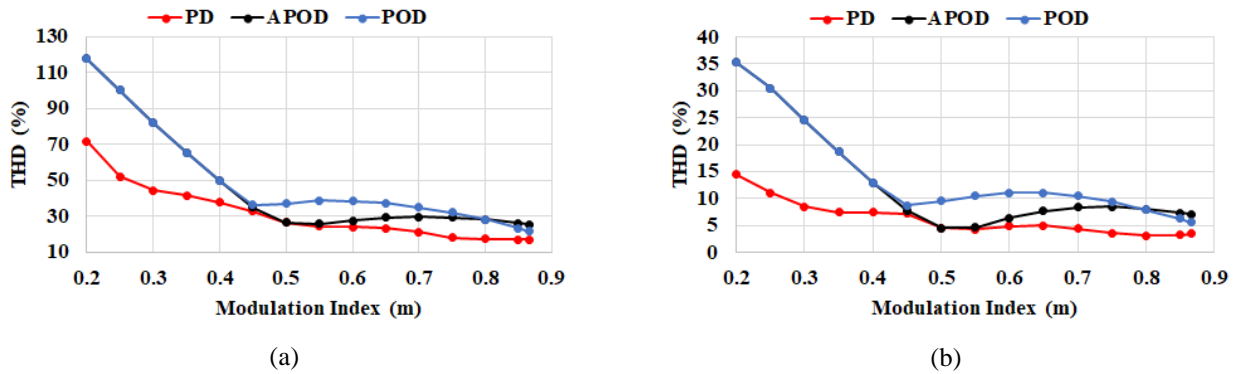
Hình 9: Đồ thị mô phỏng điện áp trên các tụ pha a: $V_{ca1}, V_{ca2}, V_{ca3}$ khi $m = 0.8$ cho (a) IPD-PWM (b) POD-PWM (c) APOD-PWM



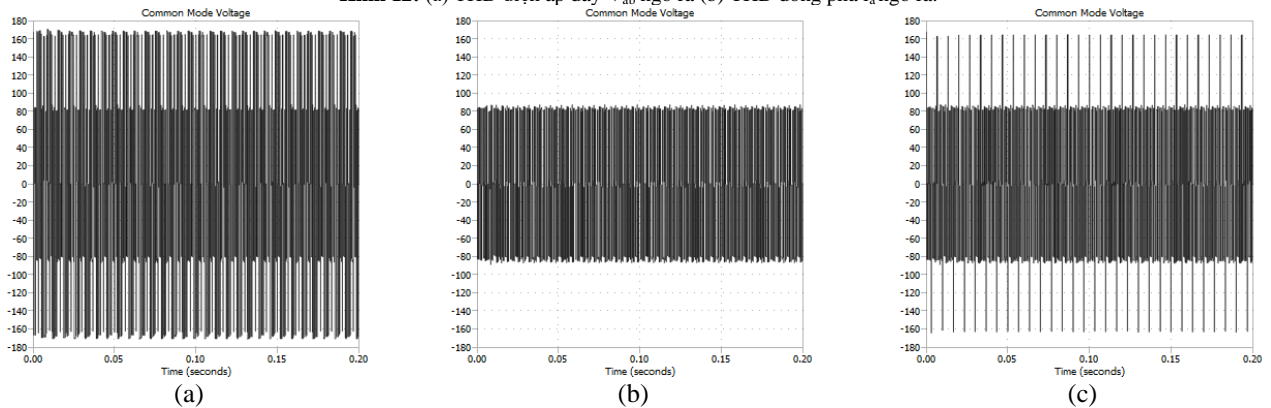
Hình 10: Đồ thị mô phỏng quá trình quá độ điện áp dây V_{ab} , dòng điện tải 3 pha và điện áp các tụ V_{ca1} , V_{ca2} , V_{ca3} khi thay đổi chỉ số điều chế từ $m=0.55$ ($t < 0.05$ s) đến $m = 0.85$ ($t > 0.05$ s) cho (a) IPD-PWM (b) POD-PWM (c) APOD-PWM.



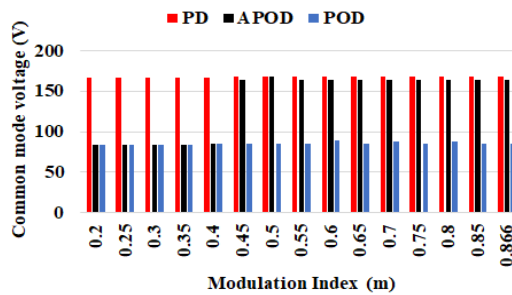
Hình 11: Đồ thị mô phỏng quá trình quá độ điện áp dây V_{ab} , dòng điện tải 3 pha và điện áp các tụ V_{ca1} , V_{ca2} , V_{ca3} khi có và không có áp dụng giải thuật cân bằng áp tụ khi $m = 0.8$ cho (a) IPD-PWM (b) POD-PWM (c) APOD-PWM.



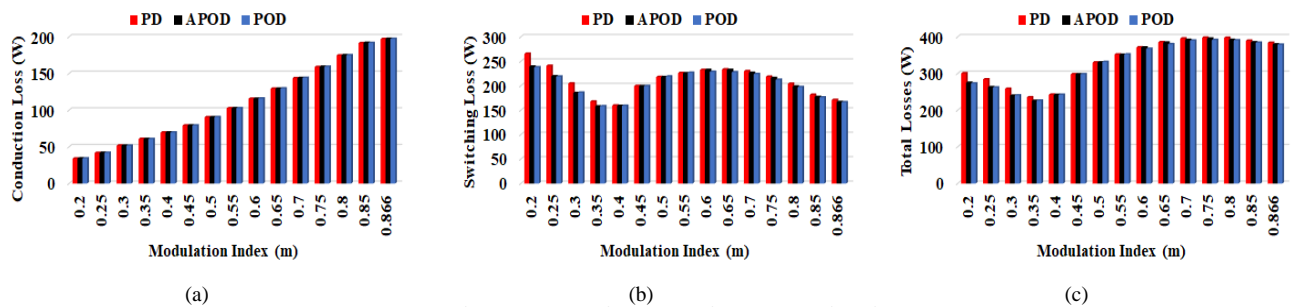
Hình 12: (a) THD điện áp dây V_{ab} ngõ ra (b) THD dòng pha i_a ngõ ra.



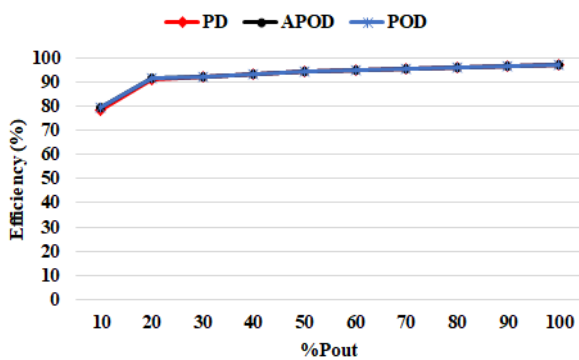
Hình 13: Đồ thị mô phỏng CMV tại $m = 0.8$, $f_o = 50$ Hz, $f_{carrier} = 5$ kHz cho (a) IPD-PWM (b) POD-PWM (c) APOD-PWM.



Hình 14: Biên độ điện áp Common mode theo chỉ số điều chế.



Hình 15: (a) Tổn hao dẫn (b) Tổn hao chuyển mạch (c) Tổng tổn hao.



Hình 16: Hiệu suất của bộ chuyển đổi

Điện áp trên ba tụ điện pha a tại $m = 0.8$ thể hiện trong Hình 9. V_{ca1} và V_{ca2} dao động quanh giá trị $250V$ ($V_{dc}/4$), V_{ca3} dao động quanh giá trị $750V$ ($3V_{dc}/4$) với sai số lớn nhất ở tụ C_{a2} lần lượt là $11.69V$, $11.54V$, $11.51V$, tương ứng 4.67% , 4.61% , 4.60% của cả ba phương pháp.

Quá trình quá độ của điện áp dây V_{ab} , dòng điện tải 3 pha và điện áp trên các tụ V_{ca1} , V_{ca2} , V_{ca3} khi thay đổi chỉ số điều chế từ 0.55 lên 0.8 được mô tả trên Hình 10. Cả ba phương pháp đều cho dòng pha hình Sin có biên độ thay đổi khi thay đổi m . Điện áp trên các tụ điện pha a vẫn duy trì cân bằng ở $V_{dc}/4$ và $3V_{dc}/4$ với sai số không đáng kể.

Hình 11 mô tả đáp ứng quá độ khi thực hiện các kỹ thuật CBPWM có áp dụng và không áp dụng giải thuật cân bằng điện áp các tụ DC lấy ví dụ $m = 0.8$. Ở cả ba kỹ thuật PWM, khi không được cân bằng ($0.03s < t < 0.065s$), độ lệch điện áp trên tụ lớn dần dẫn đến điện áp dây V_{ab} méo dạng và dòng điện ba pha ngõ ra không Sin; khi áp dụng chương trình điều khiển cân bằng áp tụ, các tụ dao động nhỏ xung quanh $V_{ca1-ref} = V_{ca2-ref} = 250V$ và $V_{ca3-ref} = 750V$ ($V_{dc} = 1000V$).

THD% điện áp dây V_{ab} và dòng điện pha i_a biến thiên theo chỉ số điều chế m được thể hiện trong Hình 12. IPD-PWM có đặc tính THDU và THDI tốt nhất so với hai phương pháp còn lại, với hệ số THDU = 17.02% và THDI = 3.45% khi

$m = 0.866$. APOD-PWM thể hiện chất lượng méo dạng sóng hài khá tốt khi các giá trị THDU và THDI của nó nằm giữa các giới hạn cho bởi hai phương pháp IPD và POD. Ở trong vùng chỉ số điều chế $0.45 < m < 0.55$, APOD-PWM đạt chỉ số méo dạng gần bằng IPD-PWM.

Hình 13 mô tả kết quả mô phỏng CMV của các phương pháp CBPWM khi $m = 0.8$. Kết quả cho thấy IPD-PWM ở Hình 13a chịu tác dụng CMV lớn trong từng chu kỳ sóng mang, và đạt các giá trị $\pm 168.6V$. POD-PWM có ưu điểm loại bỏ các xung áp CMV lớn và duy trì áp CMV không vượt quá $87.35V$ như trên Hình 13b. Đồ thị áp CMV của phương pháp APOD trên Hình 13c cho thấy xung áp CMV giảm rõ rệt so với phương pháp IPD, tuy nhiên xung áp CMV lớn bằng $164.34V$ vẫn xuất hiện ở một số vị trí trong chu kỳ áp tải.

Kết quả khảo sát chi tiết CMV trong toàn vùng chỉ số điều chế mô tả trên Hình 14 cho thấy biên độ áp CMV của phương pháp POD trong toàn phạm vi làm việc ở mức thấp là $83.58V$, trong khi phương pháp APOD xuất hiện một số xung áp CMV lớn $164.61V$ khi chỉ số điều chế lớn hơn $m > 0.45$. Từ nguyên lý các phương pháp sóng mang mô tả trên các Hình 2-4 có thể giải thích được đáp ứng điện áp tải, áp CMV và dòng điện giống nhau của 2 phương pháp POD và APOD khi $m < 0.433$.

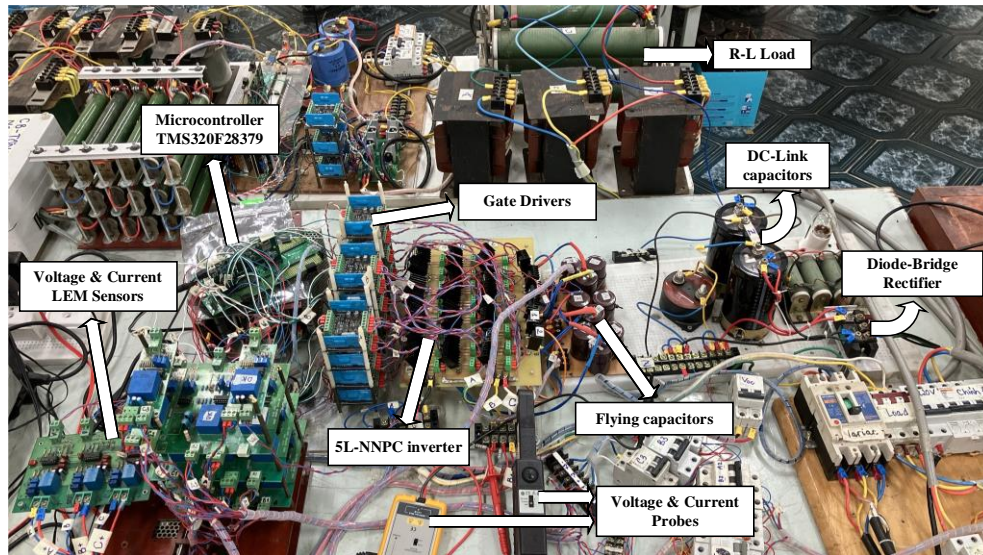
Biểu đồ Hình 15 mô tả tổn hao dẫn, tổn hao chuyển mạch và tổng tổn hao trong mạch (W). Hiệu suất của bộ nghịch lưu theo $\%P_{out}$ sẽ thay đổi như trong Hình 16, tổn hao trong mạch và hiệu suất của bộ chuyển đổi ở ba kỹ thuật PWM gần như nhau, hiệu suất khoảng 97% khi hoạt động ở $100\%P_{out}$ và giảm nhanh khi hoạt động ở $\%P_{out}$ càng thấp. Khi hoạt động ở $10\%P_{out}$ thì hiệu suất chỉ còn khoảng 78% .

5.2. Kết quả thực nghiệm

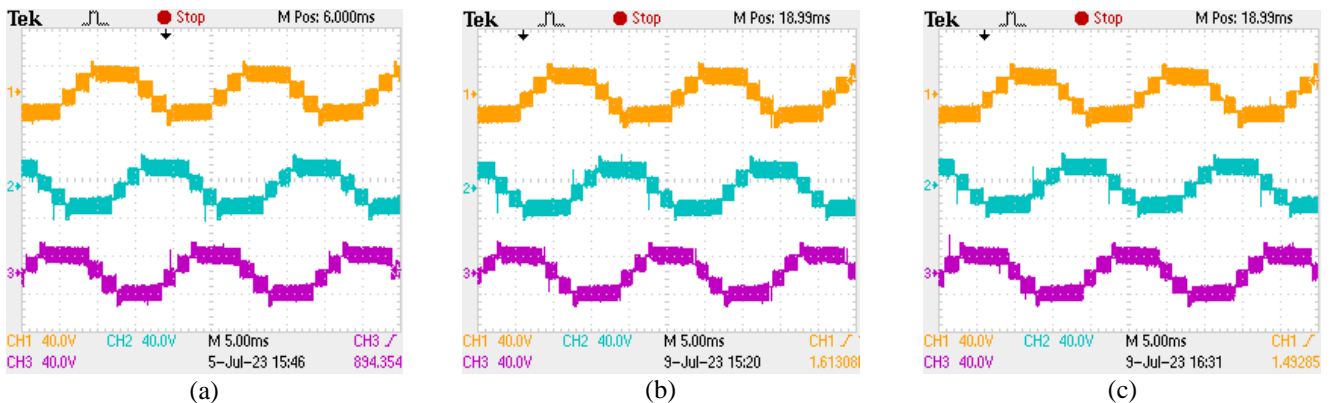
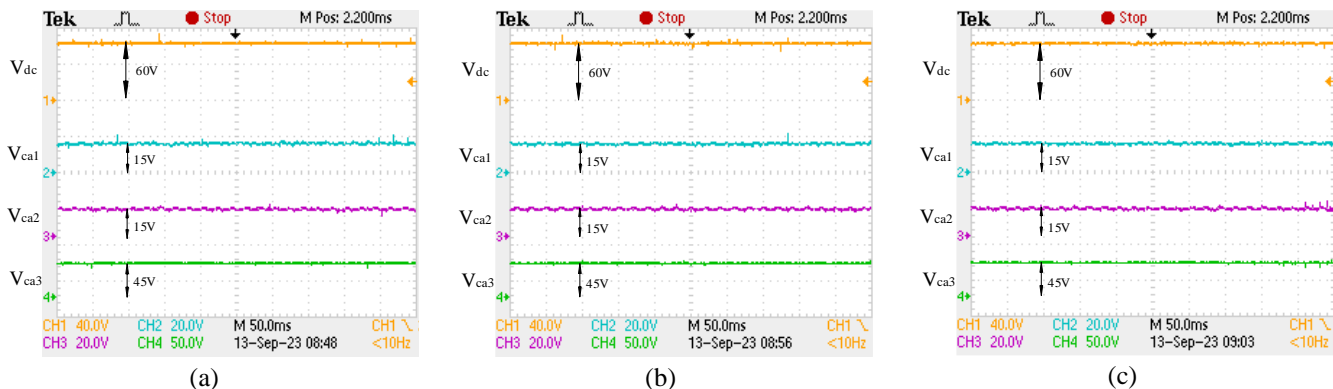
Bộ nghịch lưu NNPC ba pha năm bậc được quả kiểm chứng trên mô hình thực nghiệm công suất nhỏ như Hình 17 với các thông số như Bảng 3.

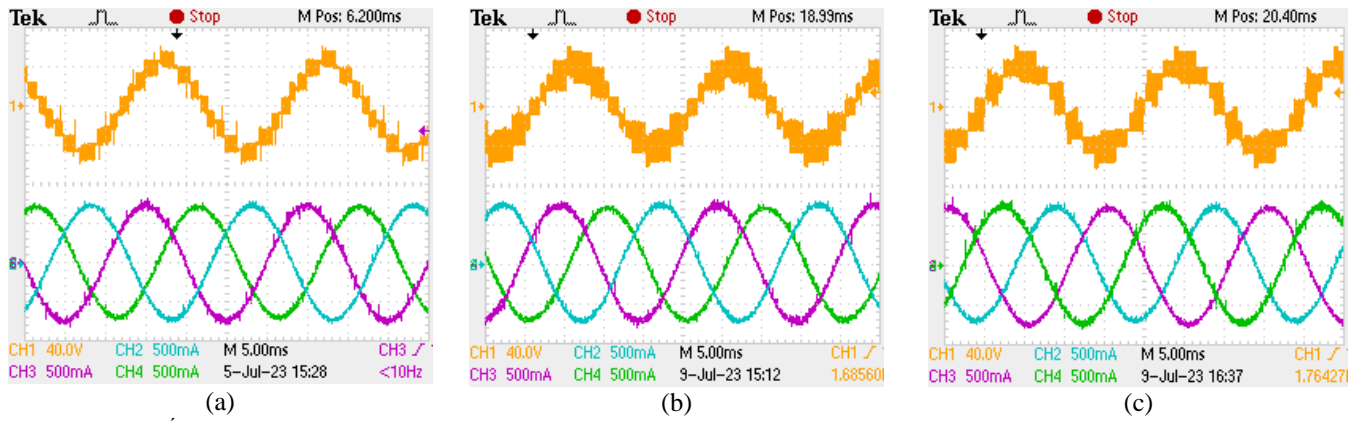
Bảng 3: Thông số thực nghiệm

Thông số	Giá trị
Điện áp DC	60 V
Tần số cơ bản	50 Hz
Tần số sóng mang	5 kHz
Tụ điện C1, C2, C3	1000 μ F
Điện trở	16.6 Ω
Cuộn cảm	120 mH
Khóa bán dẫn	FGA25N120

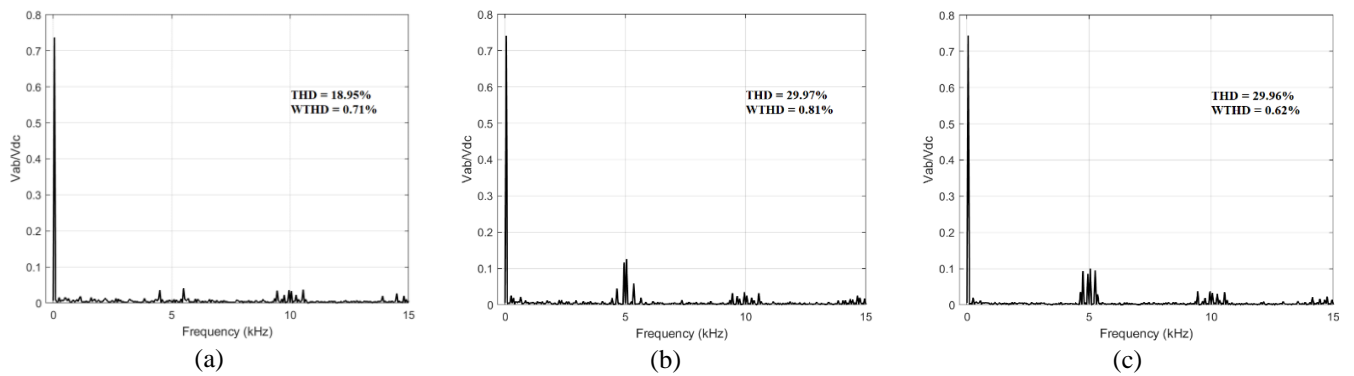


Hình 17: Mô hình thực nghiệm cho bộ nghịch lưu NNPC ba pha năm bậc.

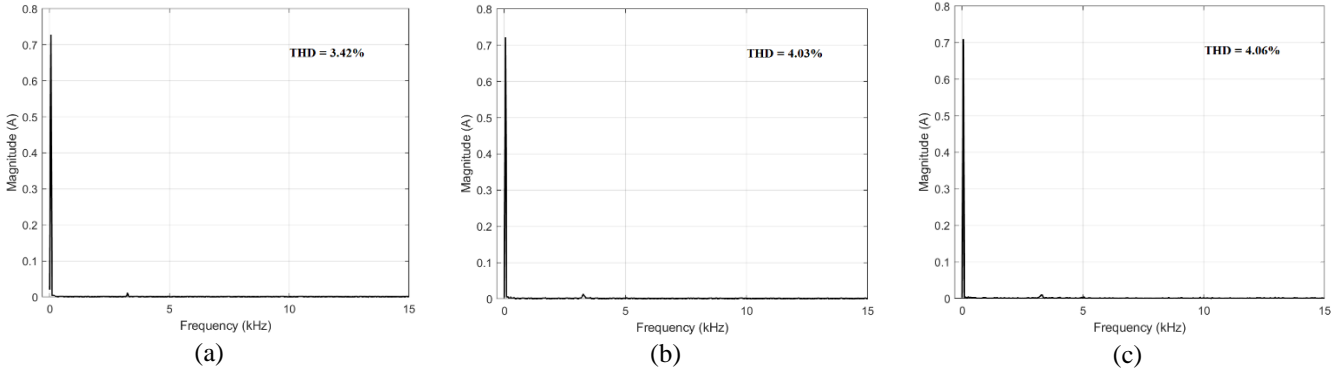
Hình 18: Kết quả thực nghiệm V_{uz} , V_{bz} , V_{cz} khi $m = 0.8$ cho (a) IPD-PWM (b) POD-PWM (c) APOD-PWM (Y-axis: 40V/div, X-axis: 5ms/div).Hình 19: Kết quả thực nghiệm điện áp các tụ pha a khi $m = 0.8$ cho (a) IPD-PWM (b) POD-PWM (c) APOD-PWM (X-axis: 50ms/div)



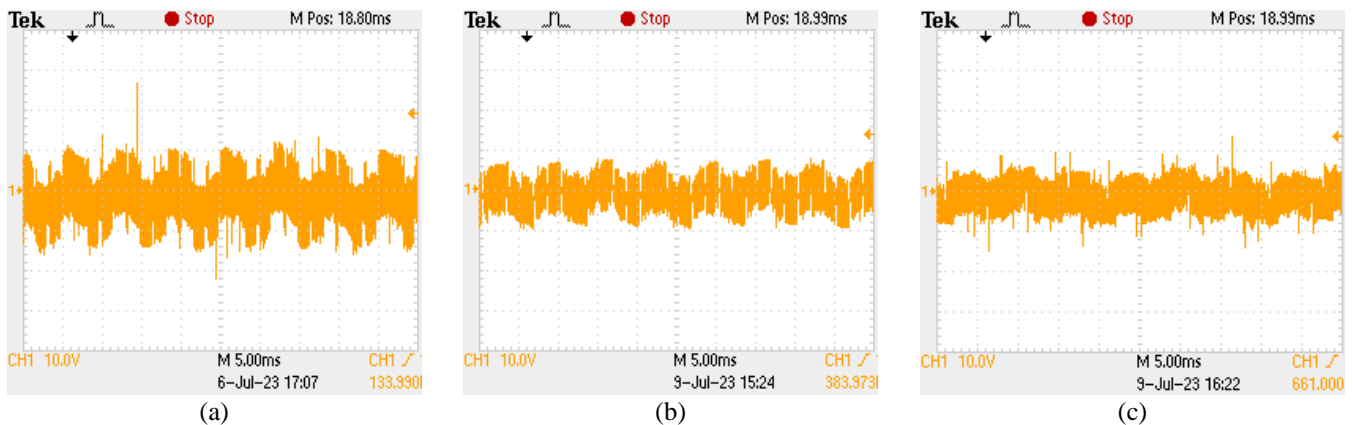
Hình 20: Kết quả thực nghiệm V_{ab} , i_a , i_b , i_c khi $m = 0.8$ cho (a) IPD-PWM (b) POD-PWM (c) APOD-PWM (Y-axis: 40V/div, X-axis: 5ms/div).



Hình 21: Kết quả phân tích phổ FFT điện áp dây V_{ab} thực nghiệm khi $m = 0.8$ cho (a) IPD-PWM (b) POD-PWM (c) APOD-PWM.



Hình 22: Kết quả phân tích phổ FFT dòng điện pha i_a thực nghiệm khi $m = 0.8$ cho (a) IPD-PWM (b) POD-PWM (c) APOD-PWM.



Hình 23: Kết quả thực nghiệm CMV khi $m = 0.8$ cho (a) IPD-PWM (b) POD-PWM (c) APOD-PWM (Y-axis: 10V/div, X-axis: 5ms/div)

Bảng 4: Kết quả so sánh của các kỹ thuật PID, POD, APOD tại $m = 0.8$ theo thông số Bảng 3 khi (a) Mô phỏng (b) Thực nghiệm.

	(a) Mô phỏng			(b) Thực nghiệm		
	IPD-PWM	POD-PWM	APOD-PWM	IPD-PWM	POD-PWM	APOD-PWM
THD Vab	17.44%	28.59%	28.48%	18.95%	29.97%	29.96%
THD ia	1.44%	3.22%	3.25%	3.42%	4.03%	4.06%
Biên độ CMV	10V	5V	10V	10V	5V	10V

Hình 18 là kết quả trên mô hình thực nghiệm điện áp nghịch lưu V_{aZ} , V_{bZ} , V_{cZ} có năm bậc. Hình 19 thể hiện kết quả thực nghiệm điện áp các tụ pha a là V_{ca1} , V_{ca2} và V_{ca3} khi có áp dụng giải thuật cân bằng áp tụ được trình bày trong tài liệu [15], điện áp trên tụ C_{a1} và C_{a2} dao động xung quanh giá trị 15V, áp tụ C_{a3} dao động xung quanh giá trị 45V (tương ứng $V_{dc} = 60V$). Hình 20 mô tả điện áp dây V_{ab} có chín bậc, dòng điện ba pha có hình Sin lệch pha nhau 120° ở chỉ số điều chế $m = 0.8$ của ba phương pháp PD-PWM, POD-PWM, APOD-PWM. Các kết quả thực nghiệm hoàn toàn phù hợp với kết quả mô phỏng mặc dù có chút dao động ở điện áp và dòng điện do sự nhấp nhô điện áp khi tụ điện nạp xả.

Hình 21 và Hình 22 là phân tích phổ FFT điện áp dây V_{ab} và dòng điện pha i_a của kết quả thực nghiệm khi $m = 0.8$. Theo như mô phỏng, phương pháp bố trí các sóng mang đa bậc cùng pha PD-PWM cho độ méo dạng áp dây và dòng pha nhỏ nhất với THDU = 18.95%, THDI = 3.42%; hai phương pháp còn lại cho kết quả gần bằng nhau tương ứng với THDU = 29.97%, THDI = 4.03% của POD-PWM và THDU = 29.96%, THDI = 4.06% của APOD-PWM.

Hình 23 là kết quả thực nghiệm CMV khi $m = 0.8$, có thể thấy PD-PWM như Hình 23a có CMV lớn nhất và đạt đỉnh tại các giá trị $\pm V_{dc}/6 = 10V$. Phương pháp POD có ưu điểm loại bỏ các xung CMV lớn và duy trì CMV không vượt quá $V_{dc}/12 = 5V$ như trên Hình 23b. CMV của phương pháp APOD trên Hình 23c đã giảm so với IPD, nhưng vẫn còn một số xung CMV lớn bằng $V_{dc}/6 = 10V$ xuất hiện. Do cấu hình có nhiều tụ nên sự dao động điện áp trên các tụ cũng gây ra CMV lớn bất thường ở một số vị trí trong chu kỳ áp tải của cả ba phương pháp.

Bảng 4 so sánh kết quả mô phỏng và thực nghiệm theo thông số Bảng 3 của các kỹ thuật IPD-PWM, POD-PWM và APOD-PWM về độ méo dạng điện áp dây, độ méo dạng dòng pha và biên độ điện áp Common mode ở $m = 0.8$. Các kết quả gần như nhau ở mô phỏng và thực nghiệm.

6. Kết luận

Bài báo này trình bày các phương pháp điều chế độ rộng xung PWM đa sóng mang dựa trên sóng Sin bao gồm IPD-PWM, POD-PWM và APOD-PWM cho bộ nghịch lưu ba pha NNPC năm bậc, được kiểm chứng thông qua mô phỏng bằng phần mềm PLECS và đo đạc trên mô hình thực nghiệm. Thuật toán cân bằng áp tụ cho từng kỹ thuật điều chế giúp giảm chênh lệch điện áp trên các tụ được thiết kế

dựa vào các trạng thái đóng ngắt dư của điện áp nhánh. Kết quả cho thấy trong ba phương pháp bố trí sóng mang, phương pháp IPD-PWM phù hợp cho các yêu cầu đòi hỏi điện áp ngõ ra và dòng điện ngõ ra có độ méo dạng thấp trong vùng chỉ số điều chế $m < 0.866$, nếu ứng dụng thực tế có yêu cầu giảm THD% nhưng không quan trọng điện áp Common mode và dòng rò thì có thể sử dụng phương pháp này kèm các thiết bị như máy biến áp cách ly, bộ lọc,...; POD-PWM có ưu điểm làm giảm CMV tốt nhất trong vùng chỉ số điều chế $m < 0.866$, từ đó giúp bảo vệ thiết bị và tăng tuổi thọ, giảm nhiễu điện từ (EMI) và đảm bảo an toàn cho con người, phương pháp này phù hợp cho các hệ thống không yêu cầu độ méo dạng điện áp và dòng điện nhỏ, phù hợp cho các ứng dụng điều khiển động cơ, năng lượng mặt trời kết nối lưới,...; phương pháp APOD-PWM làm giảm một số xung CMV lớn khi chỉ số điều chế nhỏ hơn $m < 0.433$, trong vùng $0.45 < m < 0.55$, APOD-PWM cho méo dạng điện áp và dòng điện gần bằng IPD-PWM. Tổn hao dẫn, tổn hao chuyển mạch và hiệu suất của bộ chuyển đổi gần như nhau ở cả ba phương pháp điều chế.

Lời cảm ơn

Nghiên cứu này được tài trợ bởi Quỹ Phát triển khoa học và Công nghệ Quốc gia (NAFOSTED) trong đề tài mã số 103.99-2019.369.

Tài liệu tham khảo

- [1] S. Mariethoz, "Systematic Design of High-Performance Hybrid Cascaded Multilevel Inverters With Active Voltage Balance and Minimum Switching Losses," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 7, pp. 3100-3113, 2013.
- [2] K. Kim, H. Cha, and H. Kim, "A New Single-Phase Switched-Coupled-Inductor DC-AC Inverter for Photovoltaic Systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 7, pp. 5016-5022, 2017.
- [3] Mustafa İNCİ, "Performance Evaluation of Multi-carrier PWM Techniques: IPD, POD and APOD," *International Journal of Applied Mathematics Electronics and Computers (IJAMEC)*, vol. 7, no. 2, pp. 38-43, 2019.
- [4] D. R. Joca, L. H. S. C. Barreto, D. d. S. Oliveira, P. P. Praça, R. N. A. L. Silva, and G. A. L. Henn, "THD analysis of a modulation technique applied for THD reduction," *Brazilian Power Electronics Conference, Gramado, Brazil 2013*, pp. 177-182.
- [5] M. Narimani, B. Wu, G. Cheng, and N. Zargari, "A New Nested Neutral Point-Clamped (NNPC) Converter for Medium-Voltage (MV) Power Conversion," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 12, pp. 6375-6382, 2014.

- [6] A. Dekka and M. Narimani, "Model predictive control of a five-level nested neutral point clamped converter," in 2018 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), Feb 2018, pp. 759–763.
- [7] Kai Tian, Bin Wu, Mehdi Narimani, Dewei Xu, Zhongyuan Cheng, Navid Reza Zargari, "A Capacitor Voltage-Balancing Method for Nested Neutral Point Clamped (NNPC) Inverter", IEEE Trans. Power Electron., vol. 31, no. 3, pp. 2575–2583, 2016.
- [8] M. Saedifard, R. Iravani, and J. Pou, "Analysis and Control of DC-Capacitor-Voltage-Drift Phenomenon of a Passive Front-End Five-Level Converter," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 54, no. 6, pp. 3255–3266, 2007.
- [9] A. Shukla, A. Ghosh, and A. Joshi, "Improved Multilevel Hysteresis Current Regulation and Capacitor Voltage Balancing Schemes for Flying Capacitor Multilevel Inverter," IEEE Trans. Power Electron., vol. 23, no. 2, pp. 518–528, 2008.
- [10] Z. Lan, C. Li, Y. Li, G. Ge, C. Wang, W. Duan, and Q. Yang, "Investigation on IGCT-based five-level NPC/H-bridge high power converter," 2013 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), pp. 1666–1669, 2013.
- [11] B. Wu and M. Narimani, High-power converters and AC drives. John Wiley & Sons, 2017.
- [12] H. Prashad, "Theoretical analysis of capacitive effect of roller bearings on repeated starts and stops of a machine under influence of shaft voltages," J. Tribology, Jan. 1991.
- [13] Y. Babkrani, A. Naddami, S. Hayani, M. Hilal, and A. Fahli, "Simulation of Cascaded H - Bridge Multilevel Inverter with Several Multicarrier Waveforms and Implemented with IPD, POD and APOD Techniques," International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC), Tangier, Morocco, 2017, pp. 1-6.
- [14] S. B. Student, D. Joshi, M. Singh, and R. Sharma, "Evaluation of modulation strategies for PV fed DCMLIs and its application to dynamic load," International Conference on Power, Control and Embedded Systems (ICPCES), Allahabad, India, 2014, pp. 1-6.
- [15] M. Narimani, B. Wu, and N. R. Zargari, "A novel five-level voltage source inverter with sinusoidal pulse width modulator for medium-voltage applications," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, no. 3, pp. 1959–1967, Mar. 2016

Xác định hướng của người cho hệ thống Robot di động hỗ trợ người khiếm thị di chuyển trong nhà

Human Direction Determination for Visually Impaired Support Indoor Mobile Robot

Tổng Thị Lý¹, Lương Thanh Tuấn², Trần Minh Quang², Hoàng Kim Nga², Đỗ Trọng Hiếu^{2*},
 Dương Minh Đức²

¹Đại học Công nghiệp Hà Nội,

²Đại học Bách khoa Hà Nội

*Corresponding author's email: hieu.dotrong@hust.edu.vn

Abstract

Independent mobility is an essential part of the daily life of many visually impaired individuals. To assist them in navigation and improve their quality of life, various designs have been developed, including portable devices such as electronic canes, navigation suitcases, and guided robotic dogs. However, when it comes to indoor environments, constantly carrying an object alongside is not practical. Therefore, there have been numerous studies on mobile robot systems for navigation and assistance in indoor environments. One of the requirements for such a non-contact robot system is to determine the direction of the visually impaired individual to provide accurate assistance. This article focuses on developing algorithms for determining the direction of the object that needs assistance in indoor environments. The object's information is collected using a 3D camera, and then techniques such as object tracking, skeleton framework construction, and Gaussian filtering of depth images are used to calculate the object's direction angle. The proposed algorithm was tested with a representative sample of visually impaired individuals in a laboratory setting. The results showed high accuracy for static objects and acceptable performance for dynamic objects. This forms the basis for applying this algorithm to mobile robot systems that assist visually impaired individuals.

Keywords: Visual Impaired, Mobile Robot, Object Tracking, Pose Estimation, Gauss Filter.

Tóm tắt

Việc di chuyển độc lập là một phần không thể thiếu trong cuộc sống hàng ngày của nhiều người khiếm thị. Để giúp người khiếm thị điều hướng, cải thiện chất lượng cuộc sống, đã có những thiết kế không chỉ ở dạng mang theo như gậy điện tử và vali dẫn đường, chó robot. Tuy nhiên, với môi trường trong nhà, việc luôn phải mang theo một vật bên cạnh sẽ thực sự không phù hợp, vì thế đã có nhiều nghiên cứu về các rô bốt di động điều hướng và hỗ trợ họ trong môi trường trong nhà. Một trong những yêu cầu của hệ thống robot không tiếp xúc này là cần xác định hướng của người khiếm thị để ra được các hỗ trợ chính xác. Bài báo tập trung vào việc phát triển các thuật toán xác định hướng đối tượng cần hỗ trợ di chuyển trong môi trường trong nhà. Các thông tin của đối tượng được thu thập bằng camera 3D, sau đó các kỹ thuật bám đối tượng, xây dựng khung xương kết hợp với bộ lọc Gauss lọc ảnh độ sâu được sử dụng để tính toán ra góc hướng của đối tượng. Thuật toán đề xuất đã được thử nghiệm với tập mẫu đại diện cho người khiếm thị trong phòng thí nghiệm. Các kết quả thu được cho thấy thuật toán đem lại độ chính xác cao với đối tượng tĩnh và chấp nhận được với đối tượng động. Đây là cơ sở để cho phép ứng dụng thuật toán này cho hệ thống robot di động trợ giúp người khiếm thị.

1. Giới thiệu

Những người bị khuyết tật thị giác, mất khả năng cảm nhận thị giác một phần hoặc toàn phần luôn đối mặt với những thách thức lớn trong việc di chuyển và tương tác trong môi trường xung quanh. Theo Tổ chức y tế thế giới (WHO), trên toàn cầu hiện có khoảng 314 triệu người mù hoặc có thị lực yếu, trong đó có khoảng 45 triệu người mù. Người trên 50 tuổi chiếm tỷ lệ 80% trong số này, và có tới 90% người mù sống ở các nước nghèo và đang phát triển, nơi mà việc tiếp cận dịch vụ y tế gặp khó khăn [1]. Do đó, vấn đề hỗ trợ người khiếm thị trong các công việc di chuyển sinh hoạt hàng ngày luôn thu hút các nỗ lực của các nhà khoa học. Đã có nhiều nghiên cứu đã phát triển các sản phẩm hỗ trợ để giúp người khiếm thị trong quá trình di chuyển, chủ yếu tập trung vào việc thu thập thông tin về môi trường xung quanh và hỗ trợ người khiếm thị trong việc ra quyết định di chuyển và tránh va chạm với các vật thể [2]. Các công cụ này thường được phân loại thành hai nhóm chính là "định hướng" hay còn gọi là "tìm đường", và nhóm phát hiện và tránh các chướng ngại vật gần đó gọi là "di chuyển" [3]. Các công cụ này có thể sử dụng công nghệ định vị như GPS để xác định vị trí hiện tại của người khiếm thị và

cung cấp hướng dẫn chi tiết để đi đến được đích đến mong muốn. Các công cụ xử lý ảnh cũng được sử dụng rất rộng rãi trong việc nhận biết môi trường xung quanh để từ đó đưa ra các khuyến cáo hay chỉ dẫn cho người khiếm thị [4], [5].

Trong nhiều thập kỷ qua, gậy dò đường và chó dẫn đường là những cách thức rất phổ biến mà người mù đã sử dụng để có thể tự đi lại trong cuộc sống hàng ngày. Vì lý do đó, các nghiên cứu cho người khiếm thị cũng tập trung vào xây dựng các loại gậy dẫn đường điện tử hoặc robot chó dẫn đường [6-8]. Gậy dẫn đường cung cấp cho người dùng thông tin về môi trường xung quanh thông qua giác quan xúc giác, giúp họ khám phá và phát hiện các chướng ngại vật trên mặt đất như đồ đạc, bậc thang, ...[6], [7]. Chó dẫn đường có khả năng hướng dẫn con người đi qua các không gian hẹp và lộn xộn, mang lại lợi ích lớn cho người khiếm thị [8]. Các sản phẩm trên hầu hết chỉ xét đến tương tác một chiều giữa đối tượng và robot, nghĩa là robot chủ yếu đo lường và thu thập các thông tin môi trường mà không thu thập thông tin của đối tượng. Thêm vào đó, các nghiên cứu và sản phẩm hiện có đối với người khiếm thị trong việc di chuyển thường yêu cầu người dùng phải tương tác với thiết bị đó như mang theo các thiết bị cầm nắm các thiết bị. Điều này tạo ra khó khăn cho người khiếm thị trong cuộc sống hàng ngày, đặc biệt là trong môi trường trong nhà [9], [10]. Thêm vào đó, các đối tượng khác khi di chuyển trong cùng một không gian với người khiếm thị cũng có thể bị cản trở bởi các thiết bị này.

Robot di động với các trang bị cảm biến cần thiết ngày nay có thể di chuyển mọi vị trí trong môi trường hoạt động của nó, tự xác định vị trí và lập kế hoạch đi giữa các vị trí bằng thuật toán SLAM (Simultaneous Localization And Mapping) [11]. Robot di động có thể thu thập thông tin không chỉ về môi trường xung quanh mà còn về các đối tượng, từ đó cung cấp các chỉ dẫn nhanh chóng và chính xác, hướng dẫn người khiếm thị điều hướng và tương tác với các vật thể trong khoảng cách nhỏ, đáp ứng một cách linh hoạt. Robot di động vì vậy có thể cung cấp hướng dẫn chi tiết cho người khiếm thị, bao gồm thông báo khi cần rẽ trái hoặc rẽ phải, và đưa ra chỉ dẫn đến các địa điểm cụ thể [12]. Các kết quả nghiên cứu và thử nghiệm đã cho thấy robot điều hướng di động có khả năng hỗ trợ hiệu quả cho việc di chuyển độc lập của người khiếm thị trong môi trường thực tế [13]. Tuy nhiên, tương tự như gậy điện tử và chó robot, người dùng cần tương tác trực tiếp với robot di động để nhận được sự trợ giúp. Điều này trong nhiều trường hợp gây chiếm dụng không gian và cản trở sự di chuyển của các đối tượng khác trong cùng một không gian hoạt động.

Để khắc phục nhược điểm nói trên của hệ thống robot di động hỗ trợ người khiếm thị, một hệ thống không yêu cầu tiếp xúc trực tiếp giữa robot và người dùng cần được phát triển. Và trong hệ thống này tương tác hai chiều giữa robot và người khiếm thị cần phải được thiết lập. Robot hướng dẫn người di chuyển đồng thời phải nắm được phương hướng di chuyển thực tế của người khiếm thị.

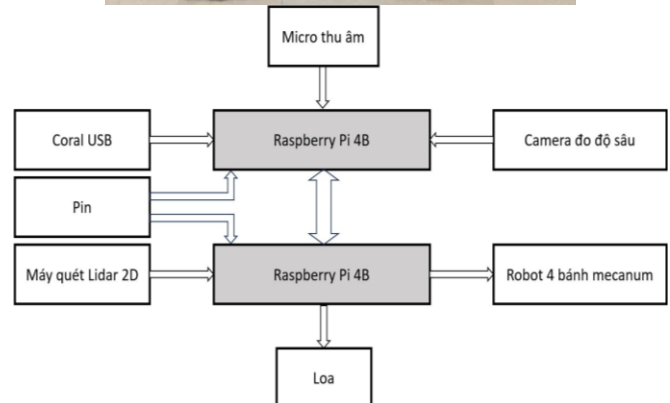
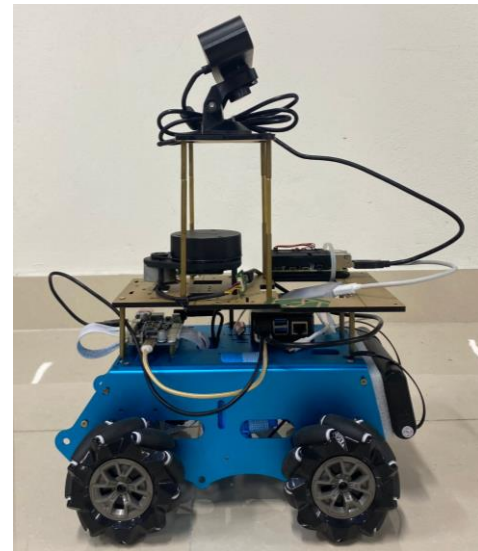
Bài báo này tập trung vào việc xác định vị trí và phương hướng di chuyển thực tế của người khiếm thị sử dụng camera 3D và các kỹ thuật xử lý ảnh. Thêm vào đó, để nâng cao chất lượng tín hiệu phản hồi hình ảnh và hướng của người khiếm thị, nhóm nghiên cứu đã sử dụng một phương pháp kết hợp giữa bộ lọc Gauss cho ảnh độ sâu và thuật toán ước tính hướng di chuyển. Việc sử dụng bộ lọc Gauss giúp tăng tính đồng nhất của tín hiệu độ sâu đồng thời giảm thiểu nhiễu và thông tin

không cần thiết. Tiếp theo, thuật toán ước tính hướng di chuyển được áp dụng để xác định hướng của người khiếm thị phản hồi trạng thái đáp ứng của đối tượng với các lệnh chỉ dẫn yêu cầu từ robot. Nghiên cứu cũng đã tiến hành các thử nghiệm và đánh giá hiệu quả của phương pháp được đề xuất trên một số tập mẫu đại diện cho người khiếm thị tại phòng thí nghiệm.

Bài báo được cấu trúc thành các phần chính như sau: Phần một trình bày tổng quan về nội dung nghiên cứu, giới thiệu mục tiêu và phạm vi của nghiên cứu. Phần hai trình bày cấu trúc phần cứng và phần mềm cho robot di động. Phần ba trình bày thuật toán xác định hướng của đối tượng. Phần bốn trình bày các kết quả thực nghiệm với tập mẫu. Cuối cùng, phần năm là kết luận, tổng hợp lại các kết quả và nhấn mạnh đóng góp và hạn chế của nghiên cứu, đồng thời đề xuất hướng phát triển trong tương lai.

2. Hệ thống robot trợ giúp người khiếm thị

2.1. Cấu hình phần cứng



Hình 1. Hình ảnh và cấu trúc phần cứng của Mobile Robot.

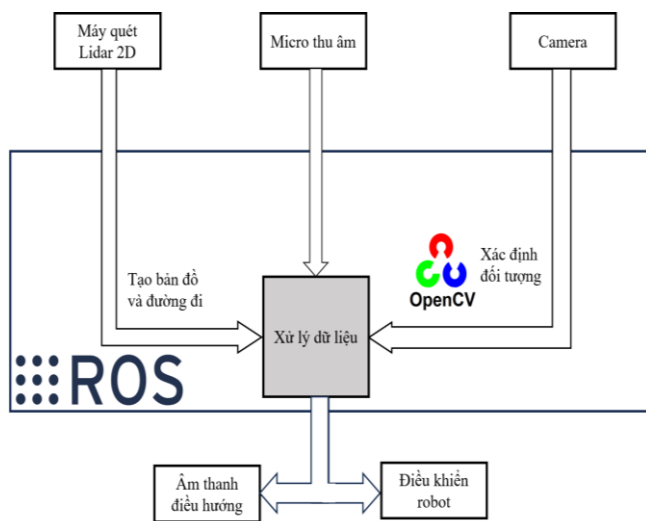
Robot di động được phát triển trong nghiên cứu này là robot di động 4 bánh mecanum với cấu hình bao gồm các thiết bị chính như Hình 1. Trong đó, phần cứng được sử dụng để phản hồi nhận diện đối tượng là camera 3D có khả năng chụp ảnh và xác định độ sâu của ảnh được phát triển bởi công ty Orbbec. Ngoài ra các thiết bị khác như 4 động cơ cùng driver được trang bị cho 4 bánh mecanum cho phép robot có thể di chuyển trong môi trường làm việc của robot. Cảm biến lidar 2D cho

phép thu thập thông tin khoảng cách từ robot tới các điểm trong môi trường xung quanh robot. Các thông tin này sẽ được sử dụng để thực hiện các thuật toán SLAM cho robot. Robot được điều khiển bởi bộ điều khiển trung tâm là 02 máy tính Raspberry Pi IV. Ngoài ra Coral USB được sử dụng để tăng tốc các tác vụ xử lý ảnh, đảm bảo các tác vụ xử lý ảnh có thể thực hiện theo thời gian thực. Các thiết bị như loa hay micro cũng được trang bị cho robot cho phép người khiếm thị và robot có thể giao tiếp với nhau qua phương tiện âm thanh.

2.2. Nền tảng phần mềm

Trong nghiên cứu này, ROS (Robot Operating System) được sử dụng để nghiên cứu môi trường và không gian làm việc của robot [14]. ROS là một phần mềm mã nguồn mở phổ biến trong lĩnh vực robot và tự động hóa, cung cấp các công cụ, thư viện và hệ thống để phát triển, kiểm thử và điều khiển robot. Các gói phần mềm SLAM có sẵn trong ROS [15] được sử dụng để xác định vị trí của robot, cũng như xây dựng bản đồ của môi trường xung quanh. Thông tin này rất quan trọng trong việc điều hướng và điều khiển robot trong môi trường không gian phức tạp.

Trong nghiên cứu này, một thư viện mã nguồn mở khác là OpenCV [16] cũng được sử dụng cho xử lý ảnh và thị giác máy tính. Mô hình MoveNet hiệu suất cao [17] được sử dụng để phát hiện và theo dõi các điểm đặc trưng (keypoint) trên cơ thể người.



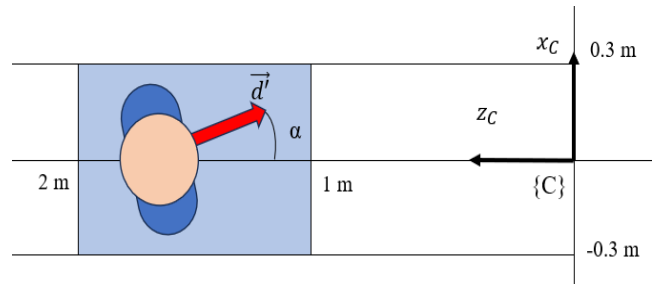
Hình 2. Nền tảng phần mềm.

2.3. Nguyên lý làm việc của hệ thống robot

Robot di động sẽ di chuyển trong môi trường hoạt động để dựng lên bản đồ của môi trường hoạt động. Khi được yêu cầu đưa người khiếm thị đến một vị trí nào đó trong môi trường hoạt động, robot sẽ xây dựng quỹ đạo di chuyển từ vị trí hiện tại đến vị trí đích và bắt đầu di chuyển đồng thời hướng dẫn hay điều hướng người khiếm thị đi theo quỹ đạo đã được xây dựng. Việc điều hướng người khiếm thị sẽ được thực hiện bằng việc phát ra các chỉ thị di chuyển thích hợp dưới dạng âm thanh (đi thẳng, dừng, lệch trái, lệch phải, quay trái, quay phải) dựa vào vị trí tương đối giữa người và robot và quan trọng nhất là hướng di chuyển hiện tại của người khiếm thị. Để điều hướng đối tượng, việc xác định thông tin về hướng và vị trí hiện tại của đối tượng so với robot là cần thiết và lệnh

điều hướng phụ thuộc vào thông tin này của đối tượng. Trong nghiên cứu này, không gian làm việc được chia làm 3 vùng như trong Hình 3:

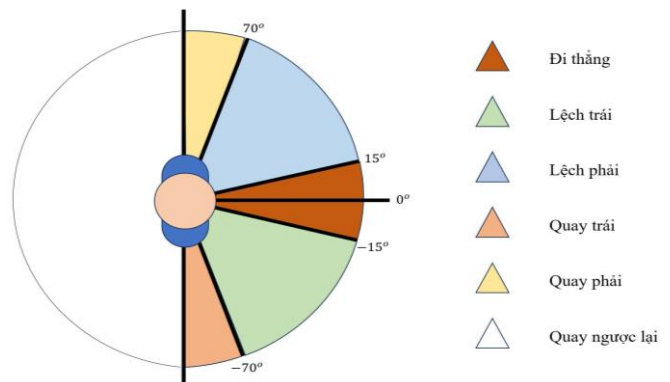
- Vùng 1: Khoảng cách giữa người và robot <1m, robot sẽ ra tín hiệu cho người dừng lại, robot tiếp tục đi
- Vùng 2: Khoảng cách giữa người và robot >2m, robot sẽ dừng lại, người đi tiếp
- Vùng 3: Trong phạm vi 1-2m tính từ camera {C} người sẽ được điều hướng.



Hình 3. Vùng điều hướng.

Trong hình 3, $\{C x_c y_c z_c\}$ là hệ tọa độ của robot (camera), \vec{d}' là véc tơ hình chiếu của véc tơ hướng của đối tượng lên mặt phẳng XZ, và α là góc hướng của đối tượng.

Khi đối tượng ở trong vùng điều hướng thì các chỉ thị định hướng sẽ dựa vào hướng của đối tượng như trong Hình 4.



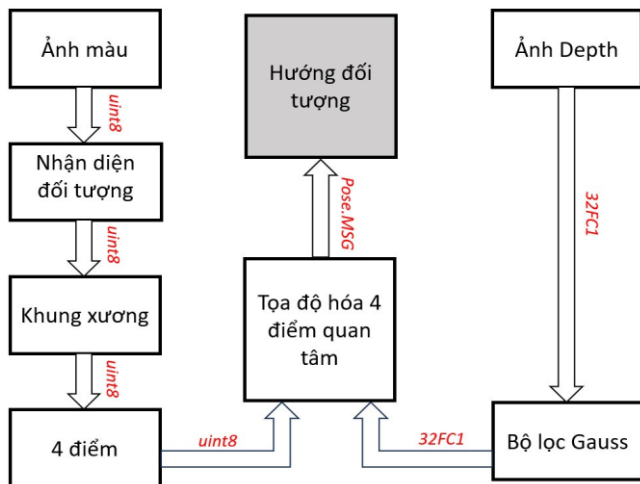
Hình 4. Vùng điều hướng.

Như vậy để robot ra chỉ thị điều hướng một đối tượng, robot cần thu thập thông tin về vị trí và hướng của đối tượng đó. Thông qua việc tính toán chính xác góc quay của người, robot có thể điều hướng một cách chính xác và nhận biết mức độ tuân thủ các lệnh điều hướng từ đối tượng.

3. Thuật toán xác định hướng của người so với robot

Quá trình xác định hướng di chuyển của đối tượng bao gồm việc phát hiện và nhận dạng hình dạng đối tượng (người) trong hình ảnh hoặc video. Khi vị trí đã được xác định trong khung hình, bước tiếp theo là xác định các điểm đặc trưng trên cơ thể người để từ đó có thể tính toán hướng di chuyển. Để xác định được tọa độ của các điểm đặc trưng trong hệ tọa độ robot, ta cần kết hợp ảnh từ camera thường và ảnh từ camera chiều sâu. Bộ lọc Gauss được đề xuất để cải thiện chất lượng xử lý ảnh chiều sâu. Bằng cách theo dõi sự thay đổi vị trí của các điểm đặc trưng này theo thời gian, chúng ta có thể tính toán và xác

định hướng di chuyển của người. Cấu trúc quá trình xác định hướng được đề xuất như trong Hình 5.



Hình 5. Sơ đồ cấu trúc quá trình xác định hướng đề xuất.

3.1. Thuật toán nhận diện và bám đối tượng

Trong nghiên cứu này sử dụng thuật toán MOSSE (Minimum Output Sum of Squared Error) là một phương pháp để theo dõi các đối tượng trong video [18]. Thuật toán này tập trung vào việc xác định vị trí của một đối tượng bằng cách sử dụng bộ lọc tuyến tính. Ý tưởng cơ bản của thuật toán áp dụng là huấn luyện một bộ lọc tối ưu để phản ánh đặc điểm cụ thể của đối tượng mục tiêu

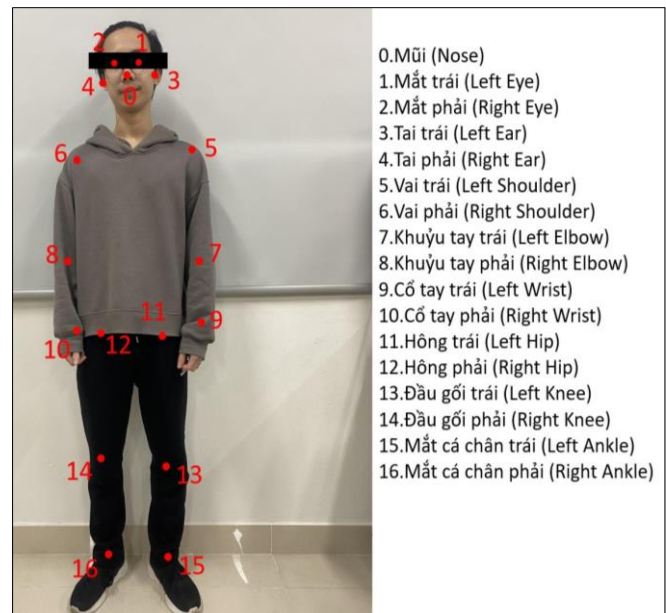


Hình 6. Xác định đối tượng bằng thuật toán MOSSE.

Kết quả thực nghiệm áp dụng MOSSE cho đối tượng thí nghiệm như Hình 6. Để làm điều này, thuật toán sử dụng kỹ thuật tối ưu hóa để điều chỉnh các trọng số của bộ lọc sao cho tổng bình phương sai số đầu ra là nhỏ nhất khi áp dụng bộ lọc đó lên các khung hình trong video. Một ưu điểm của việc áp dụng thuật toán MOSSE là tốc độ xử lý nhanh do sử dụng bộ lọc tuyến tính và kỹ thuật tối ưu hoá hiệu quả.

3.2. Thuật toán xác định khung xương đối tượng

Để xác định khung xương của đối tượng, nghiên cứu sử dụng MoveNet, một trong những thuật toán xác định tư thế (pose estimation) tiên tiến sử dụng deep learning, được phát triển bởi Google Research [19]. MoveNet được thiết kế để ước lượng vị trí của các điểm quan trọng (keypoint) trên cơ thể người từ dữ liệu video hoặc hình ảnh. MoveNet sử dụng mô hình neural network để dự đoán vị trí của các điểm quan trọng trên cơ thể như mắt, mũi, đầu vai, cổ tay, và đầu gối. Thay vì sử dụng các mô hình phức tạp, MoveNet tập trung vào việc tối ưu hóa hiệu suất và tốc độ, đặc biệt là khi được triển khai trên các thiết bị có tài nguyên hạn chế như điện thoại di động. Kết quả sử dụng MoveNet cho đối tượng thí nghiệm như Hình 7, cho ta 17 điểm quan trọng trên cơ thể người. Một trong những điểm mạnh của MoveNet là khả năng hoạt động với tốc độ nhanh và hiệu suất tốt trong việc ước lượng tư thế trên video thời gian thực hoặc ảnh tĩnh. Tuy nhiên, như các thuật toán xác định tư thế khác, MoveNet có thể gặp khó khăn trong việc nhận diện tư thế chính xác nếu đối tượng bị che khuất, quá xa hoặc góc nhìn không tốt [20].



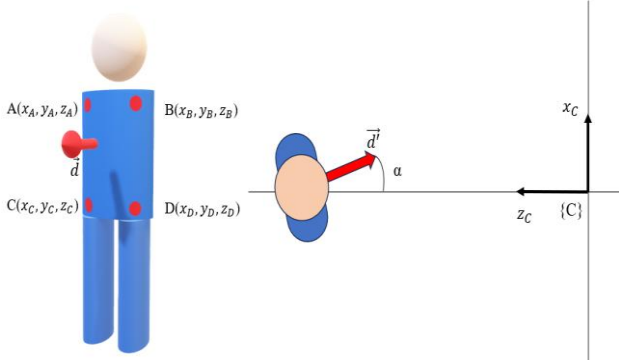
Hình 7. 17 điểm quan trọng trên cơ thể người trên MoveNet.

3.3. Xác định hướng của người sử dụng 4 điểm quan trọng từ khung xương

Việc xác định hướng đi của một người dựa trên vị trí và hướng của các điểm thường là một bài toán phức tạp trong lĩnh vực thị giác máy tính và xử lý ảnh. Điều này phụ thuộc rất lớn vào số lượng điểm và cách lựa chọn, có thể thay đổi tùy thuộc vào phương pháp cụ thể và mục đích ứng dụng. Việc lấy 3 điểm (hai vai và một điểm trọng tâm) mặc dù có thể xác định được ảnh 2D, tuy nhiên có thể chưa đủ để xác định hướng đi chính xác trong một số trường hợp. Ví dụ, nếu chúng ta giả định rằng người di chuyển theo mặt phẳng ngang, ta có thể sử dụng 3 điểm để xác định hướng di chuyển. Điểm ở thân có thể đại diện cho trọng tâm của thân, và việc theo dõi sự thay đổi vị trí của các điểm vai và điểm thân có thể dẫn đến việc xác định hướng di chuyển.

Tuy nhiên, trong một số trường hợp phức tạp hơn, ví dụ như khi người di chuyển trong không gian 3D hoặc có các thay đổi

hướng đi, việc sử dụng 4 điểm trên cơ thể giúp theo dõi chuyển động của vai và hông cùng một lúc, từ đó cung cấp thông tin chi tiết về cách mà cơ thể di chuyển và xoay. Điều này đặc biệt hữu ích trong các tình huống phức tạp như di chuyển trong không gian 3D hoặc khi có các rẽ nhánh trong hướng đi.



Hình 8. Tọa độ hóa 4 điểm quan tâm.

Mặt khác với việc sử dụng từ 5 điểm trở lên trong việc xác định hướng đi của cơ thể có thể giúp xác định chính xác hướng đi chuyển của người hơn trong một số trường hợp. Nhưng điểm của việc sử dụng từ 5 điểm trở lên là tăng phức tạp và tốn thời gian trong quá trình thu thập dữ liệu và xử lý dữ liệu đặc biệt với việc sử dụng Raspberry.

Trong nghiên cứu này, chúng tôi đề xuất một phương án sử dụng bốn điểm ít di chuyển của thân trên như trong Hình 8. Các điểm A, B, C, D tương ứng với các điểm 5, 6, 11, 12 trong Hình 7 lần lượt là các tọa độ vai trái, vai phải, hông trái, hông phải. Khi đã xác định được 4 điểm đặc trưng trên cơ thể thông qua xác định tư thế, việc tọa độ hóa các điểm này là quá trình quan trọng để thu được thông tin về hướng đi chuyển. Tọa độ hóa 4 điểm đặc trưng này đặt nền móng cho việc tạo ra một véc tơ hướng. Bằng việc xác định được tọa độ 4 điểm A, B, C, D, véc tơ góc hướng của người so với camera \vec{d}' có thể được xác định một cách dễ dàng vì là hình chiếu của véc tơ \vec{d} trên mặt phẳng Oxz với $\vec{d} = \vec{AD} \times \vec{BC}$.

a/ Xác định tọa độ các điểm trong không gian sử dụng camera chiều sâu

Ở đây, cần xác định tọa độ vị trí P (trong ví dụ Hình 9) trong hệ tọa độ 3D với tâm đặt tại vị trí đặt camera có thông số trong Bảng 1 và Bảng 2.

Bảng 1. Thông số Camera Astra S.

Product Name	Astra S
Range	0.4m – 2m
FOV	60°H x 49.5°V x 73°D
Size	165mm x 30mm x 40mm
RGB Image Resolution	640 x 480 @30fps
Depth Image Resolution	640 x 480 @30fps
Accuracy	+/- 1 – 3mm @1 m

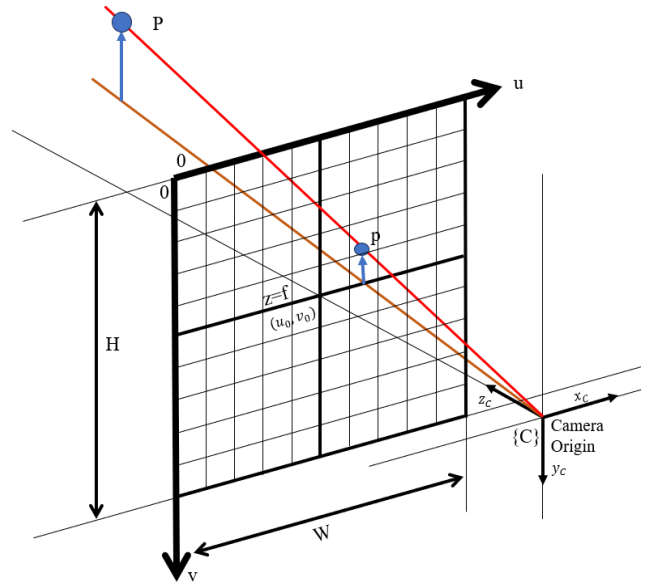
Trong hệ trục tọa độ thuần nhất (homogeneous coordinates), véc tơ $[u \ v \ 1]^T$ được sử dụng để thể hiện vị trí điểm 2D trong hệ tọa độ khung ảnh (image coordiante system), $[X \ Y \ Z \ 1]^T$ được sử dụng để thể hiện vị trí điểm 3D trong tọa độ không gian. Khi đó mỗi quan hệ của hai tọa độ này như sau (với z_c là thông số độ sâu của ảnh lấy từ camera độ sâu):

$$z_c \begin{bmatrix} u \\ v \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_x & \gamma & c_x & 0 \\ 0 & f_y & c_y & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_{3 \times 3} & T_{3 \times 1} \\ 0_{1 \times 3} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X \\ Y \\ Z \\ 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$z_c \begin{bmatrix} u \\ v \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_x & 0 & c_x \\ 0 & f_y & c_y \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X \\ Y \\ Z \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} X \\ Y \\ Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_c \cdot u - c_x \cdot z_c \\ f_y \\ f_x \\ z_c \end{bmatrix} \quad (3)$$

Phép chiếu (1) được sử dụng để ánh xạ từ tọa độ không gian sang tọa độ khung ảnh. Giả sử camera không bị quay hay tịnh tiến ta được (2). Sử dụng (3) ta có thể tính được tọa độ vị trí quan tâm $[X \ Y \ Z]^T$ một cách chính xác. Nhưng bên cạnh đó vẫn còn nhiều như nhiễu hình ảnh bởi các điểm ảnh không mong muốn hoặc nhiễu có thể xuất hiện trong hình ảnh từ camera độ sâu. Điều này có thể do nhiễu điện từ, nhiễu tín hiệu hoặc do nhiễu quang học, các yếu tố đó ảnh hưởng đến kết quả làm việc nên chúng tôi đề xuất kết hợp bộ lọc ở phần tiếp theo.



Hình 9. Chuyển đổi tọa độ so với khung camera.

Bảng 2. Các thông số khung chuyển đổi.

H	Kích thước chiều dọc pixel của khung ảnh
W	Kích thước chiều ngang pixel của khung ảnh
u, v	Tọa độ trong hệ tọa độ ảnh
z_c	z _c = Z (hiện tại)
f_x	Tiêu cự theo Ox
f_y	Tiêu cự theo Oy
c_x, c_y	Tọa độ tâm của khung ảnh trong trong hệ tọa độ ảnh
X, Y, Z	Tọa độ vị trí trong không gian

b/ Xây dựng bộ lọc Gauss cho ảnh độ sâu

Nhiều xuất hiện trong quá trình tính toán độ sâu này là điều không tránh khỏi. Do vậy, để tăng độ chính xác trong quá trình sử dụng dữ liệu từ camera độ sâu để xác định hướng của người so với camera, chúng tôi đề xuất sử dụng bộ lọc Gauss [21]. Ý tưởng chung là giá trị mỗi điểm ảnh sẽ phụ thuộc nhiều vào các điểm ảnh ở gần hơn là các điểm ảnh ở xa. Trọng số của sự

phụ thuộc được lấy theo hàm Gauss (cũng được sử dụng trong quy luật phân phối chuẩn) [22]. Việc lọc ảnh dựa trên hàm phân phối Gauss hai chiều biểu diễn dưới dạng:

$$h(m, n) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{m^2 + n^2}{2\sigma^2}} \quad (4)$$

với σ là độ lệch chuẩn của phân bố Gauss.

Khi đó giá trị các điểm ảnh đầu ra $g[i, j]$ sẽ được tính bằng tích chập giữa các điểm ảnh đầu vào $f[i, j]$ và hàm phân phối Gauss có kích thước $[x, y]$ như sau:

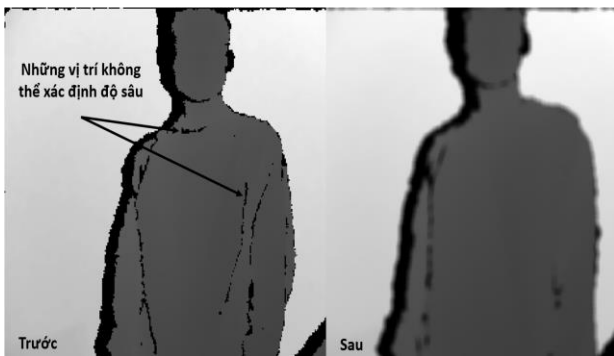
$$g[i, j] = \sum_{m=-x'}^{x'} \sum_{n=-y'}^{y'} f[i - m, j - n] \cdot h[m, n] \quad (5)$$

hay

$$g[i, j] = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \sum_{m=-x'}^{x'} \sum_{n=-y'}^{y'} e^{-\frac{m^2 + n^2}{2\sigma^2}} f[i - m, j - n] \quad (6)$$

với x' và y' là phần nguyên của $x/2$ và $y/2$.

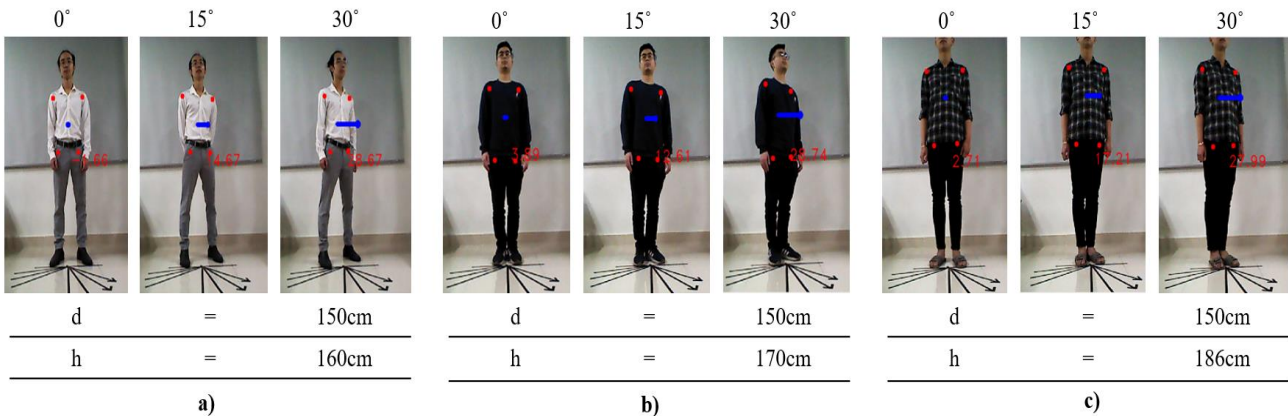
Kết quả thực nghiệm sử dụng Gauss áp dụng cho việc nhận dạng người khiếm thị như Hình 10. Có thể thấy với việc sử dụng bộ lọc Gauss cho ảnh độ sâu là có hiệu quả, đảm bảo loại bỏ những mấp mô hay nếp gấp do quần áo, nhiễu ảnh hướng tới tính toán tọa độ các điểm quan tâm trên ảnh.



Hình 10. So sánh trước và sau khi dùng bộ lọc Gauss.

4. Đánh giá thực nghiệm

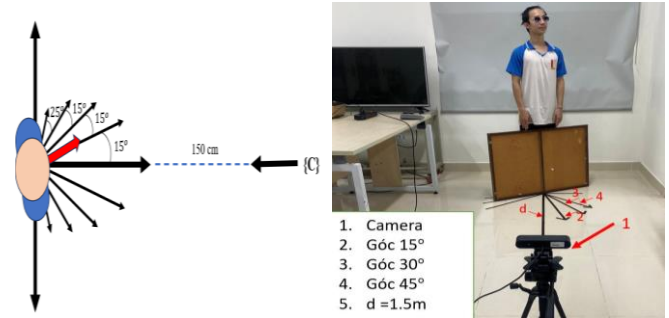
4.1. Mô tả thực nghiệm



Hình 12. Thiết lập thực nghiệm xác định hướng trên 3 đối tượng có chiều cao khác nhau.

Để kiểm tra các đề xuất về việc nhận dạng và xác định hướng của người khiếm thị, một mô hình thực nghiệm đã được thiết lập. Trong mô hình này, robot được trang bị một camera Astra S đặt trên robot có khả năng đo khoảng cách trong phạm vi 0,4-2 m. Độ phân giải ảnh màu và ảnh độ sâu là 640 x 480 / 30fps. Sai số của camera trong khoảng $\pm(1-3\text{mm})/1\text{m}$.

Để kiểm nghiệm độ chính xác của thuật toán chúng tôi đưa ra kịch bản thực nghiệm với những góc độ khác nhau. Các góc được sử dụng 15°, 30°, 45° và góc 70° như Hình 11. Đối tượng đứng cách camera 1,5m với các hướng khác nhau. Kiểm nghiệm thực hiện với hai kịch bản. Trong kịch bản 1, các đối tượng tham gia đo góc có chiều cao khác nhau. Trong kịch bản 2, đối tượng xoay người từ từ với tốc độ 7,5 độ/ giây.



Hình 11. Ảnh setup kiểm nghiệm trên phòng thí nghiệm.

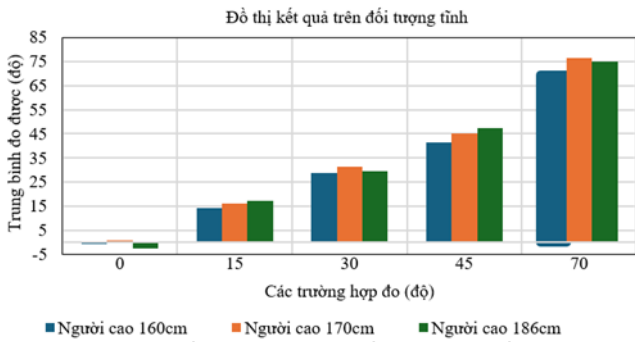
4.2. Kết quả đánh giá thực nghiệm

Kịch bản 1: Áp dụng cho các đối tượng có chiều cao khác nhau đứng cố định và được tiến hành theo các bước sau:

Bước 1: Với các góc đã được thiết lập sẵn: 0°, 15°, 30°, 45°, 70°, cho đối tượng đứng có hướng trùng với hướng của các vạch góc.

Bước 2: Sử dụng camera để đo góc của người so với camera. Kết quả thu được cho từng trường hợp đối tượng có chiều cao khác nhau được trình bày trong Hình 12.

Kịch bản 1 được thực hiện lặp đi lặp lại nhiều lần cho ba đối tượng sau đó lấy kết quả trung bình ta thu được kết quả thực nghiệm như trong Hình 13. Có thể thấy thuật toán có độ chính xác khá cao (sai số <5%), và sai lệch giữa các đối tượng là không lớn. Điều đó cho thấy thuật toán đề xuất có thể áp dụng với các đối tượng có chiều cao phổ thông trong thực tế.



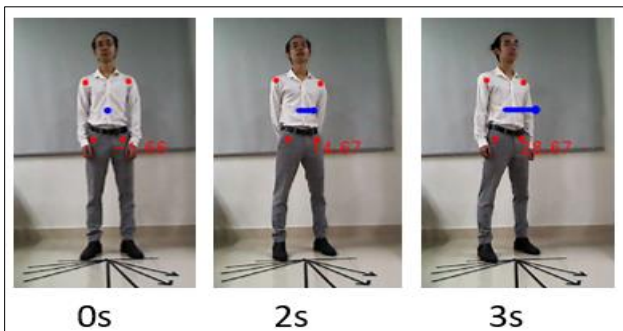
Hình 13. Kết quả thực nghiệm đối tượng đứng cố định.

Kịch bản 2: Áp dụng cho đối tượng dịch chuyển quay

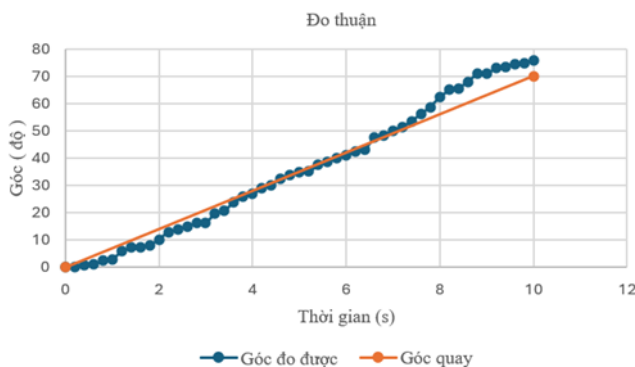
Bước 1: Đối tượng có chiều cao 1m60 quay từ góc ban đầu 0° đến góc cuối cùng là 30° đồng thời ghi lại thời gian của đối tượng bằng cách sử dụng đồng hồ bấm giờ để xác định thời gian tại các vị trí 0° , 15° và 30° .

Bước 2: Camera ghi hình đối tượng và thuật toán xác định hướng tính toán góc của người so với camera.

Kết quả thực nghiệm được biểu diễn trong Hình 14 và Hình 15. Kết quả thực nghiệm cho thấy với tốc độ di chuyển trung bình của đối tượng thì thuật toán đề xuất vẫn đảm bảo xác định được góc quay của đối tượng. Tuy kết quả có độ chính xác chưa cao do sai số của camera và nhiễu từ quá trình quay không thể chính xác lựa chọn điểm, nhưng trong khoảng thời gian ngắn, kết quả thu được vẫn đáng tin cậy và ở mức chính xác chấp nhận được cho ứng dụng hỗ trợ người khiếm thị.



Hình 14. Góc quay theo các hướng từ 0° đến 30° .



Hình 15. Kết quả thực nghiệm đối tượng quay.

Các thí nghiệm với trường hợp khoảng cách giữa đối tượng và camera là 1,2 m và 1,8 m cũng đã được tiến hành và các kết quả thu được cũng có độ chính xác tương tự như trường hợp khoảng cách là 1,5 m. Ngoài ra, các thí nghiệm với trường hợp đối tượng không nằm giữa khung hình cũng đã được tiến hành và kết quả thu được tương tự như trường hợp đối tượng ở chính giữa khung hình.

5. Kết luận

Bài báo trình bày một thuật toán xác định hướng cho đối tượng sử dụng ảnh camera 3D phục vụ phản hồi thông tin người khiếm thị trong hệ thống robot di động trợ giúp di chuyển người khiếm thị. Thuật toán đã tích hợp các công nghệ xử lý ảnh tiên tiến bao gồm nhận diện và bám đối tượng, xác định khung xương đối tượng, kết hợp sử dụng bộ lọc Gauss để tăng chất lượng ảnh chiều sâu từ đó tính góc giữa camera và người khiếm thị sử dụng 4 điểm quan tâm là vai trái, vai phải, hông trái, hông phải. Kết quả thực nghiệm cho thấy đối với các đối tượng đứng cố định, thuật toán cho kết quả chính xác với sai số dưới 5%. Với các thí nghiệm cho đối tượng di chuyển với tốc độ trung bình phù hợp với tốc độ di chuyển của người khiếm thị, kết quả cũng là chấp nhận được cho yêu cầu của thuật toán trợ giúp di chuyển. Các kết quả thực nghiệm tiên hành trong phòng thí nghiệm đã chứng minh tính đúng đắn và chính xác của thuật toán được đề xuất. Thêm vào đó, các thiết bị sử dụng đều có chi phí thấp hứa hẹn khả năng thương mại hóa cao.

Trong tương lai, các tác giả đề ra mục tiêu là cải thiện thuật toán cho kết quả chính xác hơn trong các tình huống đối tượng động và cử động nhanh. Điều này sẽ cung cấp một trải nghiệm tốt hơn cho người dùng. Việc hoàn thiện và kiểm nghiệm hệ thống robot trợ giúp người khiếm thị sử dụng thuật toán đề xuất trong bài báo này cũng sẽ được hoàn thành trong thời gian tới.

Tài liệu tham khảo

- [1] "Vision impairment and blindness." last access: Jan. 14, 2024. [Online]. Available: <https://www.who.int/news-room/factsheets/detail/blindness-and-visual-impairment>
- [2] B. Kuriakose, R. Shrestha, and F. E. Sandnes, "Tools and Technologies for Blind and Visually Impaired Navigation Support: A Review," *IETE Technical Review*, vol. 39, no. 1, pp. 3–18, Jan. 2022, doi: 10.1080/02564602.2020.1819893.
- [3] S. Real and A. Araujo, "Navigation Systems for the Blind and Visually Impaired: Past Work, Challenges, and Open Problems," *Sensors*, vol. 19, no. 15, Art. no. 15, Jan. 2019, doi: 10.3390/s19153404.
- [4] B.-S. Lin, C.-C. Lee, and P.-Y. Chiang, "Simple Smartphone-Based Guiding System for Visually Impaired People," *Sensors*, vol. 17, no. 6, Art. no. 6, Jun. 2017, doi: 10.3390/s17061371.
- [5] Y. Zhao, E. Kupferstein, D. Tal, and S. Azenkot, "It Looks Beautiful but Scary: How Low Vision People Navigate Stairs and Other Surface Level Changes," in *Proceedings of the 20th International ACM SIGACCESS Conference on Computers and Accessibility*, in ASSETS '18. New York, NY, USA: Association for Computing Machinery, Oct. 2018, pp. 307–320. doi: 10.1145/3234695.3236359.
- [6] A. Dernayka, M.-A. Amorim, R. Leroux, L. Bogaert, and R. Farcy, "Tom Pouce III, an Electronic White Cane for Blind People: Ability to Detect Obstacles and Mobility Performances," *Sensors*, vol. 21, no. 20, Art. no. 20, Jan. 2021, doi: 10.3390/s21206854.
- [7] A. D. P. dos Santos, F. O. Medola, M. J. Cinelli, A. R. Garcia Ramirez, and F. E. Sandnes, "Are electronic white canes better than traditional canes? A comparative study with blind and blindfolded participants," *Univ Access Inf Soc*, vol. 20, no. 1, pp. 93–103, Mar. 2021, doi: 10.1007/s10209-020-00712-z.
- [8] A. Xiao, W. Tong, L. Yang, J. Zeng, Z. Li, and K. Sreenath, "Robotic Guide Dog: Leading a Human with Leash-Guided Hybrid Physical Interaction," May 2021, pp. 11470–11476. doi: 10.1109/ICRA48506.2021.9561786.
- [9] S. Kayukawa, T. Ishihara, H. Takagi, S. Morishima, and C. Asakawa, "Guiding Blind Pedestrians in Public Spaces by Understanding Walking Behavior of Nearby Pedestrians," *Proc. ACM Interact. Mob. Wearable Ubiquitous Technol.*, vol. 4, no. 3, p. 85:1-85:22, Sep. 2020, doi: 10.1145/3411825.

- [10] S. Kayukawa, T. Ishihara, H. Takagi, S. Morishima, and C. Asakawa, "BlindPilot: A Robotic Local Navigation System that Leads Blind People to a Landmark Object," in *Extended Abstracts of the 2020 CHI Conference on Human Factors in Computing Systems*, in CHI EA '20. New York, NY, USA: Association for Computing Machinery, Apr. 2020, pp. 1–9. doi: 10.1145/3334480.3382925.
- [11] Z. An, L. Hao, Y. Liu, and L. Dai, "Development of mobile robot SLAM based on ROS," *International Journal of Mechanical Engineering and Robotics Research.*, vol. 5, Jan. 2016, doi: 10.18178/ijmerr.5.1.47-51.
- [12] M. Bamdad, D. Scaramuzza, and A. Darvishy, "SLAM for Visually Impaired Navigation: A Systematic Literature Review of the Current State of Research." arXiv, Sep. 22, 2023. doi: 10.48550/arXiv.2212.04745.
- [13] Q.-H. Nguyen *et al.*, "A Visual SLAM System on Mobile Robot Supporting Localization Services to Visually Impaired People," in *Computer Vision - ECCV 2014 Workshops*, L. Agapito, M. M. Bronstein, and C. Rother, Eds., in Lecture Notes in Computer Science. Cham: Springer International Publishing, 2015, pp. 716–729. doi: 10.1007/978-3-319-16199-0_50.
- [14] M. M. Basheer and A. Varol, "An Overview of Robot Operating System Forensics," in *2019 1st International Informatics and Software Engineering Conference (UBMYK)*, Nov. 2019, pp. 1–4. doi: 10.1109/UBMYK48245.2019.8965649.
- [15] D. Talwar and S. Jung, "Particle Filter-based Localization of a Mobile Robot by Using a Single Lidar Sensor under SLAM in ROS Environment," in *2019 19th International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS)*, Oct. 2019, pp. 1112–1115. doi: 10.23919/ICCAS47443.2019.8971555.
- [16] I. Culjak, D. Abram, T. Pribanic, H. Dzapo, and M. Cifrek, "A brief introduction to OpenCV," in *2012 Proceedings of the 35th International Convention MIPRO*, May 2012, pp. 1725–1730.
- [17] G. Goyal, F. Di Pietro, N. Carissimi, A. Glover, and C. Bartolozzi, "MoveEnet: Online High-Frequency Human Pose Estimation With an Event Camera," presented at the Proceedings of the IEEE/CVF Conference on Computer Vision and Pattern Recognition, 2023, pp. 4024–4033.
- [18] Rumpal Kaur Sidhu, "Tutorial on Minimum Output Sum of Squared Error Filter", Master thesis, Colorado State University, 2006.
- [19] Chung, Jen-Li, Lee-Yeng Ong, and Meng-Chew Leow, "Comparative Analysis of Skeleton-Based Human Pose Estimation" *Future Internet* 14, no. 12: 380. 2022. <https://doi.org/10.3390/fi14120380>
- [20] E. P. Washabaugh, T. A. Shanmugam, R. Ranganathan, and C. Krishnan, "Comparing the accuracy of open-source pose estimation methods for measuring gait kinematics," *Gait & Posture*, vol. 97, pp. 188–195, Sep. 2022, doi: 10.1016/j.gaitpost.2022.08.008.
- [21] I. T. Young and L. J. van Vliet, "Recursive implementation of the Gaussian filter," *Signal Processing*, vol. 44, no. 2, pp. 139–151, Jun. 1995, doi: 10.1016/0165-1684(95)00020-E.
- [22] K. Ito and K. Xiong, "Gaussian filters for nonlinear filtering problems," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 45, no. 5, pp. 910–927, May 2000, doi: 10.1109/9.855552.

Phương pháp điều chế Vector không gian ảo cải tiến cho Bộ nghịch lưu ba pha NNPC bốn bậc

Improved Virtual Space Vector Modulation for Four-Level Nested Neutral Point Clamped Inverters

Nguyễn Đức Khoa¹, Nguyễn Văn Nhò^{1,*}, Phạm Đăng Khoa¹

¹Trường Đại học Bách khoa - Đại học Quốc gia Thành Phố Hồ Chí Minh

*Corresponding author E-mail: nvnho@hcmut.edu.vn

Abstract

The four-level diode-clamped NNPC (Nested Neutral Point Clamped) inverter configuration is employed in high-power electrical drive systems or medium-voltage applications due to its ability to ensure excellent output voltage quality while requiring fewer components compared to traditional four-level inverter configurations. The Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM) technique applied to this converter is straightforward to implement but has a limited output voltage range. This paper presents a Novel and improved Virtual Space Vector Pulse Width Modulation (VSVPWM) with an average common-mode voltage. Compared to the sine-wave pulse width modulation method, this technique offers several advantages, such as enabling control of the entire space vector diagram and achieving low harmonic distortion in the output waveform. Control and balancing of the flying capacitors are achieved by utilizing phase-leg redundant states. The results of the control algorithm analysis for this inverter are validated through simulations using MATLAB/Simulink software and experiments conducted on a real-world model. The evaluations of the Total Harmonic Distortion (THD%), output current, and voltage across the flying capacitors demonstrate the high-quality performance of the converter within the full voltage range.

Keywords: Four - level Nested Neutral point inverter, Flying capacitor balancing (VBC), Virtual Space Vector Pulse Width Modulation (VSVPWM), Harmonic Distortion.

Các ký hiệu

Ký hiệu	Đơn vị	Ý nghĩa
V_{dc}	V	Điện áp nguồn vào
T_s	s	Một nửa chu kỳ điều chế
ω	rad/s	Tần số góc của vector điện áp tham chiếu
dv/dt	V	Đạo hàm của điện áp theo thời gian
S_a, S_b, S_c		Trạng thái các khoá bán dẫn trên chân pha A, B, C
V_{az}, V_{bz}, V_{cz}	V	Điện áp đầu ra các pha với điểm Z
V_{cxn}	V	Giá trị điện áp tụ điện bay mong muốn, ($x = a, b, c$)
ΔV	V	Giá trị dung sai mong muốn

Các viết tắt

SVPWM	Space Vector Pulse Width Modulation
PWM	Pulse Width Modulation
4L-NNPC	Four-Level Nested Neutral Point Clamped Inverters
THD%	Total Harmonic Distortion

Tóm tắt

Bộ nghịch lưu bốn bậc cấu hình diode kẹp NNPC (Nested Neutral Point Clamped) được sử dụng trong các hệ thống truyền động điện công suất lớn hay điện áp trung thế, do đảm bảo chất lượng đầu ra điện áp tốt trong khi số lượng linh kiện ít hơn so với các dạng bộ nghịch lưu 4 bậc truyền thống. Kỹ thuật SIN PWM (SPWM) áp dụng cho bộ biến đổi này thực hiện đơn giản nhưng có phạm vi điện áp ra giới hạn. Bài báo này trình bày kỹ thuật điều khiển điều chế độ rộng xung vector không gian ảo (VSVPWM) có giá trị áp common mode trung bình. So với phương pháp điều khiển độ rộng xung sin, kỹ thuật này đạt một số ưu điểm như cho phép điều khiển áp ra toàn phạm vi giản đồ vector không gian và đạt độ méo dạng sóng hài thấp. Việc kiểm soát và cân bằng các tụ điện bay được thực hiện bằng việc sử dụng các trạng thái dư thừa nhánh pha (Phase-leg Redundant). Kết quả phân tích giải thuật điều khiển bộ nghịch lưu này được kiểm chứng bằng mô phỏng trên phần mềm MATLAB/Simulink và thực nghiệm trên mô hình thực tế. Các đánh giá độ méo dạng điện áp, dòng điện ngõ ra và điện áp trên các tụ bay cho thấy chất lượng của hệ thống bộ biến đổi tốt trong phạm vi hoạt động được khảo sát.

1. Giới thiệu

Bộ nghịch lưu đa bậc là một giải pháp phổ biến cho các ứng dụng chuyển đổi công suất trung áp như: động cơ điện, các lưới điện độc lập (Micro-grids) và các hệ thống phát điện phân tán (Distributed generation systems) [1]. Những bộ chuyển

đổi này mang lại nhiều lợi ích, bao gồm độ méo dạng sóng hài thấp, dv/dt nhỏ, khả năng thực hiện áp đầu ra cao hơn so với bộ nghịch lưu 2 bậc, kích thước các bộ lọc nhỏ hơn, hiệu suất cao và điện áp common-mode giảm. Các cấu trúc biến đổi nguồn điện áp đa bậc (Voltage Source Converters - VSC) có thể được chia thành hai loại: cấu trúc đa bậc truyền thống và cấu trúc đa bậc cải tiến.

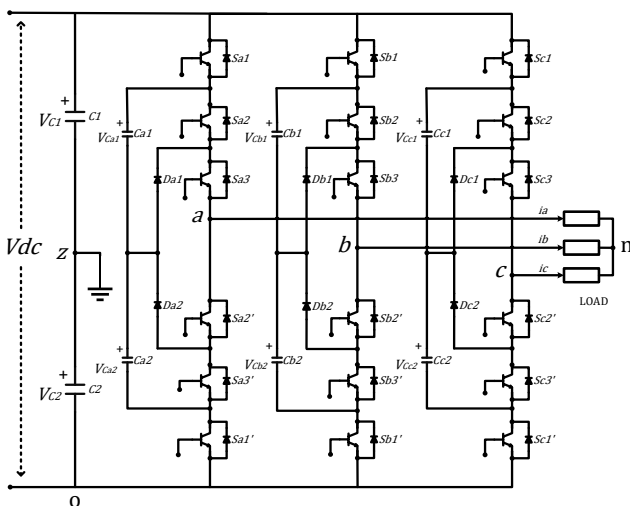
Các cấu hình đa bậc truyền thống có thể được phân loại thành ba nhóm chính: cấu hình ghép tầng cầu H (Cascade H-Bridge - CHB) [2], cấu hình tụ điện bay (Flying Capacitor - FC) [3] và cấu hình nghịch lưu diode kẹp (Neutral Point Clamped Multilevel Inverter - NPC) [4]. Tuy nhiên, những cấu hình đa bậc truyền thống này có một số hạn chế khiến cho chúng bị giới hạn trong nhiều ứng dụng:

Trong cấu hình NPC truyền thống, số lượng linh kiện diode kẹp tăng đáng kể khi số bậc tăng lên, kéo theo sự gia tăng tổn hao trên linh kiện và giá thành. Đối với cấu hình bậc lớn hơn ba, thực hiện cân bằng điện áp các tụ điện trở nên khó khăn hơn.

Trong cấu hình FC, số lượng linh kiện tụ điện bay gia tăng theo số bậc điện áp khiến hệ thống cồng kềnh, giảm độ tin cậy và giải thuật cân bằng các điện áp tụ điện bay trở nên phức tạp.

Cấu trúc CHB có ưu điểm các mô đun công suất định mức đồng đều dễ lắp đặt, thay thế. Tuy nhiên, điểm bất lợi khi sử dụng đòi hỏi có nhiều nguồn điện áp một chiều độc lập. Với nghịch lưu 5 bậc cần phải trang bị 6 nguồn điện áp một chiều.

Để khắc phục những hạn chế của các cấu trúc đa bậc truyền thống, các cấu trúc đa bậc lai (Hybrid Multilevel Topologies), đã được phát triển. Mặc dù các cấu trúc lai này làm giảm một số hạn chế của các cấu trúc đa bậc truyền thống nhưng chúng vẫn có những nhược điểm lớn như: Nhiều cấu trúc lai sử dụng cấu trúc cầu H yêu cầu một số lượng lớn nguồn cách ly, phân bố công suất không đồng đều...



Hình 1: Bộ nghịch lưu kẹp điểm trung tính lồng nhau ba pha bốn bậc (NNPC four-level).

Với xu hướng tìm cấu trúc đa bậc để điều khiển và mang đến hiệu quả kinh tế, bộ nghịch lưu kẹp điểm trung tính lồng nhau (NNPC) cũng như các phương pháp điều khiển chúng được đề xuất. Hình 1 mô tả cấu trúc NNPC bốn bậc chỉ sử dụng một nguồn V_{dc} với các thuộc tính vượt trội như [5], [6]:

- Có thể hoạt động thực tế dải trung áp từ $2.4kV - 7.2kV$.
- Sử dụng ít linh kiện hơn cấu trúc truyền thống và các bộ nghịch lưu bốn bậc khác.
- Tất cả các khóa có cùng điện áp định mức (bằng một phần ba điện áp đầu vào).

Tương tự như nghịch lưu NPC có 2 cấu trúc, NPC thông thường dùng diode kẹp và T type-NPC, thì nghịch lưu NNPC đa bậc cũng có hai cấu hình tương tự: NNPC với diode kẹp và T-Type NNPC tiết kiệm, loại bỏ diode kẹp [7],[8].

So sánh số lượng linh kiện giữa các cấu trúc trong bảng I.

- Cấu trúc FC có số tụ điện bay nhiều nhất là 9 tính theo cấu trúc cùng bậc.
- Cấu trúc NPC có số diode nhiều nhất là 18.
- Cấu trúc NNPC có số linh kiện tăng theo từng bậc.

Trong các cấu trúc cùng bậc, cấu trúc NNPC có số linh kiện ít nhất tính theo từng loại.

Bảng I. So sánh số linh kiện các bộ nghịch lưu đa bậc.

Cấu hình bốn bậc	Khóa	Diode	Tụ điện bay	Nguồn V_{dc}
4L-NPC	18	18	-	1
4L-FC	18	-	9	1
4L-NNPC	18	6	6	1

Có 2 vấn đề chính cần giải quyết khi thực hiện PWM là điều khiển áp tải và cân bằng áp các tụ.

Trong thực tế, 2 phương pháp thường được sử dụng cho điều khiển các bộ biến đổi NNPC đa bậc là phương pháp điều chế rộng xung sin (SPWM) và phương pháp điều chế vector không gian (SVPWM) [6]-[11]. Phương pháp SPWM có phạm vi biên độ điện áp pha tải bị giới hạn ở $V_{dc}/2$ trong khi, phương pháp SVPWM cho phạm vi áp ra lớn hơn, đạt độ lớn $V_{dc}/\sqrt{3}$. Gần đây, các phương pháp điều chế dự báo tựa mô hình (MPC) cũng được quan tâm nghiên cứu vì khả năng điều khiển linh hoạt tối ưu nhiều mục tiêu [12]. Tuy nhiên, phương pháp này có nhược điểm do thời gian tính toán lâu, khó áp dụng cho các hệ thống điều khiển phức tạp.

Trong bài báo này, phương pháp SVPWM trong hệ tọa độ $\alpha\beta$ sẽ được áp dụng. Do trong nghịch lưu 4 bậc có xuất hiện nhiều trạng thái trùng lặp tại một số vector định, giản đồ vector không gian nghịch lưu đầy đủ sẽ được tinh giản về dạng giản đồ vector rút gọn, thích hợp cho việc thực hiện chuỗi 4 trạng thái. Giản đồ vector không gian rút gọn đề xuất chứa các vector có áp CMV trung bình. Do đối với một số vector định, không tồn tại trạng thái có CMV trung bình nên phương pháp đề xuất vector ảo thay thế. Ngoài ra, phương pháp còn đề nghị thêm một số vector ảo ở vị trí mới có áp CMV trung bình. Từ đó, hình thành giản đồ vector không gian ảo cho thực hiện kỹ thuật SVPWM.

Việc duy trì giá trị điện áp tụ điện bay ổn định trong quá trình hoạt động sẽ đảm bảo không xảy ra quá điện áp trên các linh kiện và điện áp tạo thành ở ngõ ra có chất lượng tốt. Giải pháp đơn giản nhưng luôn luôn đảm bảo áp tải cân bằng như sử dụng bộ chuyển đổi phụ trợ (Auxiliary converter) sẽ làm tăng chi phí và độ phức tạp tổng thể cho bộ chuyển đổi, đặc biệt là ở mức điện áp/công suất cao [13]-[17]. Một số bài báo như [6],

Bảng II. Trạng thái khóa bán dẫn ứng với các mức điện áp và dòng điện qua các tụ điện bay ($x = a, b, c$).

S_x	Trạng thái khóa bán dẫn trên pha			V_{Cx1}		V_{Cx2}		V_{xz}
	S_{x1}	S_{x2}	S_{x3}	$i_x > 0$	$i_x < 0$	$i_x > 0$	$i_x < 0$	
3	1	1	1	-	-	-	-	$V_{dc}/2$
2	(2B)	1	0	1	↑	↓	-	$V_{dc}/6$
	(2A)	0	1	1	↓	↑	↓	↑
1	(1B)	1	0	0	↑	↓	↑	↓
	(1A)	0	0	1	-	-	↓	↑
0	0	0	0	-	-	-	-	$-V_{dc}/2$

[18], [19] đề cập đến vấn đề cân bằng điện áp của tụ điện bay sử dụng đặc tính năng lượng tối thiểu. Theo đó để giảm thiểu chênh lệch giữa giá trị điện áp mong muốn và giá trị thực tế trạng thái chuyển mạch tốt nhất trong số tất cả các trạng thái chuyển đổi có thể được chọn để áp dụng cho bộ chuyển đổi. Phương pháp đặc tính năng lượng tối thiểu phải tính toán phức tạp và phụ thuộc vào độ chính xác của thông số các tụ điện. Điều này không dễ dàng đạt được trong quá trình hoạt động.

Một giải pháp phương pháp cân bằng điện áp các tụ bay là tận dụng các trạng thái trùng lặp trong bảng trạng thái áp pha với khả năng tạo dòng điện nạp tụ ngược chiều nhau. Từ đó, khi áp dụng kỹ thuật sóng mang sin SPWM hay SVPWM thì tùy thuộc vào áp tụ và chiều dòng điện tải mà bộ điều khiển sẽ chọn một trong hai trạng thái trùng lặp thực hiện để cân bằng áp các tụ [8],[9],[11].

Gần đây, phương pháp điều chế vector ảo VSVPWM [20] triệt tiêu dòng qua tụ được giới thiệu. Theo đó, vector ảo tạo thành như hàm kết hợp các vector đóng ngắt sao cho dòng trung bình qua các tụ bay bằng zero. Do đó, duy trì điện áp trên các tụ không đổi. Tuy nhiên, kỹ thuật [20] có vài nhược điểm như sau: 1). Chuỗi trạng thái đóng ngắt thực tế có nhiều chuyển mạch, gây ra gia tăng tổn hao hệ thống và do đó ảnh hưởng hiệu suất hoạt động; 2). Đối với một số vùng làm việc, do vector ảo tạo thành từ nhiều vector thành phần nằm xa nhau trong giản đồ vector không gian nên chuỗi thực hiện VSVPWM sẽ làm tăng độ méo dạng điện áp và dòng điện ngõ ra; 3). Khi xuất hiện sự mất cân bằng áp các tụ bay, các vector ảo này do duy trì dòng trung bình qua các tụ bằng zero nên không giúp cho quá trình cân bằng áp tụ trở lại. Gần đây, để khắc phục nhược điểm cuối cùng, một phương pháp mới tương đối phức tạp đã được đề nghị [10].

Bài báo này trình bày phương pháp điều chế vector ảo VSVPWM theo nguyên lý 3 vector gần nhất có CMV trung bình với quá trình cân bằng áp tụ dựa vào bảng trạng thái có các trạng thái trùng lặp. Nội dung tiếp theo có cấu trúc như sau: Phần II giới thiệu cấu hình 4L-NNPC, phần III sẽ trình bày về phương pháp VSVPWM, phần IV trình bày phương pháp cân bằng điện áp tụ điện bay cho 4L-NNPC; phần V sẽ đánh giá chất lượng dòng ra thông qua độ méo hài THD%, thực hiện trên phần mềm mô phỏng MATLAB/Simulink và thực nghiệm trên mô hình phần cứng.

2. Cấu hình bộ nghịch lưu ba pha 4L-NNPC

2.1. Cấu tạo bộ 4L-NNPC

Xét bộ nghịch lưu diode kẹp lồng nhau ba pha bốn bậc trên Hình 1. Xét nhánh pha x ($x = a, b, c$), các khoá và tụ S_{x1} ,

S_{x2} , S_{x3} , S_{x1}' , C_{x1} , C_{x2} thuộc cấu trúc FC. S_{x3} , S_{x2}' , D_{x1} , D_{x2} , S_{x2} , S_{x3}' thuộc cấu trúc NPC. Hai cấu trúc được lồng vào, chia sẻ chung khoá S_{x2} , S_{x3}' . Điện áp nghịch lưu được tính tại đầu ra nhánh pha tới điểm Z giữa hai tụ DC-link $C1$, $C2$. Để mạch hoạt động chính xác, các tụ điện bay C_{x1} và C_{x2} cần được duy trì ở điện áp $V_{dc}/3$ [8].

2.2. Trạng thái bộ nghịch lưu

Trạng thái đóng ngắt mỗi nhánh pha trong bảng II được chia thành bốn mức $S_x = 0, 1, 2, 3$ tương ứng với điện áp đầu ra $-V_{dc}/2$, $-V_{dc}/6$, $V_{dc}/6$ và $V_{dc}/2$. Các cặp khóa (S_{x1}, S_{x1}'), (S_{x2}, S_{x2}') và (S_{x3}, S_{x3}') được kích đối nghịch. Xét nhánh pha a trong điều kiện điện áp tụ điện bay cân bằng tại giá trị $V_{dc}/3$.

a) Trạng thái 0 ($V_{az} = -V_{dc}/2$)

Hình 2a, mô tả mạch dẫn dòng điện trạng thái 0, ta có:

$$V_{az} = -V_{C2} = \frac{-V_{dc}}{2} \quad (1)$$

b) Trạng thái 1 ($V_{az} = -V_{dc}/6$)

Khi $S_a = 1$ có hai tổ hợp trạng thái khoá bán dẫn thực hiện là 1A, 1B, bảng II.

Hình 2b, mô tả trạng thái 1A, ta có:

$$V_{az} = V_{Ca2} - V_{C2} = \frac{-V_{dc}}{6} \quad (2)$$

Hình 2c, mô tả trạng thái 1B, ta có:

$$V_{az} = -V_{Ca1} - V_{Ca2} + V_{C1} = \frac{-V_{dc}}{6} \quad (3)$$

c) Trạng thái 2 ($V_{az} = V_{dc}/6$)

Khi $S_a = 2$, có hai tổ hợp đóng ngắt khoá bán dẫn là 2A, 2B.

Hình 2d mô tả trạng thái 2A, ta có

$$V_{az} = V_{Ca1} + V_{Ca2} - V_{C2} = \frac{V_{dc}}{6} \quad (4)$$

Hình 2e, ta có:

$$V_{az} = -V_{Ca1} + V_{C1} = \frac{V_{dc}}{6} \quad (5)$$

d) Trạng thái 3 ($V_{az} = V_{dc}/2$)

Hình 2f, mô tả trạng thái $S_a = 3$, ta có:

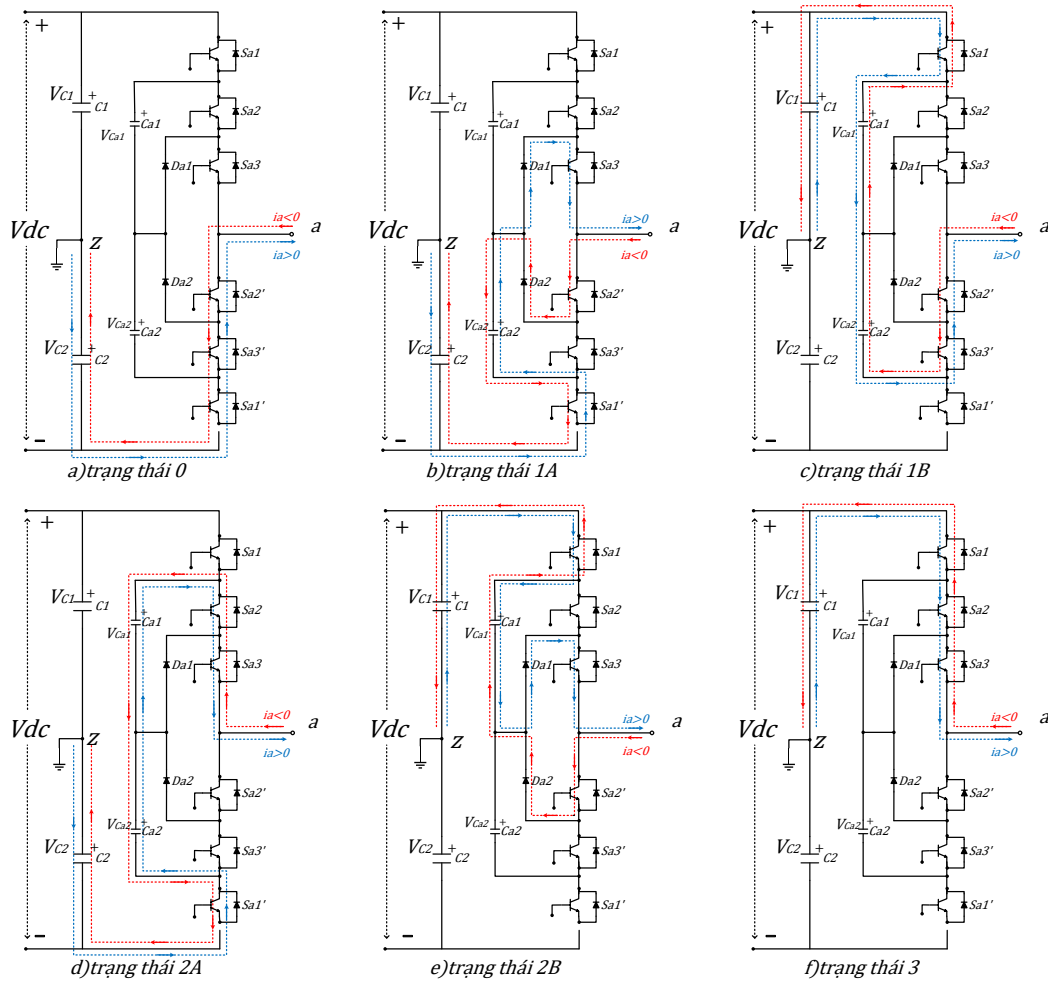
$$V_{az} = +V_{C1} = \frac{V_{dc}}{2} \quad (6)$$

Với điều kiện điện áp tụ điện bay duy trì không đổi bằng $V_{dc}/3$, hệ thức xác định điện áp nghịch lưu nhánh x sẽ là:

$$V_{xz} = (S_{x1} + S_{x2} + S_{x3}) * \frac{V_{dc}}{3} - \frac{V_{dc}}{2} \quad (7)$$

Đặt $S_x = S_{x1} + S_{x2} + S_{x3}$, ta có:

$$V_{xz} = S_x * \frac{V_{dc}}{3} - \frac{V_{dc}}{2} \quad (8)$$



Hình 2: Phân tích mạch các trạng thái của pha a. a) trạng thái 0, b) trạng thái 1A, c) trạng thái 1B, d) trạng thái 2A, e) trạng thái 2B, f) trạng thái 3.

3. Điều chế độ rộng xung vector không gian (SVPWM)

Kỹ thuật virtual SVPWM đề xuất sẽ được mô tả trong hệ tọa độ $\alpha\beta$. Trước hết, các điện áp nghịch lưu ba pha trong hệ tọa độ abc sẽ được qui đổi trong hệ tọa độ vuông góc $\alpha\beta$.

3.1. Giảm đồ vector không gian 4 bậc NNPC

a) Giảm đồ vector không gian điện áp

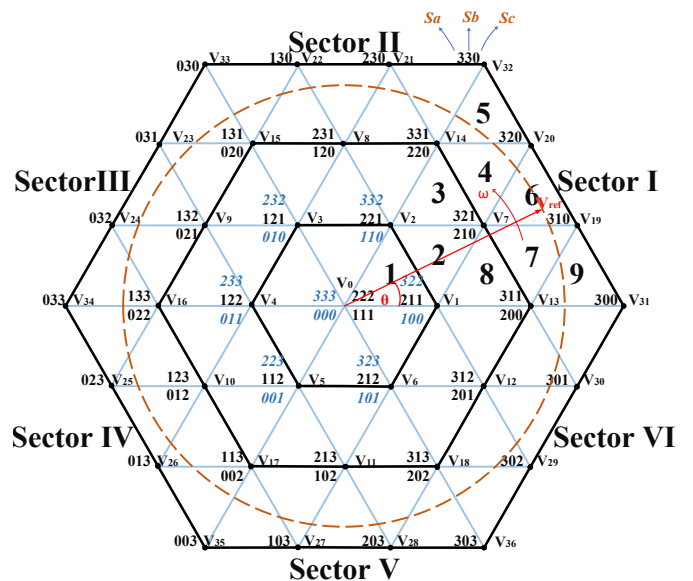
Điện áp nghịch lưu 3 pha V_{xz} (8) trong hệ tọa độ abc có thể biểu diễn dạng vector $\vec{V}_{\alpha\beta}$, trong hệ tọa độ vuông góc $\alpha\beta$:

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha} \\ V_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} * \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} V_{az} \\ V_{bz} \\ V_{cz} \end{bmatrix} \quad (9)$$

Thay thế các các điện áp nghịch lưu (8) vào (9), ta thu được vector điện áp nghịch lưu theo trạng thái SaSbSc. Do mỗi nhánh pha có 4 mức điện áp, từ đó ba nhánh pha sẽ tạo ra tổ hợp 64 trạng thái. Từ 64 trạng thái, các vector điện áp $\vec{V}_{\alpha\beta}$ được thiết lập và mô tả trong giản đồ vector không gian minh họa trên hình 3. Có 4 loại vector chia theo vị trí nằm trên giản đồ vector không gian như sau:

- Vector 0: nằm tại tâm, với 4 vector trùng lặp.

- Vector nhỏ: nằm trên các đỉnh hình lục giác nhỏ nhất, với mỗi đỉnh có 3 vector trùng lặp.
- Vector trung: nằm tại trung điểm các cạnh và đỉnh hình lục giác trung, mỗi vị trí có 2 vector trùng lặp.
- Vector lớn: bố trí đều trên các cạnh và đỉnh hình lục giác lớn, mỗi vị trí chỉ có 1 vector.



Hình 3: Giảm đồ vector không gian bộ nghịch lưu 4 bậc.

Do sự trùng lặp của các vector điện áp, giản đồ vector không gian từ 64 trạng thái sẽ chỉ tạo nên 37 vector khác biệt V_0, V_1, \dots, V_{36} . Việc tính toán các tham số SVPWM sẽ được dẫn giải từ 37 vector khác biệt này.

b) Vector tham chiếu \vec{V}_{ref}

Điện áp tham chiếu ba pha $V_a(t), V_b(t), V_c(t)$ trong hệ tọa độ abc , chuyển thành vector tham chiếu \vec{V}_{ref} trong tọa độ $\alpha\beta$:

$$\begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} * \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix} \quad (10)$$

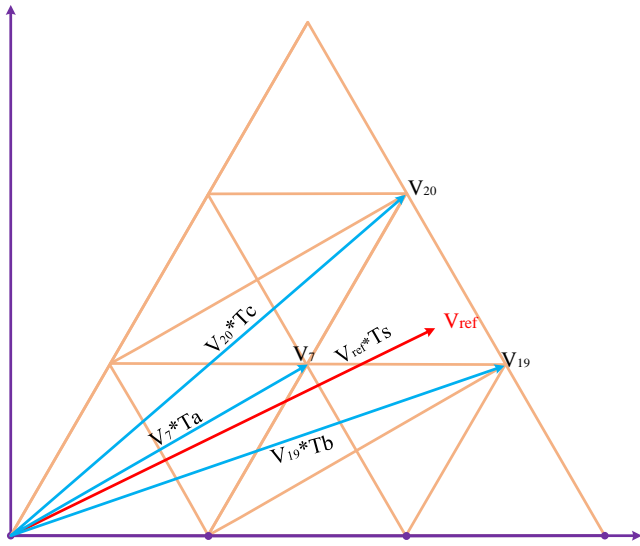
$$\vec{V}_{ref}(t) = V_a(t) + j * V_b(t) \quad (11)$$

Phương pháp điều chế SVPWM thực hiện vector điện áp tham chiếu \vec{V}_{ref} dựa trên 3 vector điện áp nghịch lưu gần \vec{V}_{ref} nhất. Gọi thời gian tác dụng của từng vector điện áp lần lượt là T_a, T_b, T_c , với tổng thời gian tác dụng là T_s , phương trình SVPWM được biểu diễn theo phương trình:

$$\begin{cases} \vec{V}_{ref} * T_s = \vec{V}_a * T_a + \vec{V}_b * T_b + \vec{V}_c * T_c \\ T_s = T_a + T_b + T_c \end{cases} \quad (12)$$

Ví dụ như trong hình 4, ba vector điện áp gần nhất với \vec{V}_{ref} là $\vec{V}_7, \vec{V}_{19}, \vec{V}_{20}$, ta có:

$$\begin{cases} \vec{V}_{ref} * T_s = \vec{V}_7 * T_a + \vec{V}_{19} * T_b + \vec{V}_{20} * T_c \\ T_s = T_a + T_b + T_c \end{cases} \quad (13)$$



Hình 4: Giản đồ vector \vec{V}_{ref} trong vùng 6 - sector I.

3.2. Cách xác định sector, vùng hoạt động của \vec{V}_{ref}

a) Xác định phạm vi các sector

Mặt phẳng giản đồ vector không gian của bộ nghịch lưu 4 bậc NNPC được chia thành sáu sector I, II, III, IV, V và VI theo góc θ như bảng III.

Bảng III. Phạm vi sector.

Sector	Góc θ	Sector	Góc θ
Sector I:	$0 \leq \theta < \frac{\pi}{3}$	Sector IV:	$-\pi \leq \theta < -\frac{2\pi}{3}$
Sector II:	$\frac{\pi}{3} \leq \theta < \frac{2\pi}{3}$	Sector V:	$-\frac{2\pi}{3} \leq \theta < -\frac{\pi}{3}$
Sector III:	$\frac{2\pi}{3} \leq \theta < \pi$	Sector VI:	$-\frac{\pi}{3} \leq \theta < 0$

b) Xác định phạm vi các tam giác theo nguyên lý 3 vector gần nhất

Xét sector I trên hình 5, phạm vi hoạt động của vector điện áp được chia dựa theo nguyên lý 3 vector gần nhất thành 9 vùng, tương ứng 9 tam giác nhỏ, được đánh số từ (1) đến (9). Giới hạn của các tam giác nhỏ sẽ được xác định bởi các đường thẳng y_1, y_2, y_3, y_4, y_5 và y_6 . Các tam giác 3, 4, 7 và 8 tiếp tục được phân chia bởi các đường thẳng y_7 và y_8 . Phương trình các đường thẳng y_j ($j = 1, 2, \dots, 8$) được mô tả trong hệ tọa độ $\alpha\beta$ có thể được dẫn giải và biểu diễn theo các phương trình (14) – (23).

$$y = |\vec{V}_{ref}| * \sin(\theta) \quad (14) \quad y_1 = -\sqrt{3}x + \frac{2\sqrt{3}}{9}V_{dc} \quad (15)$$

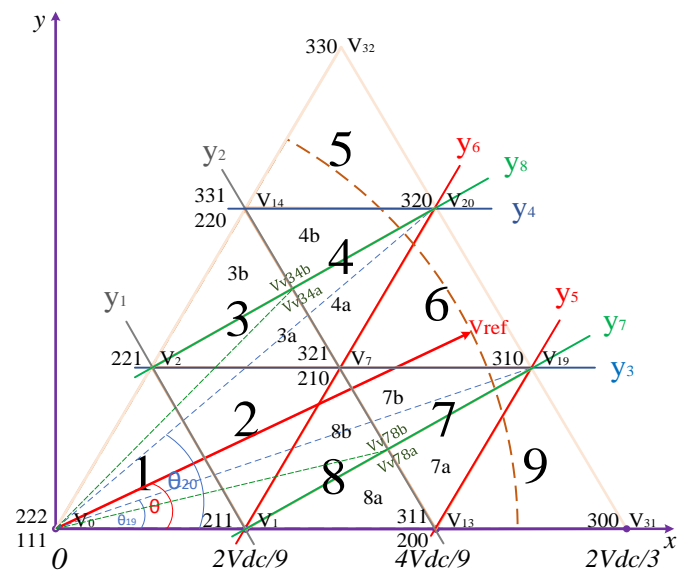
$$x = |\vec{V}_{ref}| * \cos(\theta) \quad (16) \quad y_2 = -\sqrt{3}x + \frac{4\sqrt{3}}{9}V_{dc} \quad (17)$$

$$y_3 = \frac{\sqrt{3}}{9}V_{dc} \quad (18) \quad y_5 = \sqrt{3}x - \frac{4\sqrt{3}}{9}V_{dc} \quad (19)$$

$$y_4 = \frac{2\sqrt{3}}{9}V_{dc} \quad (20) \quad y_6 = \sqrt{3}x - \frac{2\sqrt{3}}{9}V_{dc} \quad (21)$$

$$y_7 = \frac{\sqrt{3}}{3}x - \frac{2\sqrt{3}}{27}V_{dc} \quad (22) \quad y_8 = \frac{\sqrt{3}}{3}x + \frac{2\sqrt{3}}{27}V_{dc} \quad (23)$$

Hình 5, mô tả cách thức chia các vùng trong sector I. Góc θ trong sector I giới hạn từ 0° tới 60° . Ví dụ khi \vec{V}_{ref} ở vùng 1 trong đương tọa độ y nhỏ hơn y_1 . Khi \vec{V}_{ref} trong vùng 2, điều kiện là $y > y_1, y > y_6$ và $y \leq y_3$. Xác định các vùng còn lại tương tự, chi tiết ghi trong bảng IV.



Hình 5: Chi tiết vùng trong sector I (\vec{V}_{ref} đang ở vùng 6 - sector I).

Bảng IV. Điều kiện chia vùng.

Vùng	Điều kiện chia vùng trong sector I
1	$(y \leq y_1)$
2	$(y > y_1) \&\& (y > y_6) \&\& (y \leq y_3)$
3a	$(y > y_3) \&\& (y \leq y_2) \&\& (y \leq y_8)$
3b	$(y > y_8) \&\& (y \leq y_2)$
4a	$(y > y_2) \&\& (y > y_6) \&\& (y \leq y_8)$
4b	$(y > y_2) \&\& (y > y_8) \&\& (y \leq y_4)$
5	$(y > y_4)$
6	$(y > y_3) \&\& (y \leq y_6)$
7a	$(y > y_2) \&\& (y > y_5) \&\& (y \leq y_7)$
7b	$(y > y_2) \&\& (y > y_7) \&\& (y \leq y_3)$
8a	$(y \leq y_2) \&\& (y \leq y_7)$
8b	$(y > y_7) \&\& (y \leq y_2) \&\& (y \leq y_6)$
9	$(y \leq y_5)$

3.3. Xác định thời gian tác dụng T_a, T_b, T_c

Có nhiều phương pháp tính toán thời gian tác dụng của các vector điện áp trong chu kỳ lấy mẫu như: giải trực tiếp trong hệ tọa độ $\alpha\beta$ hoặc chuyển sang hệ tọa độ $g-h$, tọa độ $3D-abc$. Trong bài báo này, các tiện ích của phần mềm MATLAB/SIMULINK sẽ được sử dụng để xác định thời gian tác dụng các trạng thái, trong đó phương trình ma trận tính toán thời gian tác dụng T_a, T_b, T_c được giải trực tiếp. Cách tính này đơn giản, trực tiếp và hiệu quả khi áp dụng cho bộ nghịch lưu có số bậc không cao.

Phương trình (12) được viết lại dưới dạng ma trận tổng quát như sau:

$$M = V * T \quad (24)$$

Trong đó:

$$M = \begin{bmatrix} |\vec{V}_{ref}| * \cos(\theta) \\ |\vec{V}_{ref}| * \sin(\theta) \\ 1 \end{bmatrix} * Ts \quad (25)$$

$$T = \begin{bmatrix} T_a \\ T_b \\ T_c \end{bmatrix} \quad (26)$$

Đối với vùng (6) – sector I, ma trận V :

$$V = \begin{bmatrix} |\vec{V}_7| \cos(\theta_7) & |\vec{V}_{19}| \cos(\theta_{19}) & |\vec{V}_{20}| \cos(\theta_{20}) \\ |\vec{V}_7| \sin(\theta_7) & |\vec{V}_{19}| \sin(\theta_{19}) & |\vec{V}_{20}| \sin(\theta_{20}) \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (27)$$

Với $\theta_7, \theta_{19}, \theta_{20}$ lần lượt là góc của vector điện áp với trục nằm ngang như trong hình 5. Ở đây:

$$\theta_7 = \frac{\pi}{6} \quad \left| \quad \theta_{19} = \arctan\left(\frac{\sqrt{3}}{5}\right) \quad \left| \quad \theta_{20} = \arctan\left(\frac{\sqrt{3}}{2}\right)$$

Thời gian sẽ được biểu diễn là:

$$T = V^{-1} * M \quad (28)$$

Thời gian tác dụng T_a, T_b, T_c như trong bảng V. Phương trình tính thời gian các sector còn lại được quy về sector I. Với góc của các vector điện áp sẽ tương ứng với từng sector, ma trận M được thay đổi theo góc θ như sau:

Bảng V. Thời gian kích T_a, T_b, T_c của từng vùng.

Vùng 1	Vùng 2	Vùng 3	Vùng 8
$\begin{cases} T_a = Ts - T_b - T_c \\ T_b = k * Ts \\ T_c = l * Ts \end{cases}$	$\begin{cases} T_a = (t - 1) * Ts \\ T_b = Ts - T_a - T_c \\ T_c = (1 - k) * Ts \end{cases}$	$\begin{cases} T_a = Ts - T_b - T_c \\ T_b = (l - 1) * Ts \\ T_c = (2 - m) * Ts \end{cases}$	$\begin{cases} T_a = Ts - T_b - T_c \\ T_b = l * Ts \\ T_c = (2 - t) * Ts \end{cases}$
Vùng 4		Vùng 7	
$\begin{cases} T_a = Ts - T_b - T_c \\ T_b = \frac{(2\sqrt{21} * \cos(\theta_{20} + \frac{\pi}{3}) + \sqrt{21} * p - n) * Ts}{2\sqrt{3} - 2\sqrt{7} * \sin(\theta_{20} + \frac{\pi}{3})} \\ T_c = \frac{(2\sqrt{3} - \sqrt{3} * t) * Ts}{2\sqrt{3} - 2\sqrt{7} * \sin(\theta_{20} + \frac{\pi}{3})} \end{cases}$		$\begin{cases} T_a = Ts - T_b - T_c \\ T_b = \frac{(\sqrt{21} * q + 2\sqrt{3} * l - 4\sqrt{7} * \sin(\theta_{19})) * Ts}{2\sqrt{3} - 2\sqrt{7} * \sin(\theta_{19} + \frac{\pi}{3})} \\ T_c = \frac{(2\sqrt{3} - \sqrt{3} * t) * Ts}{2\sqrt{3} - 2\sqrt{7} * \sin(\theta_{19} + \frac{\pi}{3})} \end{cases}$	
Vùng 5		Vùng 9	
$\begin{cases} T_a = Ts - T_b - T_c \\ T_b = \frac{\sqrt{3} * k * Ts}{2\sqrt{7} * \cos(\theta_{20} + \frac{\pi}{6})} \\ T_c = \frac{(2\sqrt{3} * k - \sqrt{21} * p - 4\sqrt{7} * \cos(\theta_{20} + \frac{\pi}{6})) * Ts}{2\sqrt{7} * \cos(\theta_{20} + \frac{\pi}{6})} \end{cases}$		$\begin{cases} T_a = Ts - T_b - T_c \\ T_b = \frac{(\sqrt{21} * q + 2\sqrt{3} * l - 4\sqrt{7} * \sin(\theta_{19})) * Ts}{2\sqrt{7} * \sin(\theta_{19})} \\ T_c = \frac{\sqrt{3} * l * Ts}{2\sqrt{7} * \sin(\theta_{19})} \end{cases}$	
Vùng 6			
$\begin{cases} T_a = \frac{(\sqrt{3} * p - \sqrt{3} * q + 2\sqrt{7} * \sin(\theta_{19} - \theta_{20})) * Ts}{2\sqrt{7} * \sin(\theta_{19} - \theta_{20}) + 2\sqrt{3} * \cos(\theta_{19} + \frac{\pi}{3}) - 2\sqrt{3} * \cos(\theta_{20} + \frac{\pi}{3})} \\ T_b = \frac{(n - \sqrt{21} * p - 2\sqrt{21} * \cos(\theta_{20} + \frac{\pi}{3})) * Ts}{14 * \sin(\theta_{19} - \theta_{20}) + 2\sqrt{21} * \cos(\theta_{19} + \frac{\pi}{3}) - 2\sqrt{21} * \cos(\theta_{20} + \frac{\pi}{3})} \\ T_c = Ts - T_a - T_b \end{cases}$			

Khi $\theta > 0$ ($n = 1, 2, 3$)

$$M = \begin{bmatrix} |\overline{V_{ref}}| * \cos\left(\theta - (n-1) * \frac{\pi}{3}\right) \\ |\overline{V_{ref}}| * \sin\left(\theta - (n-1) * \frac{\pi}{3}\right) \\ 1 \end{bmatrix} * Ts \quad (29)$$

Khi $\theta < 0$ ($n = 4, 5, 6$)

$$M = \begin{bmatrix} |\overline{V_{ref}}| * \cos\left(\theta + 2\pi - (n-1) * \frac{\pi}{3}\right) \\ |\overline{V_{ref}}| * \sin\left(\theta + 2\pi - (n-1) * \frac{\pi}{3}\right) \\ 1 \end{bmatrix} * Ts \quad (30)$$

n : là Sector tương ứng

Các ký hiệu trong bảng V:

$$m = \sqrt{3} * |V_{ref}| / V_{dc} \quad (31) \quad l = 3m * \sin(\theta) \quad (32)$$

$$k = 3m * \cos\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) \quad (33) \quad n = 9m * \cos\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) \quad (34)$$

$$t = 3m * \sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) \quad (35) \quad p = 3m * \sin(\theta_{20} - \theta) \quad (36)$$

$$q = 3m * \sin(\theta_{19} - \theta) \quad (37)$$

3.4. Phương pháp Virtual SVPWM với áp common mode trung bình

a) Nguyên lý Virtual SVPWM với áp CMV trung bình

Một số vector đỉnh trong giản đồ vector không gian có tính chất trùng lặp. Ví dụ, có 4 trạng thái để thực hiện vector zero gồm 000, 111, 222 và 333. Tương tự như vậy, vector V1 có thể thực hiện bởi các trạng thái 100, 211 và 322. Để thực hiện vector tham chiếu, kỹ thuật SVPWM chỉ cần sử dụng 1 hoặc 2 trạng thái đóng ngắt đại diện cho mỗi vector đỉnh. Việc chọn lựa có giới hạn các trạng thái thực hiện SVPWM trong bài báo này sẽ được đề xuất bằng phương pháp chọn vector áp có điện áp common-mode trung bình. Để đơn giản việc khảo sát, ta sử dụng hàm CMV của trạng thái $Sa S_b S_c$, định nghĩa như sau:

$$F = Sa + S_b + S_c. \quad (38)$$

Theo đó, với mỗi vector đỉnh, gọi F_{max} và F_{min} là giá trị các hàm áp CMV của trạng thái có điện áp CMV lớn nhất V_{commax} và nhỏ nhất V_{commin} .

Trạng thái được chọn thực hiện vector đỉnh trong chuỗi SVPWM sẽ có hàm $F = F_{ave}$ xác định như sau:

$$F_{ave} = \frac{F_{max} + F_{min}}{2} \quad (39)$$

Dựa vào phương trình (12), có thể suy ra hàm áp CMV của V_{ref} khi thực hiện bằng kỹ thuật SVPWM với áp CMV trung bình như sau:

$$F_{vref} * Ts = F_{ave}(Va) * Ta + F_{ave}(Vb) * Tb + F_{ave}(Vc) * Tc \quad (40)$$

Dựa vào số trạng thái trùng lặp của vector áp, có thể chia thành 4 trường hợp để chọn trạng thái cho vector đỉnh như sau:

- Vector đỉnh có một trạng thái: ví dụ vector $\overline{V_{31}}$ (300), trường hợp này hàm $F_{max} = F_{min} = F_{ave} = 3$, vậy trạng thái 300 sẽ được chọn.
- Vector đỉnh có hai trạng thái: ví dụ vector $\overline{V_{13}}$ (311/200). Trạng thái 311 có $F = F_{max} = 5$, và 200 có $F = F_{min} = 2$, do đó vector V_{13} cần chọn trạng thái có $F = F_{ave} = 3.5$. Do không tồn tại trạng thái với $F = 3.5$ nên vector ảo (virtual vector) $V_{v13} = (V_{311} + V_{200})/2$ được đề xuất thay thế. Hàm áp CMV của V_{v13} có độ lớn bằng $F_{ave} = 3.5$.

- Vector đỉnh có 3 trạng thái: ví dụ vector $\overline{V_1}$ (322/211/100). Trạng thái 322 có $F = F_{max} = 7$, trạng thái 100 có $F = F_{min} = 1$, và 211 có $F = F_{ave} = 4$. Từ đó, trạng thái 211 được chọn thực hiện vector V1.
- Vector đỉnh có 4 trạng thái: Ví dụ vector $\overline{V_0}$ (333/222/111/000). Trạng thái 333 có $F = F_{max} = 9$, trạng thái 000 có $F = F_{min} = 0$. Do $F_{ave} = 4.5$ nên ta sử dụng vector ảo $V_{v0} = (V_{111} + V_{222})/2$ có $F_{ave} = 4.5$ thay thế để thực hiện vector V0.

Áp dụng cho tất cả vector đỉnh của sector I, giản đồ vector không gian rút gọn được mô tả trên hình 5. Từ kết quả thu được trên Hình 5 xuất hiện 2 trường hợp, tam giác làm việc chứa 1 vector ảo trong các vùng 1, 2, 5, 6, 9 và chứa 2 vector ảo trong các vùng 3, 4, 7, 8.

Khảo sát chi tiết hơn chuỗi SVPWM, ta xét tam giác chứa 1 vector ảo, ví dụ khi $\overline{V_{ref}}$ ở vùng 1, chuỗi thực hiện sẽ là 111-211-221-222-221-211-111. Các vector áp trùng lặp 111 và 222 sẽ có thời gian tác dụng bằng nhau, có khả năng đạt áp ra có độ méo dạng thấp. Tương tự, có thể giải thích chuỗi thực hiện SVPWM trong các tam giác chứa 1 vector ảo còn lại.

Với trường hợp tam giác chứa 2 vector ảo, ví dụ khi $\overline{V_{ref}}$ ở vùng 4. Một phương pháp thực hiện SVPWM đảm bảo trình tự ít chuyển mạch và phân bố thời gian đều giữa các vector trùng lặp 210/321 và 220/331 sẽ như sau: 210-220-320-321-331-321-320-220-210. Do sự xuất hiện các vector trùng lặp cho 2 vector đỉnh khác biệt 210/321 và 220/331, số chuyển mạch của chuỗi là 8 trong 1 chu kỳ thực hiện. Chuỗi trạng thái mô tả trên có tổn hao chuyển mạch tăng lên so với SVPWM truyền thống với 6 chuyển mạch nên không sử dụng.

Để giảm số chuyển mạch về 6 như phương pháp SVPWM truyền thống, hai vector ảo V_{v34a} , V_{v34b} có áp CMV trung bình bằng 5, nằm giữa 2 vector đỉnh V_7 , V_{14} được đề xuất cho vùng 4, định nghĩa như sau:

$$V_{v34a} = (V_{210} + V_{331})/2$$

$$V_{v34b} = (V_{321} + V_{220})/2$$

Xét trường hợp $\overline{V_{ref}}$ nằm ở vùng 4a giới hạn bởi 3 vector gần nhất V_7 , V_{20} , V_{v34a}/V_{v34b} , dẫn đến 2 khả năng thực hiện chuỗi SVPWM:

(1) 210-220-320-321-320-220-210, nếu sử dụng V_{v34a}

(2) 210-320-321-331-321-320-210, nếu sử dụng V_{v34b}

Chuỗi (2) bị loại vì gia tăng số chuyển mạch lên 8 và chuỗi còn lại (1) được chọn để thực hiện. Hàm áp CMV của $\overline{V_{ref}}$ sẽ thỏa điều kiện của phương trình SVPWM theo áp CMV trung bình:

$$F_{vref}Ts = F_{ave}(V_{20}) * Ta + F_{ave}(V_7) * Tb + F_{ave}(V_{v34a}) * Tc \quad (41)$$

Tương tự, phân tích trường hợp $\overline{V_{ref}}$ nằm ở vùng 4b, ta sẽ chọn V_{v34b} thực hiện chuỗi 220-320-321-331-321-320-220. Dễ dàng nhận thấy từ 2 chuỗi trạng thái thực hiện cho vùng 4a và 4b, suy ra rằng trong tam giác chứa 2 vector đỉnh ảo, thì vector đỉnh nằm gần $\overline{V_{ref}}$ hơn sẽ có 2 vector trùng lặp tương ứng tham gia chuỗi thực hiện. Ngược lại, vector đỉnh nằm xa $\overline{V_{ref}}$ hơn chỉ cung cấp 1 vector tham gia chuỗi SVPWM.

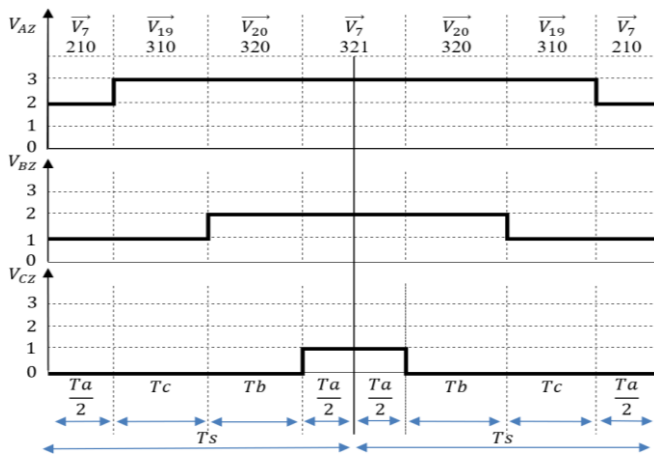
Tương tự, có thể phân tích chuỗi SVPWM với áp CMV trung bình cho các vùng 3, 7 và 8. Các vùng a và b trong tam giác

3, 4 được phân chia nhờ đường thẳng y_8 ; tương tự vùng 7, 8 có đường phân chia là y_7 , phương trình các đường thẳng này (22) và (23). Các đường thẳng $y_1 - y_8$ sẽ phân chia sector I thành 13 vùng làm việc khác nhau.

b) Kỹ thuật SVPWM với áp CMV trung bình cải tiến

Nguyên lý SVPWM với các vector ảo có CMV trung bình được đề xuất giúp xác lập vùng làm việc và chọn chuỗi thực hiện trong 13 vùng làm việc của mỗi sector. Việc tính toán thời gian tác dụng của 3 vector đỉnh có thể thực hiện trực tiếp cho 9 vùng làm việc như mô tả ở Bảng V. Thời gian của hai vector trùng lặp trong phương pháp Virtual SVPWM với áp CMV trung bình có thể khác nhau. Do đó, phương pháp SVPWM cải tiến sẽ dựa theo phương pháp SVPWM có áp CMV trung bình để xác định vùng làm việc và chọn chuỗi PWM, nhưng thực hiện các vector áp trùng lặp với thời gian bằng nhau.

Xét tam giác chứa 1 vector đỉnh ảo trên sector I, kỹ thuật SVPWM theo nguyên lý áp CMV trung bình có thời gian của 2 vector trùng lặp bằng nhau, do đó không cần điều chỉnh trong vùng này. Ví dụ, hai trạng thái 210 và 321 trong chuỗi trạng thái SVPWM theo nguyên lý áp CMV trung bình thực hiện \vec{V}_{ref} trong vùng 6 được mô tả trên hình 6: 210 - 310 - 320 - 321 - 320 - 310 - 210 sẽ có thời gian bằng nhau.



Hình 6: Chuỗi kích trạng thái của vùng 6 - sector I.

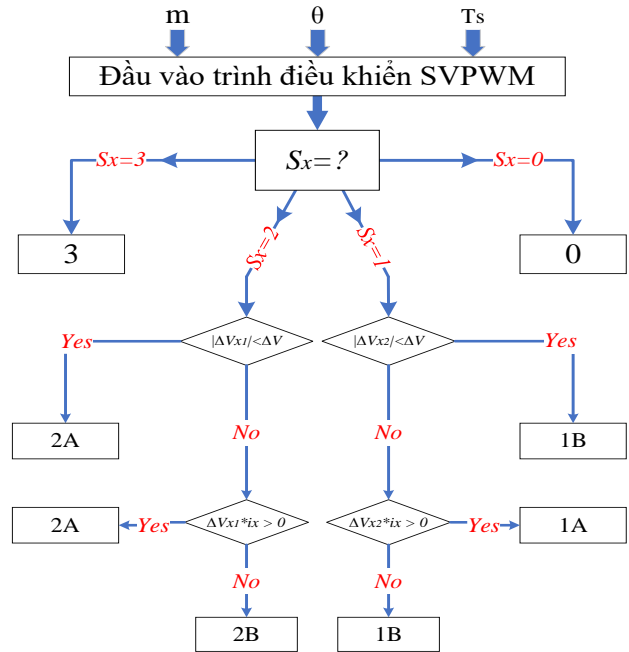
Tuy nhiên, điều này không xảy ra với tam giác chứa 2 vector đỉnh ảo. Ví dụ, khi áp dụng nguyên lý SVPWM với áp CMV trung bình thì thời gian thực hiện SVPWM trong vùng 4a của 2 trạng thái 210 và 321 sẽ khác nhau. Do đó, phương pháp SVPWM cải tiến áp dụng điều chỉnh để thời gian của các trạng thái 210 và 321 bằng nhau. Tuy nhiên, việc điều chỉnh này sẽ dẫn đến kết quả, là phương pháp SVPWM cải tiến sẽ không đạt áp CMV trung bình. Có thể kiểm chứng trong chuỗi SVPWM cải tiến 210-220-320-321-320-220-210, các vector V20 (320) và V7 (321/210) thỏa mãn điều kiện áp CMV trung bình. Tuy nhiên, trạng thái 220 của vector đỉnh còn lại V14 không tạo ra áp CMV trung bình.

4. Phương pháp cân bằng điện áp tụ điện bay đề xuất cho bộ chuyển đổi 4L-NNPC

Dòng điện dẫn qua các tụ điện bay sẽ nạp hoặc xả điện tích trên tụ phụ thuộc chiều dòng điện qua nó. Với giả thiết chiều dòng điện qua tải và các tụ điện như trên hình 2. Sự thay đổi điện áp trên mỗi tụ điện ứng với mỗi trạng thái đóng ngắt khoá

bán dẫn được tổng hợp trong bảng II. Nếu “-” điện áp trên các tụ tương ứng không thay đổi, “↑” điện áp tăng lên và ngược lại nếu “↓”. Các trạng thái trùng lặp khi $S_x = 1$ và $S_x = 2$ có thể được chọn để thực hiện cân bằng điện áp các tụ.

Phương pháp On-Off truyền thống có thể làm linh kiện hoạt động ở tần số cao không thích hợp cho ứng dụng. Do đó, cách thức giải quyết phù hợp là sẽ tạo ra vùng chết ΔV , với: $\Delta V_{xi} = V_{cxi} - V_{cxn}$, ($i = 1, 2$). Khi $|\Delta V_{xi}| < \Delta V$, trạng thái $S_x = 1$ và 2 sẽ gán cho một trạng thái đóng ngắt cố định, cụ thể là 1B và 2A nhằm giảm tần số đóng ngắt linh kiện [20]. Giải thuật điều khiển có cân bằng áp các tụ theo phương pháp ON-OFF có vùng chết ΔV được mô tả trên hình 7.



Hình 7: Giải thuật cân bằng điện áp tụ điện bay cho bộ nghịch lưu 4L-NNPC.

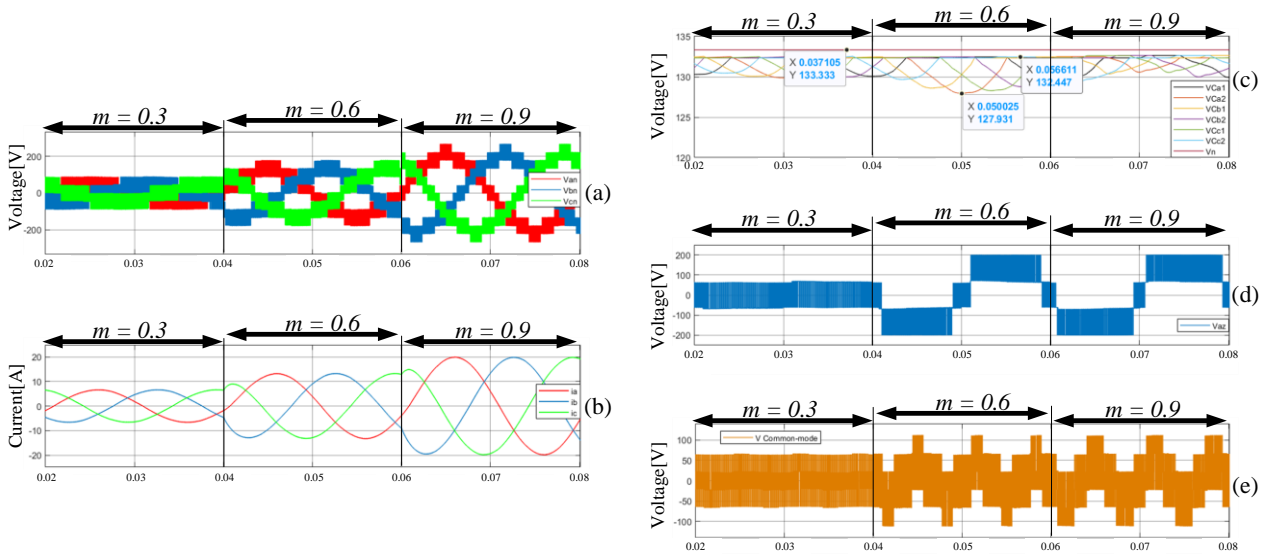
5. Kết quả mô phỏng và thực nghiệm

5.1. Kết quả mô phỏng

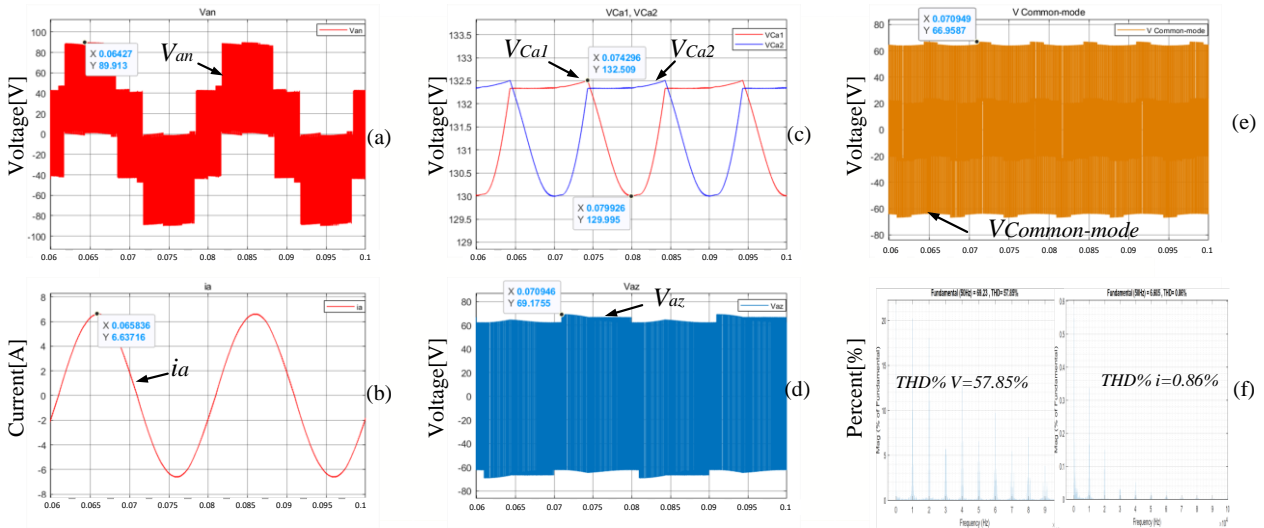
Bộ nghịch lưu NNPC bốn bậc được mô phỏng bằng phần mềm MATLAB/Simulink. Bảng VI dưới đây thể hiện thông số hệ thống trong mô phỏng. Chất lượng bộ nghịch lưu được đánh giá dựa trên tổng méo hài của dòng điện ($THD\% ia$) và điện áp ($THD\% Van$), chênh lệch điện áp tụ điện bay (ΔV_{xi}).

Bảng VI. Thông số mô phỏng và thực nghiệm.

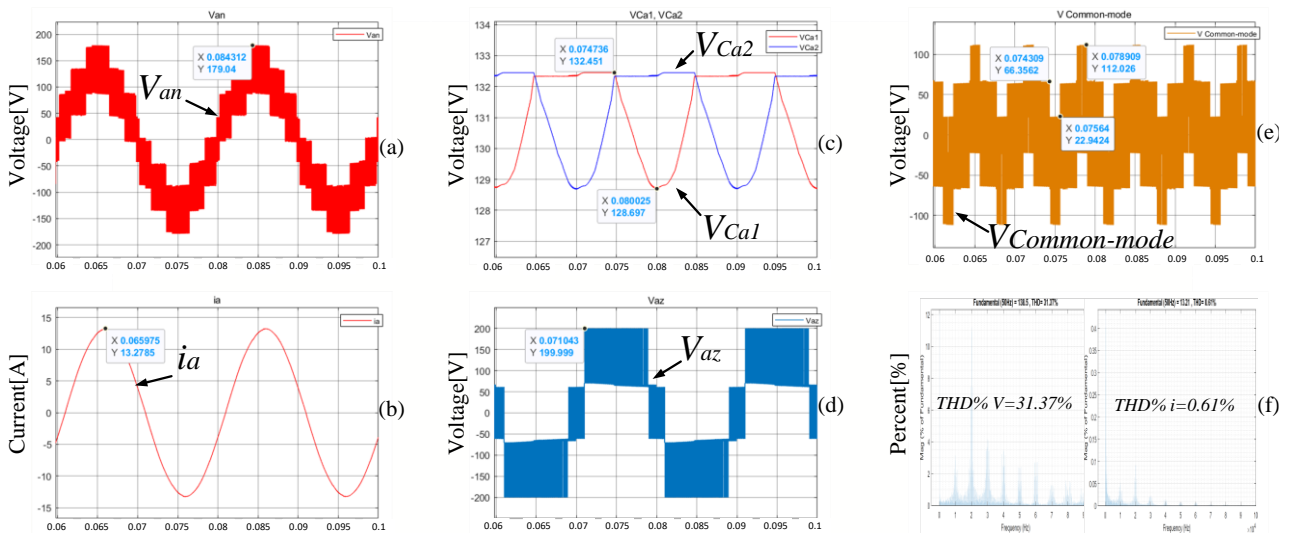
Thông số	Mô phỏng	Thực nghiệm
Điện áp V_{dc}	400V	100V
Tần số cơ bản	50Hz	50Hz
Tụ điện bay	4700 μ F	2200 μ F
Điện trở	10 Ω	27 Ω
Cuộn cảm	10 mH	40 mH
Sai số áp tụ (ΔV)	1V	1V
Tần số điều chế f_s	10kHz	10kHz



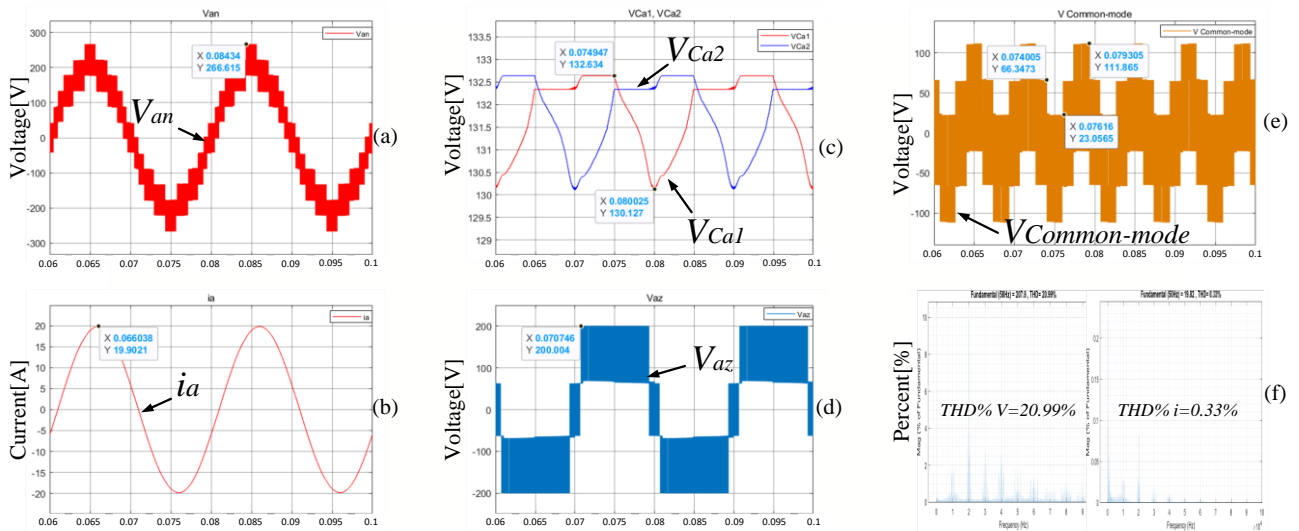
Hình 8: Kết quả mô phỏng khi thay đổi $m = 0.3, 0.6, 0.9$. a) điện áp pha tải V_{an}, V_{bn}, V_{cn} , b) dòng điện i_a, i_b, i_c , c) điện áp tụ $V_{Ca1} \sim V_{Ca2}$, d) điện áp nghịch lưu V_{az} , e) điện áp common-mode $V_{Common-mode}$.



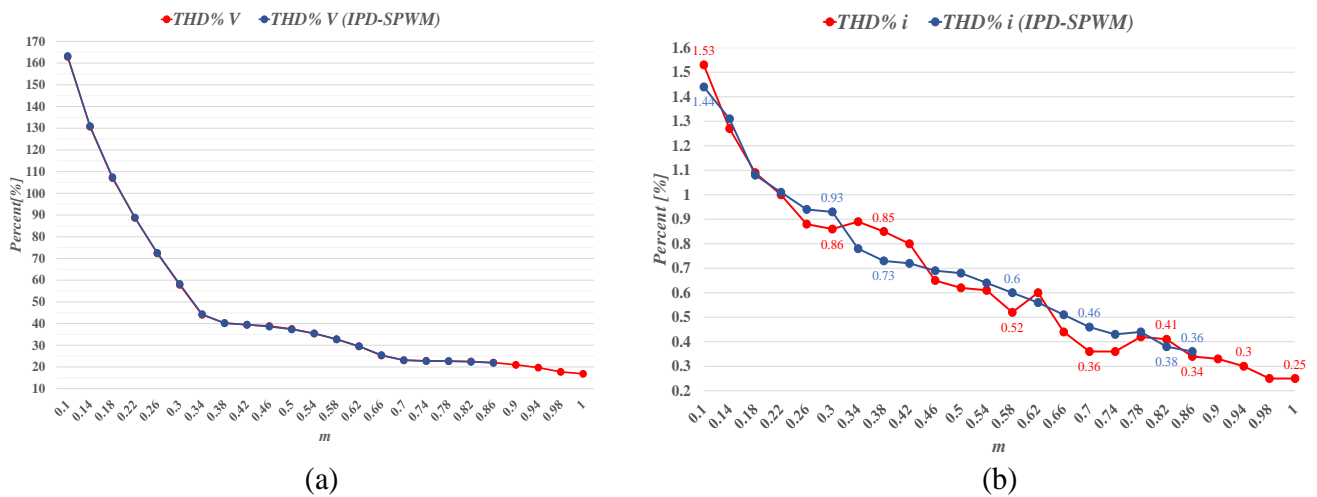
Hình 9: Kết quả mô phỏng với $m = 0.3$. a) điện áp pha V_{an} , b) dòng điện i_a , c) điện áp tụ V_{Ca1}, V_{Ca2} , d) điện áp nghịch lưu V_{az} , e) điện áp common-mode $V_{Common-mode}$, f) THD% V và THD% i của pha a.



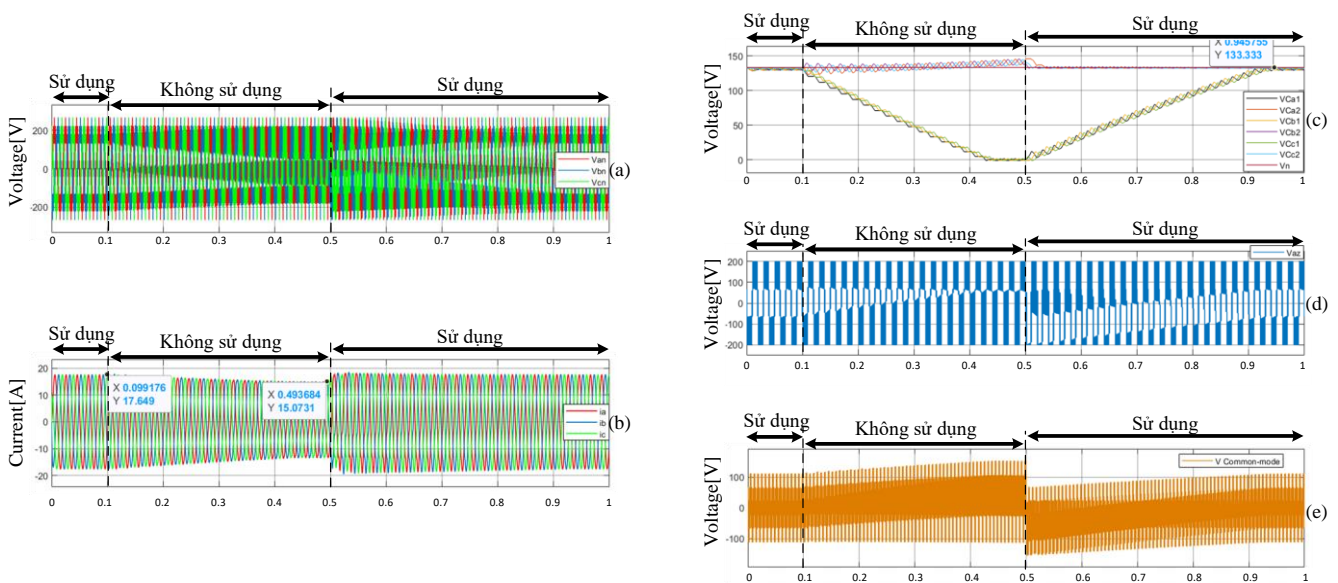
Hình 10: Kết quả mô phỏng với $m = 0.6$. a) điện áp pha V_{an} , b) dòng điện i_a , c) điện áp tụ V_{Ca1}, V_{Ca2} , d) điện áp nghịch lưu V_{az} , e) điện áp common-mode $V_{Common-mode}$, f) THD% V và THD% i của pha a.



Hình 11: Kết quả mô phỏng với $m = 0.9$: a) điện áp pha V_{an} , b) dòng điện i_a , c) điện áp tụ V_{Ca1}, V_{Ca2} , d) điện áp nghịch lưu V_{az} , e) điện áp common-mode $V_{common-mode}$, f) $THD\% V$ và $THD\% i$ của pha a.



Hình 12: So sánh $THD\%$ giữa phương pháp đề xuất (đường đỏ) và $SPWM$ (đường xanh). a) $THD\% V_{an}$, b) $THD\% i_a$.



Hình 13: Quá trình cân bằng áp tụ điện bay, khi có và không sử dụng giải thuật điều khiển cân bằng điện áp tụ, tại chỉ số điều chế $m = 0.8$. a) điện áp pha V_{an}, V_{bn}, V_{cn} , b) dòng điện i_a, i_b, i_c , c) điện áp tụ điện bay $V_{Ca1} \sim V_{Ca2}$, d) điện áp nghịch lưu V_{az} , e) điện áp common-mode $V_{common-mode}$.

Hình 8, mô tả kết quả mô phỏng nghịch lưu 4L-NNPC dùng kỹ thuật SVPWM, trong đó điện áp dây (V_{an}, V_{bn}, V_{cn}), dòng điện ba pha (ia, ib, ic) và điện áp tụ điện bay ($V_{Ca1}, V_{Ca2}, V_{Cb1}, V_{Cb2}, V_{Cc1}, V_{Cc2}$) được biểu diễn ở các chỉ số điều chế m khác nhau:

- $t < 0.04s$: $m = 0.3$
- $0.04s \leq t < 0.06s$: $m = 0.6$
- $t > 0.06s$: $m = 0.9$

Điện áp ngõ ra có số bậc nhỏ nhất bằng 3 tại giá trị $m = 0.3$ và đạt được số bậc lớn nhất là 11 tại $m = 0.9$. Điện áp tụ điện bay cân bằng tại giá trị điện áp $V_{dc}/3$, với $|\Delta V_{xi} \max| = 4.64V$ tương đương 3.5% giá trị áp tụ.

Chi tiết kết quả mô phỏng tại giá trị $m = 0.3$ được mô tả trong hình 9. Chỉ số méo dạng $THD\% Van$ khá lớn là 57.85%, $THD\% ia = 0.86\%$. Độ lệch điện áp tụ điện bay $|\Delta V_{a1} \max| = 3.34V$ tương đương 2.5%.

Trong hình 10, là đồ thị điện áp tải, dòng điện tải pha a và điện áp trên các tụ bay khi $m = 0.6$, có độ méo dạng $THD\% Van = 31.37\%$, và $THD\% ia = 0.61\%$. Độ lệch điện áp tụ điện bay lớn nhất $|\Delta V_{a1} \max| = 4.64V$ tương đương 3.5%.

Đồ thị áp, dòng tải pha a, điện áp trên các tụ bay khi $m = 0.9$ được biểu diễn trong hình 11. Kết quả độ méo dạng $THD\% Van = 20.99\%$ và $THD\% ia = 0.33\%$. Chênh lệch điện áp tụ điện bay $|\Delta V_{a1} \max| = 3.2V$ tương đương 2.4%.

Hiệu quả của phương pháp VSVPWM đề xuất cũng được so sánh với phương pháp điều chế độ rộng xung sin SPWM hay IPD – SPWM (In Phase Disposition Sinusoidal Pulse-width modulation), khá phổ biến, có áp dụng giải thuật cân bằng áp tụ. Hình 12, so sánh đồ thị tổng méo hài ($THD\%$) của điện áp Van và dòng điện pha ia theo chỉ số điều chế m của hai phương pháp khi áp dụng kỹ thuật cân bằng áp tụ có vùng chết $\Delta V = 1$. Kỹ thuật SPWM phạm vi điện ngõ ra bị giới hạn ở giá trị $m = 0.86$ nên đồ thị so sánh của nó được mô tả đến giá trị nêu trên. So sánh đồ thị trên hình 12a cho thấy sai lệch giữa độ méo dạng áp pha $THD\% Van$ của hai phương pháp nhỏ không đáng kể. So sánh đồ thị độ méo dạng dòng điện $THD\% ia$ ở hình 12b, sự khác biệt thể hiện rõ ràng hơn trong từng phạm vi của chỉ số điều chế. Tuy nhiên, độ sai biệt lớn nhất giữa chúng giới hạn khoảng 0.1%. Chẳng hạn, với $m = 0.3$, thì $THD\% i$ của VSVPWM là 0.86%, và IPD – SPWM là 0.93%; sai biệt 0.07%; với $m = 0.82$, $THD\% i$ của VSVPWM là 0.41% và IPD – SPWM là 0.38%, sai biệt là 0.03%. So sánh cụ thể như sau.

- Với $m = 0 - 0.3$: $THD\% ia$ của có giá trị gần như nhau.
- Giá trị $m = 0.3 - 0.46$: phương pháp IPD – SPWM cho $THD\% ia$ tốt hơn, với điểm có giá trị lớn nhất đạt 0.12%.
- Giá trị $m = 0.46 - 1$: phương pháp VSVPWM đề xuất tỏ ra ưu thế khi cho $THD\% ia$ tốt hơn với giá trị lớn nhất là 0.1%.

Kết quả mô phỏng quá trình quá độ khi áp dụng giải thuật cân bằng điện áp các tụ bay khi $m = 0.8$ được mô tả trên Hình 13.

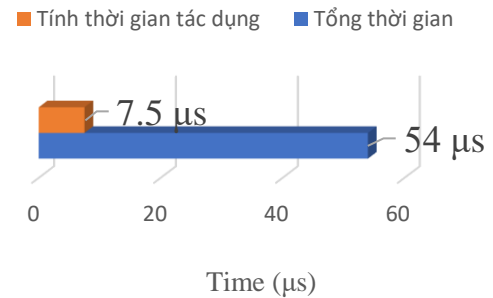
- Từ 0 đến 0.1s, điện áp tụ duy trì ở $V_{dc}/3$ khi áp dụng giải thuật điều khiển có cân bằng áp tụ, $THD\% ia = 0.33\%$, $THD\% Van = 22.77\%$.

- Trong khoảng từ 0.1s đến 0.5s, giải thuật cân bằng không được áp dụng. Các trạng thái Sx thực hiện SVPWM được chọn trong Bảng II gồm là 0, 1B, 2A, và 3. Điện áp trên tụ điện bay lệch đáng kể so với giá trị tham chiếu, cụ thể: $\Delta V_{a1}, \Delta V_{b1}, \Delta V_{c1}$ có sai lệch $-133.33V$ tương đương 100%. Hệ quả, điều khiển dòng điện tải không đạt chất lượng yêu cầu, $THD\% ia = 12.66\%$, $THD\% Van = 52.11\%$.
- Sau thời điểm 0.5s, giải thuật cân bằng áp tụ được áp dụng và áp các tụ bay được khôi phục đến giá trị tham chiếu và bộ biến đổi hoạt động trở lại bình thường, $THD\% ia = 0.33\%$, $THD\% Van = 22.77\%$.

5.2. Thử nghiệm

Thử nghiệm được thực hiện để kiểm chứng tính đúng đắn và khả thi của phương pháp đề xuất, các thông số được sử dụng thể hiện trong bảng VI. Mô hình thử nghiệm bộ nghịch lưu ba pha NNPC bốn bậc như hình 15.

Giải thuật điều khiển được thực hiện trên vi điều khiển TMS320F28377D. Giải thuật bao gồm 4 phần chính: 1) xác định sector; 2) xác định vùng; 3) tính toán thời gian tác dụng các vector áp; 4) đọc cảm biến, chọn chuỗi thực hiện và xuất xung điều khiển. Tổng thời gian thực hiện các phần là $54\mu s$, trong đó thời gian cho tính thời gian tác dụng của các vector là $7.5\mu s$ như trên hình 14.



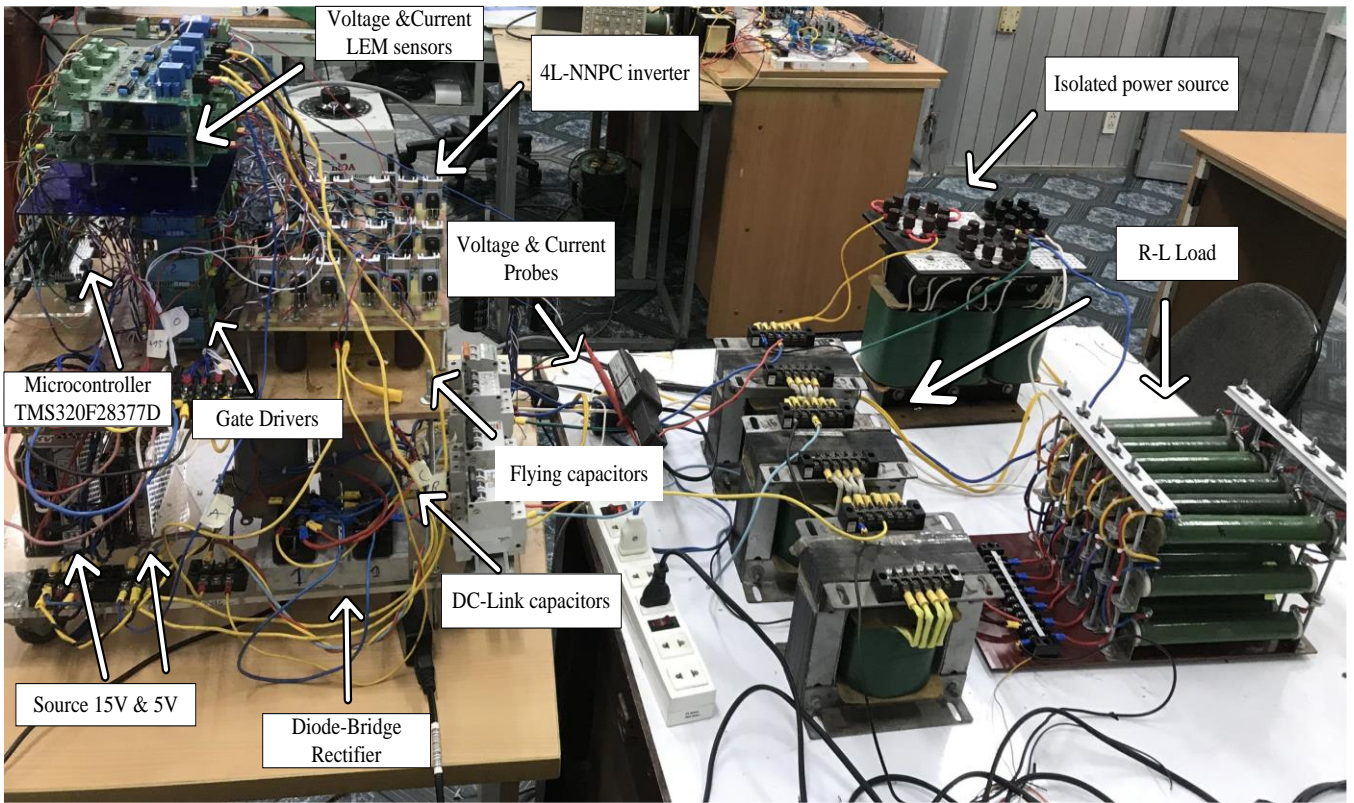
Hình 14: Thời gian thực hiện các phần

Bộ nghịch lưu bốn bậc NNPC phù hợp áp dụng cho công suất lớn, điện thế cao nên tần số đóng ngắt có thể cần một vài kHz. Do đó, với tổng thời gian thực hiện trên vi điều khiển là $54\mu s$ thì hoàn toàn có khả năng ứng dụng.

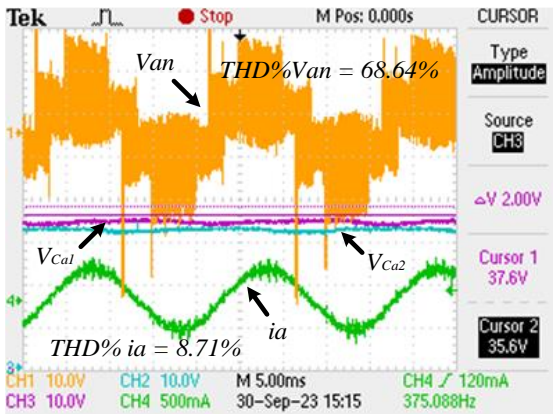
Kết quả thử nghiệm tại giá trị $m = 0.3$ được diễn tả trong hình 16. Dạng điện áp tải, điện áp nghịch lưu, điện áp common-mode và dòng điện tương tự như trong mô phỏng. Các áp tụ dao động xung quanh giá trị mong muốn $33.3V$. Chỉ số méo dạng $THD\% Van$ khá lớn là 68.64%, $THD\% ia = 8.71\%$.

Hình 17 mô tả kết quả thử nghiệm tại giá trị $m = 0.6$. Dạng áp và dòng gần tương đương như trong mô phỏng. Các áp tụ cân bằng tại giá trị $33.3V$ như mong muốn. Giá trị méo dạng $THD\% Van = 31.92\%$, gần tương đương như trong mô phỏng; $THD\% ia = 3.87\%$, lệch 3.26% so với mô phỏng.

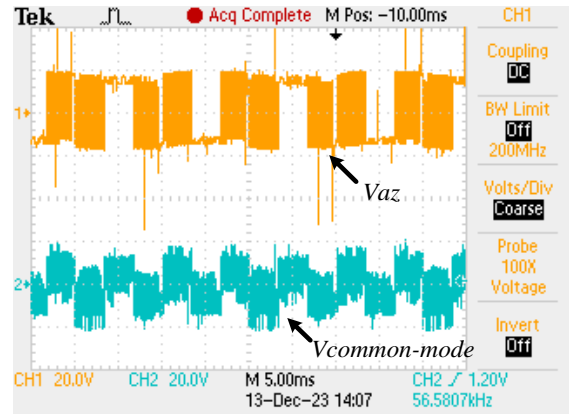
Kết quả thử nghiệm tại giá trị $m = 0.9$ trình bày trong hình 18. Dạng áp và dòng tương tự trong mô phỏng, các giá trị áp tụ cân bằng tại $33.3V$. Độ méo dạng $THD\% Van = 21.03\%$, không lệch nhiều với kết quả mô phỏng; $THD\% ia = 2.92\%$, lệch 2.59% so với mô phỏng.



Hình 15: Mạch thực nghiệm NNPC-4L

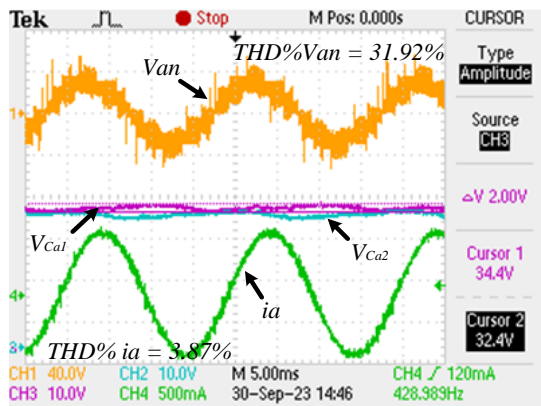


a)

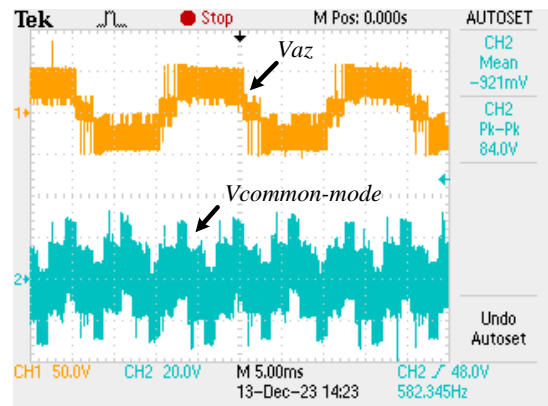


b)

Hình 16: Kết quả thực nghiệm tại giá trị $m = 0.3$, với time scale: 5ms/div. a) điện áp pha V_{an} (10V/div), điện áp tụ điện bay V_{Ca1} , V_{Ca2} (10V/div), dòng điện i_a (500mA/div). b) điện áp nghịch lưu V_{az} (20V/div), điện áp common-mode $V_{common-mode}$ (20V/div).

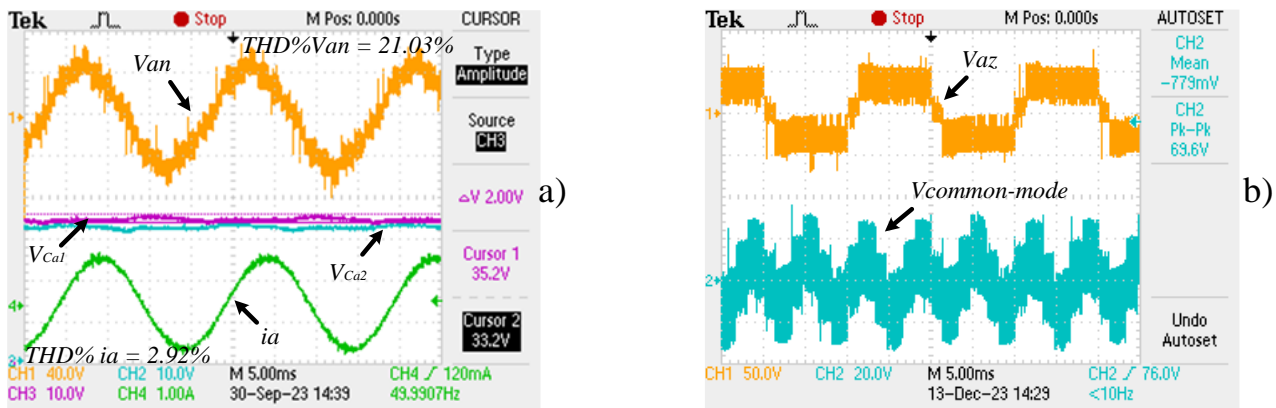


a)



b)

Hình 17: Kết quả thực nghiệm tại giá trị $m = 0.6$, với time scale: 5ms/div. a) điện áp pha V_{an} (40V/div), điện áp tụ điện bay V_{Ca1} , V_{Ca2} (10V/div), dòng điện i_a (500mA/div). b) điện áp nghịch lưu V_{az} (50V/div), điện áp common-mode $V_{common-mode}$ (20V/div).



Hình 18: Kết quả thực nghiệm tại giá trị $m = 0.9$, với time scale: 5ms/div. a) điện áp pha V_{an} (40V/div), điện áp tụ điện bay V_{ca1} , V_{ca2} (10V/div), dòng điện i_a (1A/div). b) điện áp nghịch lưu V_{az} (50V/div), điện áp common-mode $V_{common-mode}$ (20V/div).

Mặc dù trong điều kiện mô hình thực tế phát sinh một số sai lệch nhất định, tuy nhiên các kết quả khảo sát cho thấy, dạng đồ thị áp và dòng điện thực nghiệm phù hợp với kết quả mô phỏng, chứng tỏ tính hiệu quả và khả năng áp dụng vào thực tế của phương pháp đề xuất.

6. Kết luận

Bài báo này trình bày phương pháp điều khiển điều chế vector không gian bộ nghịch lưu 4L-NNPC trong hệ tọa độ vuông góc $\alpha\beta$. Kỹ thuật Virtual SVPWM với áp CMV trung bình được đề xuất sử dụng 3 vector (áo) gần nhất để chia không gian mỗi sector thành 13 vùng làm việc và chọn các trạng thái cho chuỗi thực hiện SVPWM. Ứng dụng tiện ích của MATLAB/SIMULINK giải ma trận được giới thiệu để xác định thời gian tác dụng của 3 vector đỉnh. Dù biểu diễn ở dạng chưa tối ưu, tuy nhiên các tiện ích MATLAB cho thấy khả năng sử dụng linh hoạt của nó cho các bài toán tính toán SVPWM trong hệ tọa độ $\alpha\beta$.

Thuật toán cân bằng áp tụ điện bay đã trình bày giúp duy trì điện áp tụ điện bay ở mức cần thiết với độ lệch nhỏ, nhờ đó giảm độ méo dạng sóng hài điện áp ngõ ra và tăng độ tin cậy cho bộ nghịch lưu. Nguyên lý điều khiển SVPWM đề xuất và giải thuật cân bằng điện áp các tụ đã được kiểm chứng tính đúng đắn bằng mô phỏng và trên mô hình thực nghiệm.

Lời cảm ơn

Nghiên cứu được tài trợ bởi Đại học Quốc gia Thành phố Hồ Chí Minh (ĐHQG-HCM) trong khuôn khổ Đề tài mã số DN2022-20-03.

Tài liệu tham khảo

- [1] S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L. G. Franquelo, B. Wu, J. Rodriguez, M. A. Perez, and J. I. Leon, "Recent advances and industrial applications of multilevel converters," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 57, no. 8, pp. 2553–2580, Aug. 2010.
- [2] M. Marchesoni, M. Mazzucchelli, and S. Tenconi, "A non-conventional power converter for plasma stabilization," in Proc. PESC, Apr. 1988, pp. 122–129.
- [3] T. A. Meynard and H. Foch, "Multi-level choppers for high voltage applications," EPE J., vol. 2, no. 1, pp. 45–50, Mar. 1992.
- [4] A. Nabae and I. Takahashi, "A new neutral-point-clamped PWM inverter," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-17, no. 5, pp. 518–523, Sep./Oct. 1981.
- [5] M. Narimani, B. Wu, G. Cheng, and N. Zargari, "A New Nested Neutral Point Clamped (NNPC) Converter for Medium-Voltage (MV) Power Conversion," IEEE Trans. Power Electron., vol. 29, no. 12, pp. 6375–5382, Dec. 2014.
- [6] S. Choi and M. Saeedifard, "Capacitor voltage balancing of flying capacitor multilevel converters by space vector PWM," IEEE Trans. Power Del., vol. 27, no. 3, pp. 1154–1161, Jul. 2012.
- [7] Ahoora Bahrami, Mehdi Narimani, A New Five-Level T-Type Nested Neutral Point Clamped (T-NNPC) Converter, IEEE Transactions on Power Electronics, Vole. 34, No.11, November 2019.
- [8] Mehdi Narimani, Bin Wu, Zhongyuan Cheng, Navid Reza Zargari, A Novel and Simple Single-phase Modulator for the Nested Neutral Point Clamped (NNPC) Converter, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.30, No.8, August 2015).
- [9] Mehdi Narimani, Bin Wu, Navid Reza Zargari, A Novel Five-Level Voltage Source Inverter with Sinusoidal Pulse Width Modulator for Medium-Voltage Applications, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 31, No.3, March 2016.
- [10] Hu, L., Xiao, F., Xin, Z.: Research on voltage regulation ability of four-level nested clamp converter based on virtual space vector modulation. IET Power Electron. 1–12 (2023), <https://doi.org/10.1049/pel2.12451>
- [11] Mingzhe Wu, Yun Wei Li, Hao Tian, Yuzhuo Li, and Kui Wang, Modified Carrier-Overlapped PWM with Balanced Capacitors and Eliminated Dead-Time Spikes for Four-Level NNPC Converters under Low Frequency, IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, Vol.10, No.6, December 2022.
- [12] WENJIE WU1, DAN WANG, An Optimal Voltage-Level Based Model Predictive Control Approach for Four-Level T-Type Nested Neutral Point Clamped Converter with Reduced Calculation Burden, IEEE Access, 2020.
- [13] K. Hasegawa and H. Akagi, "A new dc-balancing circuit including a single coupled inductor for a five-level diode-clamped PWM converter," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 47, no. 2, pp. 841–852, Mar./Apr. 2011.
- [14] Z. Pan, F. Z. Peng, K. A. Corzine, V. R. Stefanovic, J. M. Leuthen, and S. Gataric, "Voltage balancing control of diode-clamped multilevel rectifier/inverter systems," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 41, no. 6, pp. 1698–1706, Dec. 2005.
- [15] K. Kaneko, M. Jun, S. Kiyooki, K. Matsuse, A. Yasushi, and H. Lipei, "Analysis of dynamic variation on a combined control strategy for a five-level double converter," in IEEE-PESC, Jun. 2005, pp. 885–891.
- [16] Y. Cheng, C. Qian, M. L. Crow, S. Pekarek, and S. Atcitty, "A comparison of diode-clamped and cascaded multilevel converters for a STATCOM with energy storage," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 53, no. 5, pp. 1512–1521, Oct. 2006.

- [17] H. Akagi, H. Fujita, S. Yonetani, and Y. Kondo, "A 6.6-kV transformerless STATCOM based on a five-level diode-clamped PWM converter: System design and experimentation of a 200-V, 10-kVA laboratory model," in Proc. IEEE-IAS, Oct. 2005, vol. 1, pp. 557–564.
- [18] M. Saeedifard, R. Iravani, and J. Pou, "Analysis and control of DC capacitor-voltage-drift phenomenon of a passive front-end five-level converter," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 54, no. 6, pp. 3255–3266, Dec. 2007.
- [19] Zeliang Shu, Na Ding, Jie Chen, Haifeng Zhu, Xiaoqiong He, "Multi-level SVPWM With DC-Link Capacitor Voltage Balancing Control for Diode-Clamped Multilevel Converter Based STATCOM," Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol.60, no.5, pp.1884,1896, May 2013.
- [20] Longcheng Tan, Bin Wu, Mehdi Narimani, Dewei (David) Xu, Jin Liu, Zhongyuan Cheng, Navid Reza Zargari, "A Space Virtual-Vector Modulation (SVVM) with Voltage Balance Control (VBC) for Nested Neutral-Point Clamped (NNPC) Converter Under Low Output Frequency Conditions". IEEE Transactions on Power Electronics., vol.32, no.5, pp.3458,3466, July 2016.

Điều khiển bộ biến đổi MMC nối lưới sử dụng bộ điều khiển LADRC tăng cường khả năng chống nhiễu

Control of the MMC converter for grid connection enhances noise immunity using LADRC control

Phạm Việt Phương^{1*}, Nguyễn Đức Dương², Trần Hùng Cường³

¹ Đại học Bách khoa Hà Nội

² Học viện Nông nghiệp Việt Nam

³ Trường Đại học Thủy Lợi

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

Abstract

The MMC converter stands out as a promising solution for integrating distributed energy sources and HVDC systems with the grid. However, the inherent complexity of the MMC structure, characterized by a large number of submodule (SM) units, presents challenges during operation, particularly in direct modulation scenarios. These complexities manifest as dynamic processes that can induce interference, significantly impacting grid connectivity, especially in weak power grid scenarios. This paper presents a control solution aimed at mitigating linear active disturbances by leveraging the Linear Active Disturbance Rejection Control (LADRC) technique. The proposed controller, when integrated with the Nearest Level Modulation (NLM) method, enables the generation of $2N+1$ AC voltage levels with low-frequency closing pulses for the valves. This approach shows promise in enhancing system stability owing to its robust anti-interference capabilities and superior tracking performance. The methodology is rooted in a small-signal impedance model that accounts for frequency coupling dynamics. The efficacy of the proposed solution is validated through simulations conducted by using Matlab/Simulink software.

Keywords: Modular Multilevel Converter, Linear Active Disturbance Rejection Control, Extended State Observer.

Chữ viết tắt

MMC	Modular Multilevel Converter
THD	Total Harmonic Distortion
HVDC	High Voltage Direct Current
STATCOM	Static Synchronous Compensator
NLM	Nearest Level Modulation
THD	Total Harmonic Distortion
CHB	Cascaded H-bridge
NPC	Neutral-point converter

Tóm tắt

Bộ biến đổi (BBĐ) MMC là giải pháp tốt cho hệ thống kết nối các nguồn năng lượng phân tán và hệ thống HVDC với lưới điện. Tuy nhiên, với số lượng lớn các SM trong cấu trúc MMC khiến cho việc điều chế trực tiếp tạo ra nhiều quá trình động học phức tạp khi MMC hoạt động. Quá trình này sẽ gây ra nhiều ảnh hưởng rất lớn tới việc kết nối lưới điện, đặc biệt là các lưới điện yếu. Bài báo này đề xuất giải pháp điều khiển loại bỏ nhiễu chủ động tuyến tính dựa trên bộ điều khiển LADRC nhằm triệt tiêu các nhiễu dao động sinh ra không kiểm soát do hoạt động của MMC. Bộ điều khiển này được kết hợp với phương pháp điều chế NLM để tạo được $2N+1$ mức điện áp xoay chiều với xung đóng tần số thấp cho các van. Và đây là một phương pháp tiềm năng để nâng cao mức độ ổn định của hệ thống nhờ khả năng chống nhiễu cao và hiệu suất theo dõi tốt. Quá trình này dựa trên mô hình trở kháng tín hiệu nhỏ của hệ thống

có tính đến việc ghép tần số được thiết lập. Các kết quả chứng minh được thực hiện trên phần mềm matlab/simulink.

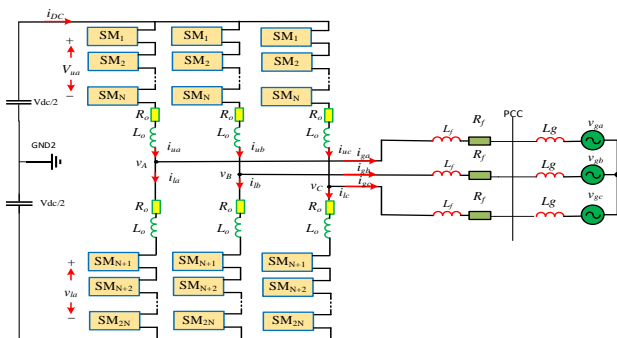
1. Đặt vấn đề

Số lượng Submodule (SM) trong BBĐ MMC có thể thay đổi để tạo ra các mức điện áp khác nhau theo yêu cầu điện áp đầu ra xoay chiều, do đó MMC có thể chuyển đổi với tổn hao thấp mà không cần sử dụng bộ lọc điện áp. Ưu điểm của cấu hình MMC là phía một chiều chỉ cần một nguồn DC duy nhất, Vì vậy MMC có thể dùng để ứng dụng để kết nối các nguồn điện với điện áp cao từ các hệ thống một chiều, cụ thể như: hệ thống HVDC, thống STATCOM, hệ thống truyền động điện trung áp; [1-3]... Điểm nổi bật nhất của MMC đó là giải quyết các vấn đề về nhược điểm của các BBĐ đa mức CHB, NPC. Ví dụ như cấu hình đơn giản hơn, có thể áp dụng với số mức không giới hạn mà vẫn đảm bảo có thể sử dụng hệ thống điều khiển dễ dàng đồng thời có thể linh hoạt trong thay thế và sửa chữa [4]. Hiện nay, để đạt hiệu quả truyền dẫn năng lượng điện tốt nhất các phương thì các phương pháp điều chế, điều khiển luôn được cải tiến để áp dụng cho các BBĐ đa mức [5]. Các phương pháp điều chế được sử dụng được chia thành hai nhóm là điều chế SVM và điều chế dựa trên mức điện áp gồm: phương pháp PWM; phương pháp NLM [5-6]. Phương pháp điều chế PWM là

phương pháp dễ dàng thực hiện và tạo ra được N+1 mức điện áp. Phương pháp NLM cũng có cách thực hiện đơn giản với tần số đóng cắt thấp và tạo ra 2N+1 mức điện áp, ưu điểm của NLM là có thể áp dụng với số mức bất kỳ [6]. Trong triển khai ứng dụng của BBĐ MMC, bộ điều khiển PI truyền thống được sử dụng và nghiên cứu nhiều trước đây. Điều khiển PI đáp ứng về chất lượng điều khiển, nhưng về khả năng chống nhiễu và tính ổn định trong thực tế chưa đáp ứng được [7]. Để khắc phục, bài báo này giới thiệu phương pháp điều khiển loại bỏ nhiễu chủ động (LADRC). Phương pháp LADRC áp dụng cho MMC đã được trình bày trong [8]. LADRC giúp chống nhiễu và truy xuất được nguồn gây nhiễu [9]. ADRC là một phương pháp điều khiển ưu việt cho các hệ thống có mô hình được mở rộng với một biến trạng thái mới, nghĩa là có thể áp dụng cho các hệ thống có quá trình động học thay đổi trong khi làm việc mà sự thay đổi này chưa xác định được ở thời điểm ban đầu. Việc ước tính trực tuyến của trạng thái mới này được thực hiện bằng cách sử dụng bộ quan sát trạng thái mở rộng (Extended State Observer – ESO) [9], bộ quan sát này có tác dụng theo dõi và ước lượng các nhiễu tác động trực tiếp để khử các sai số điều khiển do nhiễu sinh ra. Do đó, nếu mô hình động học của hệ thống không rõ ràng khi làm việc do các thay đổi liên tục bởi các yếu tố bên ngoài, thì bộ điều khiển LADRC vẫn có thể giải quyết được các yêu cầu điều khiển nhằm đảm bảo mục tiêu điều khiển đề ra. Khả năng này giúp cho LADRC trở thành phương pháp tin cậy khi áp dụng cho các hệ thống có mô hình động học không cố định mà bị tác động bởi các yếu tố nhiễu khi làm việc [8-9]. Gần đây, điều khiển LADRC được quan tâm nghiên cứu trong để điều khiển MMC nhằm nâng cao chất lượng với ưu điểm là dễ dàng tính toán và có khả năng điều khiển chống nhiễu tốt, và khắc phục được các nhược điểm của bộ điều khiển PI truyền thống. Bài báo này trình bày phương pháp điều chế NLM kết hợp với điều khiển LADRC áp dụng cho MMC tạo ra 2N+1 mức điện áp xoay chiều kết quả được với điều khiển PI cho cùng mô hình, thuật toán điều khiển và điều chế sẽ được trình bày chi tiết trong phần nội dung. Cụ thể: Trong Phần II cấu trúc và nguyên lý hoạt động của MMC được trình bày. Phần III thực hiện thiết kế hệ thống điều khiển cho MMC dựa vào bộ điều khiển ADRC và điều chế NLM. Kết quả mô phỏng của chiến lược điều khiển đề xuất và thảo luận được thể hiện trong phần IV.

2. Cấu trúc của bộ biến đổi MMC và nguyên lý hoạt động của MMC

2.1. Cấu trúc bộ biến đổi MMC nối lưới điện

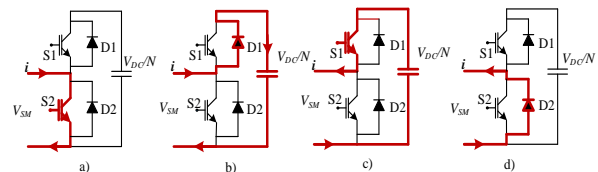


Hình 1. Cấu trúc bộ biến đổi MMC nối lưới.

Hình 1 là cấu trúc BBĐ MMC ba pha, mỗi pha có hai nhánh van trên và dưới, mỗi nhánh van là các SM được mắc nối tiếp với nhau. Phần giữa của hai nhánh van là điện cảm L_o và điện trở R_o , cả hai phần tử này có tác dụng hạn chế dòng điện vòng và các quá độ làm việc của BBĐ. Ngoài ra còn giúp tụ điện nạp tốt hơn và nhằm hạn chế sự chênh lệch điện áp của mỗi SM và giảm thiểu tăng dòng điện quá độ trong mạch, giảm tổn hao và vượt quá sự chịu đựng của các linh kiện bán dẫn [12-13]. Phía đầu vào một chiều chỉ sử dụng một nguồn V_{dc} duy nhất (có thể là acquy công suất lớn hoặc nguồn điện PV). Với N SM thì điện áp mỗi SM là V_{dc}/N . Vì trong mỗi lần chỉ có N SM được mở nên điện áp trên mỗi pha chạy từ $-V_{dc}/2$ đến $V_{dc}/2$. BBĐ MMC có tần số đóng cắt thấp bằng phương pháp điều chế NLM nên giảm tổn thất của BBĐ rất thấp [9]. Một trong những cấu trúc phổ biến của SM là sơ đồ nửa cầu H. Về mặt lý thuyết số SM có thể tăng lên không giới hạn để đáp ứng yêu cầu về chất lượng, số SM phụ thuộc vào yêu cầu của người thiết kế. Khi kết nối lưới điện, mô hình MMC không cần mắc thêm bộ lọc giúp cho giảm kích thước và giá thành hệ thống. Đây là một ưu điểm đặc biệt nổi bật mà các BBĐ đa mức khác không có được.

2.2. Nguyên lý hoạt động của MMC

Các van bán dẫn sẽ được phát xung điều khiển nhằm tạo ra điện áp AC ở đầu ra. Có hai trạng thái của SM là chèn vào (insert) hoặc bỏ qua (bypass) dựa trên trạng thái của các van trong SM: Van S1 mở và van S2 đóng; Van S1 đóng và van S2 mở. Hai van bán dẫn sẽ không được phép mở cùng lúc, vì các tụ điện trong mỗi SM sẽ được phóng hoàn toàn và trở nên không còn có tác dụng. Có bốn trạng thái làm việc khác nhau để tạo ra quá trình làm việc của MMC như hình 2.



Hình 2. Trạng thái đóng cắt của S1 và S2: (a) và (b) Khi dòng điện có chiều dương; (c) và (d) khi dòng điện có chiều âm.

Trong mỗi chu kỳ làm việc, chỉ có 1/2 số lượng các SM được sử dụng để tạo ra điện áp xoay chiều, các chu kỳ tiếp theo thì lần lượt các SM được thêm vào và bớt đi bởi quá trình điều chế để có thể tạo ra điện áp trên phía AC luôn nằm trong khoảng $-V_{dc}/2$ đến $+V_{dc}/2$. Quá trình này diễn ra trong các pha và có độ lệch pha là 120° . Việc dao động này diễn ra liên tục kèm theo độ chênh lệch điện áp trên các nhánh của MMC sẽ tạo thành sự mất cân bằng điện áp nhánh trên và nhánh dưới. Từ đó gây ra sự xuất hiện của dòng điện vòng i_c trong các nhánh của MMC. Dòng điện này ít ảnh hưởng tới hiệu ứng bên ngoài cả phía AC. Tuy nhiên, dòng điện vòng là nguyên nhân gây ra tổn thất của BBĐ.

3. Điều khiển BBĐ MMC trong chế độ nối lưới

3.1. Mô hình bộ biến đổi MMC trong chế độ nối lưới

Mô hình BBĐ MMC nối lưới và hệ thống điều khiển được thể hiện hình 3. Trong đó v_{gj} ($j=a,b,c$) là điện áp lưới, i_{uj} , i_{lj} là

dòng điện trong mỗi nhánh BBD, v_{uj}, v_{lj} là điện áp trên mỗi nhánh BBD, m_{uj}, m_{lj} là hệ số điều chế trên mỗi nhánh, i_{gj} là dòng điện đầu ra của BBD tới lưới. Từ sơ đồ thay thế của MMC, có thể xây dựng được phương trình toán học của quá trình làm việc trong MMC như (1).

$$\begin{cases} L_0 \frac{di_{uj}}{dt} + R_0 i_{uj} = \frac{v_{dc}}{2} - L_f \frac{di_{gj}}{dt} - R_f i_{gj} - m_{uj} v_{uj} - v_{gj} \\ L_0 \frac{di_{lj}}{dt} + R_0 i_{lj} = \frac{v_{dc}}{2} - L_f \frac{di_{gj}}{dt} - R_f i_{gj} - m_{lj} v_{lj} + v_{gj} \end{cases} \quad (1)$$

Giả sử các tụ điện trong MMC ở trạng thái cân bằng. Khi đó phương trình mô tả hoạt động của tụ điện được biểu diễn như ở phương trình (2):

$$\begin{cases} \frac{c_{sm}}{N} \frac{dv_{uj}}{dt} = m_{uj} i_{uj} \\ \frac{c_{sm}}{N} \frac{dv_{lj}}{dt} = m_{lj} i_{lj} \end{cases} \quad (2)$$

Trong đó: m_u, m_l với hệ số điều chế ba pha trong điều khiển vòng kín và điều khiển triệt tiêu dòng điện vòng, kí hiệu lần lượt là m_v, m_c và được biểu diễn như ở phương trình (3):

$$\begin{cases} m_u = 0.5 - m_v + m_c \\ m_l = 0.5 + m_v + m_c \end{cases} \quad (3)$$

Cộng và trừ hai phương trình ở (1) nhận được:

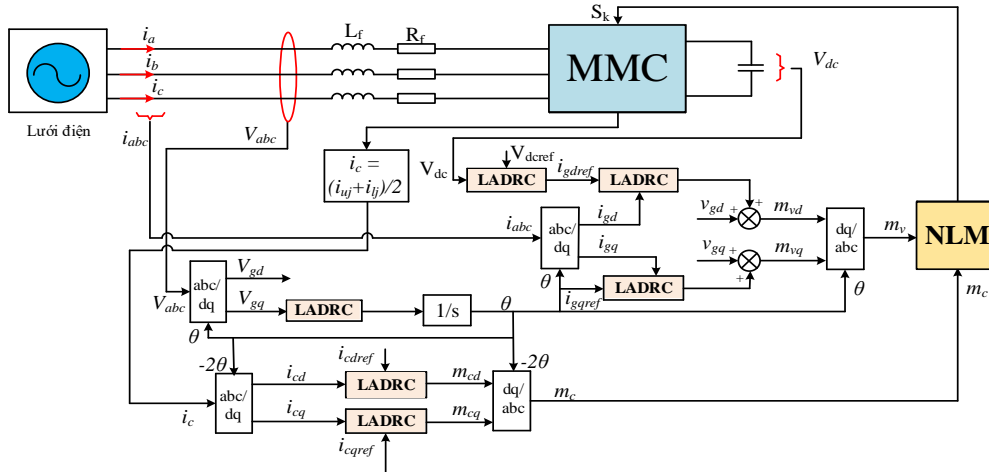
$$\begin{cases} (L_f + \frac{L_0}{2}) \frac{di_{gj}}{dt} + (R_f + \frac{R_0}{2}) i_{gj} = -v - (\frac{1}{2} + m_c) \frac{v_{uj} - v_{lj}}{2} + m_v \frac{v_{uj} + v_{lj}}{2} \\ L_0 \frac{di_{cj}}{dt} + R_0 i_{cj} = \frac{v_{dc}}{2} - (\frac{1}{2} + m_c) \frac{v_{uj} + v_{lj}}{2} + m_v \frac{v_{uj} - v_{lj}}{2} \end{cases} \quad (4)$$

Đặt $L = L_f + \frac{L_0}{2}; R = R_f + \frac{R_0}{2}; v_{comj} = \frac{v_{uj} + v_{lj}}{2}; v_{diffj} = \frac{v_{uj} - v_{lj}}{2}$;

phương trình (4) trở thành:

$$\begin{cases} L \frac{di_{gj}}{dt} + R i_{gj} = -v - (\frac{1}{2} + m_c) v_{diffj} + m_v v_{comj} \\ L_0 \frac{di_{cj}}{dt} + R_0 i_{cj} = \frac{v_{dc}}{2} - (\frac{1}{2} + m_c) v_{comj} + m_v v_{diffj} \end{cases} \quad (5)$$

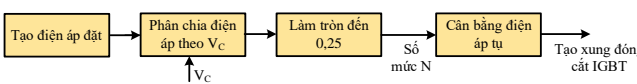
BBD MMC nối lưới được điều khiển với 2 vòng khép kín gồm có điều khiển ngoài là điện áp một chiều và mạch trong là điều khiển dòng điện. Ngoài ra còn có hai vòng điều khiển tách rời là điều khiển dòng điện vòng, và điều khiển vòng khóa pha.



Hình 3. Cấu trúc điều khiển MMC nối lưới

3.2. Điều chế NLM cho MMC

Phương pháp NLM được sử dụng để tăng số mức điện áp đầu ra của MMC lên đến $2N+1$ nhằm mục đích cải thiện chất lượng điện áp đầu ra của MMC. Quá trình thực hiện NLM cho MMC được mô tả như hình 4.



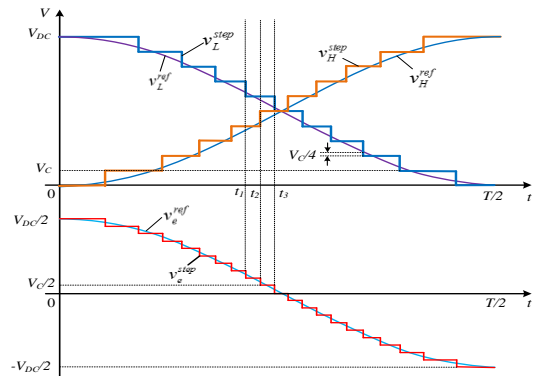
Hình 4. Sơ đồ phương pháp NLM cải tiến.

Hình 5 minh họa nguyên lý hoạt động của phương pháp NLM cho MMC với 10 SM mỗi nhánh. Hàm làm tròn có nhiệm vụ xác định số SM trên mỗi nhánh, được viết như (6).

$$\begin{cases} N_L = \text{round}_{0,25} \left\{ \frac{V_{DC}}{2V_C} [1 - m \cos(\omega t)] \right\} \\ N_H = \text{round}_{0,25} \left\{ \frac{V_{DC}}{2V_C} [1 + m \cos(\omega t)] \right\} \end{cases} \quad (6)$$

Hàm làm tròn $\text{round}_{0,25}(x)$ được giải thích như sau: Giá trị x được làm tròn tới giá trị số nguyên gần nhất kho so sánh với

0,25. Khi phân thập phân của x được xác định lớn hơn 0,25 thì x được làm tròn lên giá trị tiếp theo, ngược lại thì x được làm tròn xuống giá trị liền trước. Quá trình phân tích của phương pháp này được thể hiện như hình 5.



Hình 5. Nguyên lý của phương pháp NLM cải tiến.

Từ hình 5, mô hình toán học thể hiện sự thay đổi các bước của điện áp nhánh trong MMC được xác định như (7).

$$\begin{cases} v_L^{step} = MV_C \\ v_H^{step} = (N - M + 1)V_C \\ v_e^{step} = (M - 0,5N - 0,5)V_C \end{cases} \quad (7)$$

3.3. Bộ điều khiển LADRC

Trong nội dung bài báo này chỉ xét đến bộ điều khiển LADRC tuyến tính cho các đối tượng bậc nhất [8-9]. Xét một quá trình bậc một đơn giản P(s), với độ lợi DC (K), và hằng số thời gian (T):

$$P(s) = \frac{y(s)}{u(s)} = \frac{K}{Ts+1} \Rightarrow T \cdot \dot{y}(t) + y(t) = K \cdot u(t) \quad (8)$$

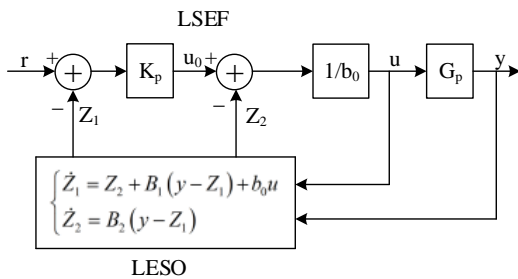
Thêm nhiễu đầu vào d(t) vào quá trình, đặt $b = \frac{K}{T}$ ta được:

$$\begin{aligned} \dot{y}(t) &= -\frac{1}{T} \cdot y(t) + \frac{1}{T} \cdot d(t) + \frac{K}{T} \cdot u(t) \\ &= -\frac{1}{T} \cdot y(t) + \frac{1}{T} \cdot d(t) + b \cdot u(t) \end{aligned}$$

Thay thế $b = b_0 + \Delta b$, trong đó b_0 sẽ biểu thị phần đã biết của $b = K/T$ và Δb là sai số mô hình (chưa xác định) thu được phương trình (9).

$$\dot{y}(t) = \underbrace{\left(-\frac{1}{T} \cdot y(t) + \frac{1}{T} \cdot d(t) + \Delta b \cdot u(t) \right)}_{=f_d(t)} + b_0 \cdot u(t) = f(t) + b_0 \cdot u(t) \quad (9)$$

Ý tưởng của LADRC là triển khai một bộ quan sát trạng thái mở rộng (ESO) ước tính $\hat{f}_{(t)}$, sao cho có thể bù đắp tác động của f(t) lên quá trình bằng cách loại bỏ nhiễu như hình 6.



Hình 6. Cấu trúc điều khiển ADRC bậc nhất.

Để có công cụ ước tính, cần phải mô tả không gian trạng thái của f(t) như (10).

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \end{pmatrix} &= \underbrace{\begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}}_A \cdot \begin{pmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{pmatrix} + \underbrace{\begin{pmatrix} b_0 \\ 0 \end{pmatrix}}_B \cdot u(t) + \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} \cdot \dot{f}(t) \\ y(t) &= \underbrace{\begin{pmatrix} 1 & 0 \end{pmatrix}}_C \cdot \begin{pmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (10)$$

Do không thể đo được đầu vào $\hat{f}_{(t)}$, nên bộ quan sát trạng thái cho loại quá trình này chỉ có thể được xây dựng bằng cách sử dụng đầu vào (u) và đầu ra (y). Trạng thái ước lượng $\hat{x}_2(t)$ sẽ cung cấp giá trị gần đúng của f(t) (tức là $\hat{f}_{(t)}$) nếu nhiễu tổng quát thực tế f(t) được coi là hằng số từng phần. Bộ quan sát trạng thái mở rộng (Luenberger) như (11).

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \dot{\hat{x}}_1(t) \\ \dot{\hat{x}}_2(t) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \hat{x}_1(t) \\ \hat{x}_2(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} b_0 \\ 0 \end{pmatrix} u(t) + \begin{pmatrix} l_1 \\ l_2 \end{pmatrix} \cdot y(t) - \hat{x}_1(t) \\ &= \underbrace{\begin{pmatrix} -l_1 & 1 \\ -l_2 & 0 \end{pmatrix}}_{A-LC} \cdot \begin{pmatrix} \hat{x}_1(t) \\ \hat{x}_2(t) \end{pmatrix} + \underbrace{\begin{pmatrix} b_0 \\ 0 \end{pmatrix}}_B u(t) + \underbrace{\begin{pmatrix} l_1 \\ l_2 \end{pmatrix}}_L \cdot y(t) \end{aligned} \quad (11)$$

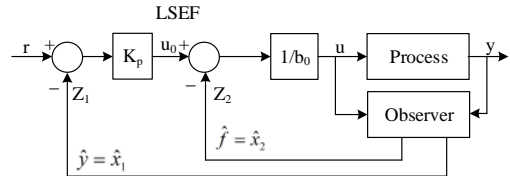
Sử dụng các biến ước lượng: $\hat{x}_1(t) = \hat{y}(t), \hat{x}_2(t) = \hat{f}(t)$, để loại bỏ nhiễu:

$$u(t) = \frac{u_0(t) - \hat{f}(t)}{b_0} \quad \text{với } u_0(t) = K_p \cdot (r(t) - \hat{y}(t)) \quad (12)$$

Từ đây có thể thấy $u_0(t)$ biểu thị đầu ra của bộ điều khiển tỷ lệ tuyến tính. Áp dụng công thức (12) vào (9) ta được:

$$\begin{aligned} \dot{y}(t) &= f(t) + b_0 \cdot \frac{u_0(t) - \hat{f}(t)}{b_0} = (f(t) - \hat{f}(t)) + u_0(t) \\ &\approx u_0(t) = K_p \cdot (r(t) - \hat{y}(t)) \end{aligned} \quad (13)$$

Từ biểu thức (13), ta xây dựng được cấu trúc mạch vòng điều khiển LADRC cho khâu quán tính bậc nhất như hình 7.



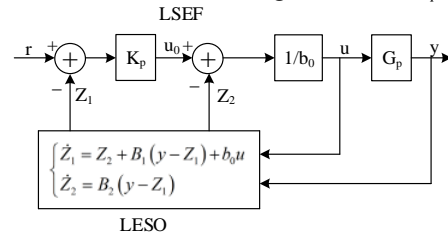
Hình 7. Cấu trúc vòng điều khiển với ADRC cho quy trình bậc nhất.

3.4. Cấu trúc điều khiển MMC dựa trên LADRC

Đối với một hàm bậc nhất, có thể được biểu diễn:

$$\dot{y} = \underbrace{-a_1 y + w}_{f_d} + (b - b_0)u + b_0 u \quad (14)$$

Trong đó: u, y, w là đầu vào, đầu ra và nhiễu loạn bên ngoài chưa biết; a_1 đại diện cho tham số của không xác định; b đại diện cho độ lợi đầu vào chưa biết, b_0 đại diện cho giá trị đã biết; f_d là nhiễu loạn tổng quát, chứa cả nhiễu loạn bên trong và bên ngoài. Hình 8 là cấu trúc điều khiển của LADRC bậc nhất, gồm: LESO, LSEF; đối tượng điều khiển G_p .



Hình 8. Cấu trúc điều khiển của LADRC bậc nhất.

LESO có thể thực hiện quan sát thời gian thực các biến hệ thống thực y và f_d , là các biến có thể được thiết kế như (15).

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 + \beta_1 (y - z_1) + b_0 u \\ \dot{z}_2 = \beta_2 (y - z_1) \end{cases} \quad (15)$$

Trong đó z_1 and z_2 là các ước lượng của y và f_d ; β_1 và β_2 là các bộ quan sát. LSEF có thể khuếch đại lượng điều khiển phản hồi thông qua bộ điều khiển tỷ lệ, cải thiện đáp ứng quá độ của hệ thống. LSEF có thể được tổ chức như (16).

$$\begin{cases} u_0 = k_p (r - z_1) \\ u = \frac{1}{b_0} (u_0 - z_2) \end{cases} \quad (16)$$

Trong đó: k_p, u_0 và r lần lượt là hệ số sai lệch phản hồi, đầu ra LSEF và tín hiệu điều khiển tham chiếu. Để tạo thuận lợi cho việc điều chỉnh tham số, bộ LADRC tham số đơn được sử dụng, trong đó xuất hiện tham số ωL và được định nghĩa là băng thông của LADRC. Các thông số k_p, β_1 và β_2 khi đó có thể được biểu thị thông qua ωL như sau:

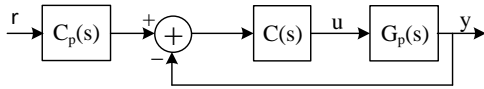
$$\begin{cases} k_p = \omega_L \\ \beta_1 = 2\omega_L \\ \beta_2 = \omega_L^2 \end{cases} \quad (17)$$

Do đó, bộ LADRC tham số đơn chỉ cần điều chỉnh bằng thông số ω_L . Hơn nữa, bằng thông số của LADRC tương ứng với bằng thông số của bộ điều khiển PI. Cấu trúc như vậy có thể làm giảm số lượng tham số, giúp đơn giản hóa đáng kể quá trình điều chỉnh. Theo hình 8 và (17), có thể thu được các mối quan hệ của LADRC như sau:

$$\begin{cases} \frac{U(s)}{Y(s)} = -\frac{(\beta_2 + \beta_1 k_p)s + \beta_2 k_p}{b_0 s^2 + (b_0 \beta_1 + b_0 k_p)s} = -\frac{\omega_L^2(3s + \omega_L)}{b_0(s^2 + 3\omega_L s)} \\ \frac{U(s)}{R(s)} = \frac{k_p s^2 + \beta_1 k_p s + \beta_2 k_p}{b_0 s^2 + (b_0 \beta_1 + b_0 k_p)s} = \frac{\omega_L(s^2 + 2\omega_L s + \omega_L^2)}{b_0(s^2 + 3\omega_L s)} \end{cases} \quad (18)$$

Trong đó $U(s)$, $Y(s)$ và $R(s)$ đại diện cho các biến đổi Laplace của u , y và r tương ứng. Dựa trên hình 8 và (18), LADRC được đơn giản hóa thành hệ thống điều khiển hai bậc tự do. Cấu trúc đơn giản của nó được thể hiện trong hình 9, trong đó $C(s)$ và $C_f(s)$ có thể được viết như (19).

$$\begin{cases} C(s) = -\frac{U(s)}{Y(s)} = -\frac{\omega_L^2(3s + \omega_L)}{b_0(s^2 + 3\omega_L s)} \\ C_f(s) = \frac{U(s)}{R(s)C(s)} = \frac{s^2 + 2\omega_L s + \omega_L^2}{\omega_L(3s + \omega_L)} \end{cases} \quad (19)$$



Hình 9. Cấu trúc đơn giản hoá của LADRC.

Trong điều khiển phản hồi thông thường, $C(s)$ đóng một vai trò tương tự như bộ điều khiển PI. Các đặc tính thông thấp của LADRC cho phép bộ điều khiển lọc ra các thành phần nhiễu có tần số cao hơn tần số cắt. Nó ngăn bộ điều khiển khuếch đại nhiễu trong dải tần này. $C(s)$ hoạt động như một bộ khởi động làm mềm và đóng vai trò lọc trước, với mục đích giảm quá mức ở phản ứng bước bằng cách làm giảm tín hiệu từ tần số cắt. LADRC bậc nhất rời rạc được thực hiện bằng phương pháp dựa trên không gian trạng thái, phương pháp dựa trên rời rạc Euler. Dựa trên các nguyên tắc thiết kế của LADRC bậc nhất, CCSC, vòng trong dòng điện, vòng ngoài điện áp DC và PLL của MMC được thực hiện như dưới đây. Từ (5) và biến đổi Park, mô hình toán học của MMC trên trục dq có thể được suy ra như (20).

$$\frac{L_0 di_{cd}}{dt} = -V_{dcref} m_{cd} - 2L_0 \omega_i i_{cq} - R_0 i_{cd} \quad (20)$$

$$\frac{L di_{gd}}{dt} = V_{dcref} m_{vd} + L \omega_i i_{gq} - R i_{gd} - v_d$$

Với các giá trị ổn định có thể coi $v_{com} = V_{dc} = V_{dcref}$, $v_{dif} = 0$, ω là tần số góc của điện áp lưới, i_q trên trục q tác dụng với cuộn cảm theo công thức $U = L \omega i_q$.

$$\frac{di_{cd}}{dt} = -\frac{V_{dcref}}{L_0} m_{cd} - \frac{R_0}{L_0} i_{cd} - 2\omega_i i_{cq} \quad (21)$$

$$\frac{di_{gd}}{dt} = \frac{V_{dcref}}{L} m_{vd} - \frac{R}{L} i_{gd} - \frac{1}{L} v_d + \omega_i i_{gq} \quad (22)$$

Theo (14)-(16), (21), CCSC có thể được thiết kế như sau:

$$\begin{cases} y_c = i_{cd} \\ u_c = m_{cd} \\ b_{0,c} = -\frac{V_{dcref}}{L_0} \\ f_{d,c} = -\frac{R_0}{L_0} i_{cd} - 2\omega_i i_{cq} \end{cases} \quad (23)$$

Các chỉ số dưới c , i , v và PLL đại diện cho CCSC, vòng trong dòng điện, vòng ngoài điện áp và PLL tương ứng.

Mạch vòng dòng điện dựa trên LADRC: Mạch vòng dòng điện là vòng điều khiển bên trong của bộ điều khiển chính để điều khiển có phản hồi dòng điện, qua đó gián tiếp công suất truyền tải theo công suất mong muốn. Theo (14)-(16), (22) mạch vòng dòng điện được thiết kế như (24)

$$\begin{cases} y_i = i_{gd}; \\ u_i = m_{vd} \\ b_{0,i} = -\frac{V_{dcref}}{L} \\ f_{d,i} = -\frac{R}{L} i_{gd} - \frac{1}{L} v_d + \omega_i i_{gq} \end{cases} \quad (24)$$

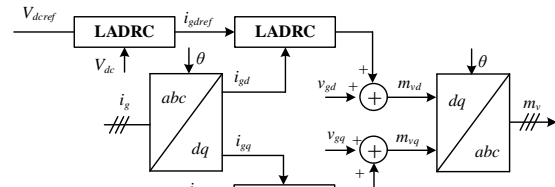
Mạch vòng điện áp DC dựa trên LADRC: Mạch vòng điện áp là vòng điều khiển bên ngoài của bộ điều khiển chính để điều khiển có phản hồi điện áp theo điện áp đặt. Dựa vào hình 3, mạch liên kết AC và DC của MMC là P_{ac} và P_{dc} được biểu diễn như (25).

$$\begin{cases} P_{ac} = \frac{3}{2} \text{Re}\{u_i i^*\} = \frac{3}{2} (v_{gd} i_{gd} + v_{gq} i_{gq}) = \frac{3}{2} V_1 i_{gd} \\ P_{dc} = V_{dc} i_{dc} = V_{dc} \left(I_{dc} - C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} \right) \end{cases} \quad (25)$$

Trong đó V_1 là cường độ cơ bản của điện áp lưới; và C_{dc} là tụ điện MMC phía DC. Để thiết kế mạch vòng điện áp DC dựa trên LADRC, mối quan hệ giữa V_{dc} và i_{gdref} cần được xác định. Do đó, giả định tổn thất điện năng của MMC có thể được bỏ qua, tức là $P_{ac} = P_{dc}$; điện áp liên kết DC và dòng điện nối lưới có thể được kiểm soát tốt, tức là $V_{dc} = V_{dcref}$ và $i_{gd} = i_{gdref}$. Theo (25) thu được mối quan hệ như (26)

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = -\frac{3V_1}{2C_{dc} V_{dcref}} i_{gdref} + \frac{I_{dc}}{C_{dc}} \quad (26)$$

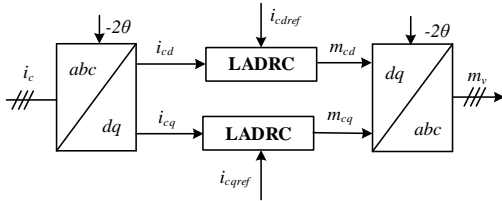
Từ (14)-(16) và (26), mạch vòng điện áp được thiết kế như hình 10.



Hình 10. Mạch vòng điều khiển dòng điện và điện áp.

$$\begin{cases} y_v = v_{dc} \\ u_v = i_{gdref} \\ b_{0,v} = -\frac{3V_1}{2C_{dc} V_{dcref}} \\ f_{d,v} = \frac{I_{dc}}{C_{dc}} \end{cases} \quad (27)$$

Mạch vòng điều khiển dòng điện vòng: Quá trình nạp xả trong các tụ điện ở nhánh trên và nhánh dưới của MMC sẽ gây ra sự mất cân bằng điện áp của các nhánh và các tụ điện với nhau. Quá trình này sẽ tạo nên dòng điện móc vòng giữa nhánh trên và nhánh dưới mỗi pha và được gọi dòng điện vòng. Dòng điện này làm biến dạng dòng điện nhánh, làm tăng giá trị đỉnh của dòng điện nhánh và tăng tổn thất điện năng của hệ thống [6]. Từ đó ta thiết kế điều khiển LADRC để giới hạn được dòng điện vòng như hình 11.



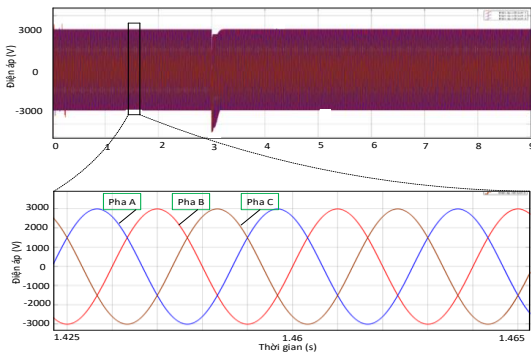
Hình 11. Mạch vòng triệt tiêu dòng điện tuần hoàn (CCSC).

4. Kết quả mô phỏng

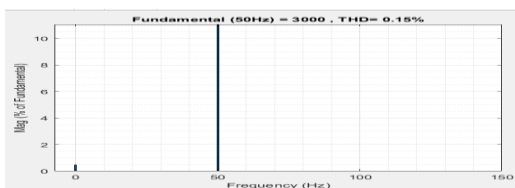
Để kiểm chứng hoạt động của hệ thống theo thuật toán đề xuất. Mô hình trong hình 3 được mô phỏng trên phần mềm matlab/simulink. Thông số mô phỏng của hệ thống được thể hiện như trong bảng 1. Kích bản mô phỏng của LADRC là nối lưới với tỷ lệ ngắn mạch SCR (short-circuit ratio) thấp từ lúc bắt đầu SCR=33, sau 3s thay đổi SCR=1,5.

Bảng 1: Thông số mô phỏng

Ký hiệu	Giá trị	Ký hiệu	Giá trị
N	6	L_f (H)	0,01
f_0 (Hz)	50	L_g (H)	0,0106; 0,212
P (kW)	500	$b_{a,c}$	$-1,3 \cdot 10^9$
V_{dc} (V)	6000	$b_{o,i}$	$4,56 \cdot 10^{-6}$
I_{dc} (A)	83,3	$b_{o,v}$	-1,08
V_1 (V)	3000	$b_{o,pll}$	-3000
C_{sm} (F)	1,39	$k_{p,i}; k_{i,i}$	3; 45
R_o (Ω)	0,1	$k_{p,v}; k_{i,v}$	83333; $3,125e6$
L_o (H)	$4,56 \cdot 10^{-6}$	$k_{p,pq}; k_{i,pq}$	$8,33 \cdot 10^{-4}$; 0,25
R_f (Ω)	0,1	$k_{p,pll}; k_{i,pll}$	0,1; 0,5



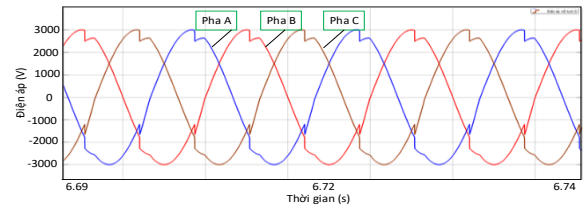
Hình 12. Hình dạng điện áp nối lưới khi SCR=33.



Hình 13. THD của điện áp nối lưới khi SCR=33.

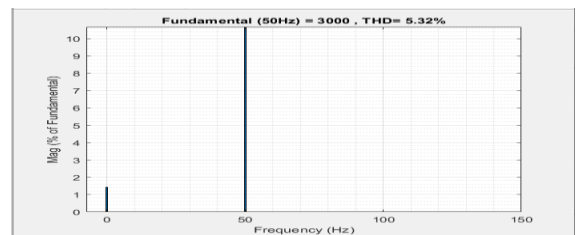
Hình 12 là kết quả điện áp nối lưới, khi SCR của lưới là 33 (từ 0 đến 3 giây), ta thấy hình dạng điện áp có dạng hình sin

chuẩn và đạt giá trị 3000V theo đúng lý thuyết và chất lượng điện áp tốt với THD=0,15% thể hiện trên hình 13.

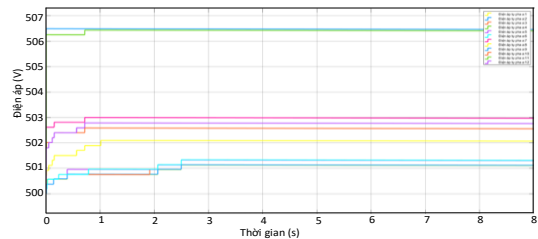


Hình 14. Hình dạng điện áp nối lưới khi SCR=1,5.

Khi SCR của lưới là 1,5 (từ 3 giây trở đi), cho thấy điện áp không còn hình sin như hình 14 và chất lượng điện áp đã giảm với THD=5,32% như hình 15. Từ dạng điện áp tụ trên hình 16 đại diện cho các SM của Pha A, cho thấy sự chênh lệch các tụ điện là 7V, giá trị cao nhất gần 507V, giá trị thấp nhất là 500V. Đạt yêu cầu của sự chênh lệch là dưới 10%.

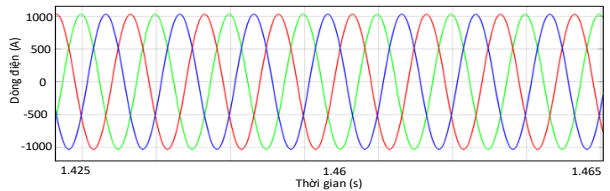


Hình 15. THD của điện áp nối lưới khi SCR=1,5.

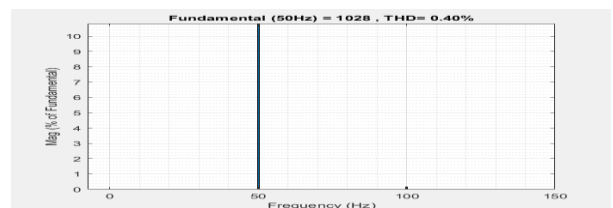


Hình 16. Điện áp tụ của pha A.

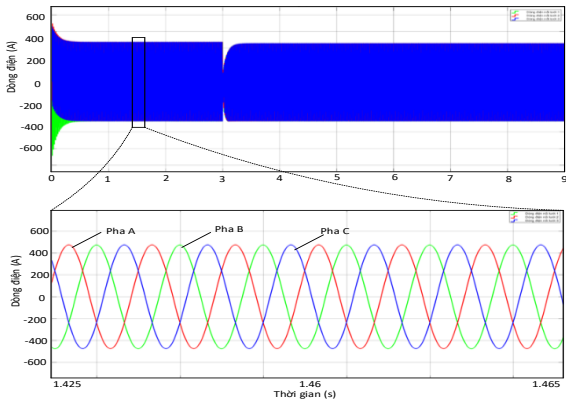
Trên hình 17 và hình 18 là kết quả dòng điện xoay chiều AC, ta thấy bộ điều khiển PI điều khiển tốt ở SCR=33 với THD = 0,4% như hình 17, Quá trình đầu vẫn có sự quá độ lớn. Trên hình 18 bộ điều khiển LADRC điều khiển tốt ở SCR=33 với THD=0,16% như hình 20, kết quả này cho thấy bộ điều khiển LADRC cho điện áp hình sin và chất lượng dòng điện nối lưới tốt.



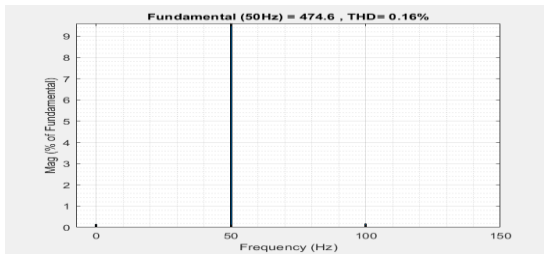
Hình 17. Hình dạng dòng điện với bộ điều khiển PI ở SCR=33.



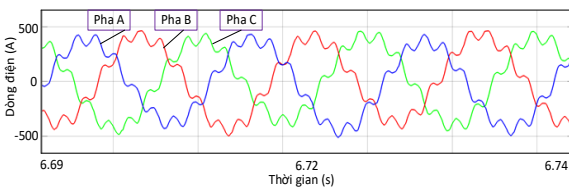
Hình 18. THD của dòng điện nối lưới với bộ điều khiển PI ở SCR=33.



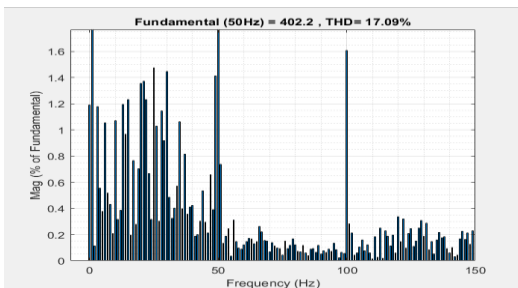
Hình 19. Hình dạng dòng điện với bộ điều khiển LADRC ở SCR=33.



Hình 20. THD của dòng điện với bộ điều khiển LADRC ở SCR=33.

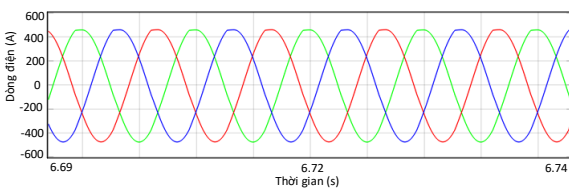


Hình 21. Hình dạng dòng điện với bộ điều khiển PI ở SCR=1,5.

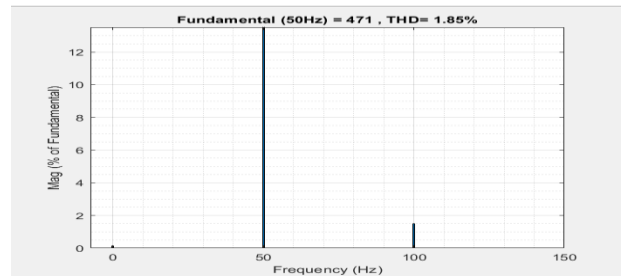


Hình 22. THD của dòng điện nổi lưới với bộ điều khiển PI ở SCR=1,5.

Từ 3s trở đi SCR=1,5, với bộ điều khiển PI thì dòng điện trong hình 21 không còn là hình sin và chất lượng dòng điện giảm khi THD=17,09% như hình 22, hệ thống không ổn định và xuất hiện nhiễu. Hình 23 là đáp ứng của bộ điều khiển LADRC khi SCR=1,5 cho thấy dòng điện có dạng sin và chất lượng dòng điện tốt khi THD=1,85% như hình 24, điều này cho thấy hệ thống ổn định với dạng sin chuẩn.

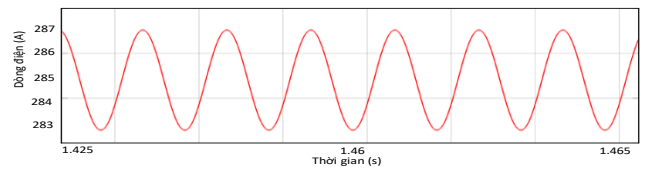


Hình 23. Hình dạng dòng điện với bộ điều khiển LADRC ở SCR=1,5.



Hình 24. Hình dạng dòng điện với bộ điều khiển LADRC ở SCR=1,5.

Từ các kết quả trên có thể thấy rằng bộ điều khiển LADRC có thời gian đáp ứng nhanh và độ quá điều chỉnh nhỏ. Bộ điều khiển LADRC có thể truy xuất và loại bỏ nhiễu nên hệ thống ổn định khi SCR thấp và chất lượng điện áp, dòng điện tốt. Trong hình 24 hình dạng điện áp khi SCR=1,5 không còn hình sin cần phải có bộ lọc hoặc hiệu chỉnh thông số điều khiển.



Hình 25. Dòng điện vòng trong của pha A.

Hình 25 là kết quả của dòng điện vòng đã được giới hạn với độ dao động là 207A, và hình dạng dòng điện có dạng hình sin giá trị này tương ứng 41% giá trị dòng điện đầu ra. Tuy dòng điện vòng đã có hình sin nhưng chỉ số dòng điện còn cao, nên cần tăng giá trị R_0 . Khi đó giá trị dòng điện vòng sẽ giảm và sự chênh lệch điện áp trong mỗi tụ sẽ giảm.

5. Kết luận

Dựa trên nguyên tắc làm việc của MMC với phương pháp điều chế NLM, bài báo đã đề xuất mô hình BBĐ MMC kết nối với lưới điện dựa trên thuật toán điều khiển LADRC sử dụng cho các mạch vòng điều khiển điện áp, dòng điện, triệt tiêu dòng điện vòng. Từ các kết quả dựa trên việc mô phỏng cho thấy rằng: LADRC có khả năng truy tìm nguyên nhân gây ra nhiễu và chống nhiễu rất tốt. Thời gian đáp ứng của hệ thống được cải thiện bằng cách áp dụng LADRC, giúp tăng cường sự ổn định của hệ thống. Bộ điều khiển LADRC hoạt động tốt trong điều kiện lưới điện yếu và có nhiễu. LADRC có thể truy xuất đến các yếu tố gây nhiễu và loại bỏ trong khi PI chưa làm được. So với bộ điều khiển PI, MMC dựa trên LADRC có thời gian quá độ và thời gian đáp ứng tốt hơn. Các kết quả đã chứng minh rằng có thể đề xuất một ý tưởng cho việc tăng cường sự ổn định tạm thời của hệ thống nối các nguồn điện phân tán với lưới điện.

Lời cảm ơn

Nghiên cứu này được tài trợ bởi Đại học Bách Khoa Hà Nội trong đề tài mã số T2023-PC-025.

References

- [1] T. M. Hùng, "Nghiên cứu các phương pháp điều chế và điều khiển bộ biến đổi bán dẫn công suất đa mức kiểu module hóa," Trường đại học Bách Khoa Hà Nội, 2020.
- [2] Y. J. Z.Gao, "An alternative paradigm for control system design," *Proceedings of 40th IEEE Conference on Decision and control*, pp. 4578-4585, 2001.
- [3] L. G. W. Z. T. W. Y. G. v. C. S. Chao Chen, "A Novel Damping Control of Grid-Connected Converter Based on Optimal Split-Inductor Concept," *MDPI*, 2022.
- [4] T. V. K. Phạm Văn Tuynh, "Bản vẽ Phương pháp điều khiển tích cực loại bộ nhiều (ADRC)," *Tạp chí Khoa học và Công nghệ Đại học Đà Nẵng*, no. 7, 2015.
- [5] G. Herbst, "A Simulative Study on Active Disturbance Rejection Control(ADRC) as a Control Tool for Practitioners," *Electronics*, vol. 2, no. 3, pp. 246-279, 08.2013.
- [6] H. R. I. A. R. A. a. A. B. Fazal Muhammad, "Design and Control of Modular Multilevel Converter for Voltage Sag Mitigation," *Electronics*, vol. 15, p. 1681, 02.2022.
- [7] G. Herbst, "A minimum-footprint implementation of discrete-time ADRC," *Proceedings of 2021 European Control Conference (ECC) Delft, Netherlands*, pp. 107-112, Jun. 2021.
- [8] Hailiang Xu, Mingkun Gao, and Jiabing Hu, "Linear Active Disturbance Rejection Control and Stability Analysis for Modular Multilevel Converters Under Weak Grid," *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, vol. 68, no. 12, pp. 1272-1284, 11.2022.
- [9] F. J. R. Miguel Moranchel, "A comparison of Modulation techniques for Modular Multilevel Converters," *MDPI*, Dec. 2016.
- [10] H. Xu, M. Gao, P. Ge and J. Hu, "Linear Active Disturbance Rejection Control and Stability Analysis for Modular Multilevel Converters Under Weak Grid," *IEEE Transactions on Power Electronic*, vol. 11, no. 6, pp. 2028 - 2042, 11.2023.
- [11] K.-Y. C. a. R.-Y. K. M. Saleem, "Resonance damping for an LCL filter type grid-connected inverter with active disturbance rejection control under grid impedance uncertainty," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, no. 109, pp. 444-454, 07.2019.
- [12] N. X. Việt, "Nghiên cứu ứng dụng bộ nghịch lưu đa mức cấu trúc module cho các ứng dụng với lưới điện," Trường Đại học Bách Khoa Hà Nội, 2017.
- [13] T. H. C. Phạm Việt Phương, "Áp dụng phương pháp điều chế NLM (Nearest - Level - Modulation) cho bộ biến đổi đa mức cấu trúc Module MMC," in *Chuyên san kỹ thuật điều khiển & tự động hóa số 4 năm 2017*.

Điều khiển chủ động dao động bằng kết hợp giải pháp điều khiển không gian mode độc lập và giải pháp điều khiển trạng thái giới hạn

Active vibration control by combining the independent mode space control solution and bounded state control solution

Nguyễn Thị Bích Thủy^{1,2}, Ngô Vi Long³

¹ Khoa Kỹ thuật Xây Dựng, Trường Đại học Bách khoa Tp. HCM

² Đại học Quốc gia Thành phố Hồ Chí Minh

³ Khoa Xây Dựng, VLTECH-Đại học Văn Lang

*Corresponding author E-mail: ntbthuy@hcmut.edu.vn; ngovilong@vanlanguni.vn

Abstract

Adjusting construction vibrations is always a challenge for construction engineers. People have proposed many different control solutions, either by passive control, or by actively controlling the vibrations of the structure. In each control solution, there are many methods offered. In this article, the authors present a method combining the Independent Mode Space Control solution - IMSC and the Bounded State Control solution - BSC to solve the problem of active control of vibrations of an oscillating system with many degrees of freedom, taking the advantages of each solution to improve control efficiency such as the intuitiveness and simplicity of the BSC solution, and replacing the solution of the system of mutually constrained differential equations with the system of separate differential equations of the IMSC solution. The authors have relied on an example of active vibration control of a five-storey frame subjected to external loads to illustrate the method, clearly show the effectiveness of the method and provide necessary comments on the combination control method.

Keywords: Active control of vibration, Independent Modal Space Control (IMSC), Bounded State Control (BSC), Combination method, Vibration energy accumulation process.

Ký hiệu

Ký hiệu	Đơn vị	Mô tả
v	m (mét)	Chuyển vị
V_L	m (mét)	Chuyển vị giới hạn
t	s (giây)	Thời gian
p, f_3^*, f_5^*	N (Niu-ton)	Lực tác dụng

Các từ viết tắt

IMSC	Independent Mode Space Control
BSC	Bounded State Control
SDOF	Hệ một bậc tự do
MDOF	Hệ nhiều bậc tự do
ATMD	Giảm chấn khối lượng điều hòa chủ động

Tóm tắt

Việc điều chỉnh dao động của công trình luôn luôn là một thách thức đối với các kỹ sư xây dựng. Người ta đã đưa ra nhiều giải pháp điều khiển khác nhau, hoặc bằng cách điều khiển thụ động, hoặc bằng cách điều khiển chủ động dao động của công trình. Trong mỗi giải pháp điều khiển, có nhiều phương pháp được đưa ra. Trong bài báo này, các tác giả trình bày phương pháp kết hợp giữa giải pháp điều khiển không gian mode độc lập (IMSC) và giải pháp điều khiển trạng thái giới hạn (BSC) nhằm giải quyết bài toán điều khiển chủ động

dao động của một cơ hệ dao động nhiều bậc tự do, tận dụng ưu điểm của mỗi giải pháp để nâng cao hiệu quả điều khiển như tính trực quan, đơn giản của giải pháp BSC, và thay thế việc giải hệ phương trình vi phân ràng buộc lẫn nhau bằng hệ gồm các phương trình vi phân tách rời nhau của giải pháp IMSC. Các tác giả đã dựa trên một ví dụ về điều khiển chủ động dao động của một khung năm tầng chịu tải trọng bên ngoài để minh họa các bước tiến hành, chỉ rõ hiệu quả và đưa ra những nhận xét cần thiết về phương pháp điều khiển kết hợp.

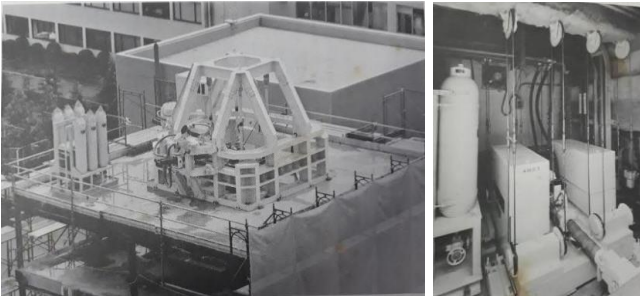
1. Đặt vấn đề

Dưới tác động từ môi trường bên ngoài như gió, động đất, công trình sẽ được truyền năng lượng và dao động. Tuy nhiên, do yêu cầu về an toàn cho kết cấu công trình, cũng như về tiện nghi khi sử dụng công trình, quy phạm thiết kế kết cấu của các nước đều không chế một số các biến đáp ứng của kết cấu dao động nằm trong những giới hạn cho phép, chẳng hạn người ta sẽ yêu cầu không chế chuyển vị ở đỉnh công trình hay chuyển vị tương đối giữa các tầng do quan niệm về tính an toàn cho hệ kết cấu, hay gia tốc dao động tuyệt đối ở đỉnh công trình sẽ được khống chế do yêu cầu về tiện nghi cho người sử dụng.

Để hạn chế dao động cho công trình, người ta đã đưa ra nhiều giải pháp điều khiển khác nhau. Ngay từ những năm đầu thế kỷ 20, nhiều tác giả đã nghiên cứu khả năng điều khiển dao động [1][2][3]. Khoảng trước những năm 90 thế kỷ trước,

người ta hay sử dụng các giải pháp bị động, trong đó dùng chính năng lượng dao động của công trình để điều khiển dao động, mục tiêu là làm sao cho năng lượng dao động được tiêu tán ra môi trường bên ngoài nhanh chóng nhất. Chẳng hạn, người ta có thể xây dựng các bể nước ở trên đỉnh công trình với các thông số kích thước, đặc tính cơ học theo yêu cầu, nguyên lý của giải pháp này là khi công trình dao động, nước trong bể sẽ dao động theo, tương tác qua lại giữa công trình và nước trong bể sẽ làm cho năng lượng dao động của công trình sẽ dần chuyển sang cho nước, và sẽ tiêu tán dưới dạng nhiệt năng. Hoặc đặt hệ thống piston-xylanh trong kết cấu chịu lực chính, các hệ thống này sẽ hấp thụ và tiêu tán năng lượng dao động của kết cấu và làm giảm chuyển vị cho kết cấu. Tuy nhiên, do những hạn chế của giải pháp điều khiển bị động dao động công trình, người ta dần chuyển sang sử dụng giải pháp điều khiển chủ động nhằm nâng cao hiệu quả chống dao động. Các thiết bị điều khiển này hoạt động được là nhờ vào các nguồn năng lượng cấp từ bên ngoài.

Vào năm 1990, tại Tokyo, người ta đã tiến hành xây dựng một công trình thí nghiệm cao 11 tầng, tòa nhà Kyobashi Seiwa building tại Tokyo, Hình 1.a [3]. Người ta đã tiến hành lắp đặt và thử nghiệm đầu tiên về ATMD (Active Tuned Mass Damper - giảm chấn khối lượng điều hòa chủ động). Thiết bị giảm chấn chủ động ATMD có dạng hai con lắc đơn, một con lắc có khối lượng 4 tấn, dùng điều khiển dao động thẳng theo hai phương chính của tòa nhà, và con lắc thứ hai có khối lượng 1 tấn dùng điều khiển chuyển động xoay của tòa nhà, Hình 1.b [3]. Biên độ dao động của con lắc có thể lên tới 1m. Thiết bị này có thể tạo ra lực điều khiển tới 100 kN.



a. Thí nghiệm đặt ATMD trên nóc tòa nhà 11 tầng Kyobashi Seiwa Building, Tokyo, 1990.

b. Cận cảnh thiết bị ATMD của tòa nhà.

Hình 1. Hình ảnh thiết bị ATMD trên nóc tòa nhà 11 tầng Kyobashi Seiwa Building, Tokyo.

Trong vòng thập niên 90 của thế kỷ trước, trên thế giới đã có ít nhất 40 công trình được xây dựng có tích hợp kỹ thuật điều khiển chủ động dao động kết cấu. Có thể kể ra một số công trình sau:

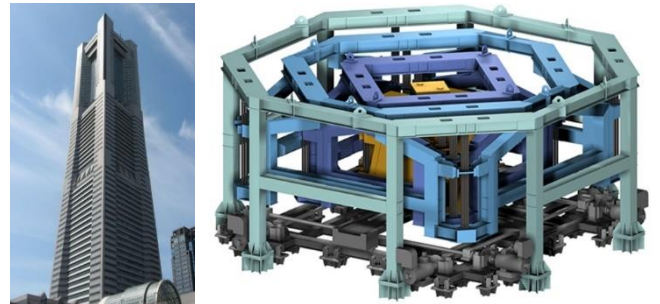
- Toà tháp Taipei 101 (Đài Bắc, Đài Loan, Hình 2): Toà tháp cao 101 tầng, tổng trọng lượng tòa nhà khoảng 700.000 tấn. Tòa nhà được thiết kế chống các dao động do tải trọng gió bão hoặc động đất gây ra bằng một hệ thống thiết bị ATMD có dạng là các con lắc hình quả cầu thép. Trong đó, một con lắc nặng đến 660 tấn, treo lơ lửng từ tầng 92 xuống đến tầng 87, dao động của nó được điều chỉnh bằng một hệ thống các piston - xy lanh thủy lực, hoạt động nhờ một trung tâm xử lý tín hiệu thu thập từ các cảm biến điện tử gắn trên tòa nhà. Hệ thống ATMD này đã được trải nghiệm thực tế một trận động đất 6.8 độ Richter ngày 31/03/2002 khi đang trong quá trình thi công công trình và gần đây là trận động đất 7.4 độ Richter ngày 03/04/2024, đã chứng tỏ có khả năng hoạt động hoàn

hảo. Hai con lắc thép khác, mỗi cái nặng 6 tấn, cũng được điều khiển bởi thiết bị ATMD, được đặt tại đỉnh của chóp để giúp tránh tổn thất cho cấu trúc do gió mạnh.



Hình 2. Toà tháp Taipei 101 và hệ thống con lắc giảm chấn chủ động nặng 660 tấn.

- Toà cao ốc Yokohama Landmark Tower (Yokohama, Kanagawa, Nhật Bản, Hình 3): Toà tháp được xây dựng từ tháng 3 năm 1990 và hoàn thành tháng 7 năm 1993 với chiều cao 296m, nặng 260.610 tấn, cao 70 tầng. Kết cấu chính khung thép, có sử dụng bê tông cốt thép ở một số kết cấu phụ. Đây là công trình cao nhất Nhật Bản. Công trình được điều khiển bởi hệ thống giảm chấn khối lượng gồm 2 khối với tổng trọng lượng 340 tấn, điều khiển bằng hệ thống sec-vô mô-tơ. Công trình được thiết kế để chống lại các cơn gió mạnh và các trận động đất trung bình.



Hình 3. Toà tháp Yokohama Landmark Tower và thiết bị giảm chấn.

Ở Việt Nam, cũng đã có các nghiên cứu tương đối đa dạng về kỹ thuật điều khiển dao động công trình (cả chủ động và bị động) từ những năm đầu của thế kỷ 21 [4][5][6][7][8][9][10]. Về ưu nhược điểm của hai giải pháp chống dao động bị động và chống dao động chủ động, ta có thể thấy: Tuy giải pháp chống dao động bị động có ưu điểm là thiết bị đặt vào công trình không cần đến nguồn năng lượng bên ngoài mà dùng chính nguồn năng lượng dao động để hoạt động và trang thiết bị tương đối đơn giản, nhưng hiệu quả của giải pháp này còn hạn chế, nhiều khi không thỏa mãn các yêu cầu kỹ thuật của công trình (chẳng hạn, không khống chế được chuyển vị của công trình nằm trong giới hạn cho phép), hơn nữa mỗi thiết bị giảm chấn bị động chỉ có khả năng chống dao động ở một mode dao động nhất định của công trình, cho nên để chống dao động ở một số mode dao động khác nhau, ta có thể phải bố trí một loạt các thiết bị giảm chấn, mỗi thiết bị được thiết kế để hoạt động tại một mode dao động riêng biệt của công trình. Ngược lại, giải pháp điều khiển chủ động có ưu thế hơn hẳn do cần sử dụng số lượng thiết bị ít hơn để điều khiển dao động của công trình ở nhiều mode khác nhau, nên ít chiếm không gian mặt bằng hơn. Song ở đây cần lưu ý là giải pháp này cần tới nguồn năng lượng bên ngoài để có thể hoạt động,

kèm theo đó là các trang thiết bị cũng phức tạp hơn [18][19][20][21][22]. Các công trình được nêu trong các ví dụ trên (Toà tháp Taipei 101, Toà cao ốc Yokohama Landmark Tower) đều sử dụng giải pháp điều khiển chủ động để chống dao động cho công trình.

Nhằm nâng cao hiệu quả của giải pháp giảm chấn chủ động, người ta đã đề xuất khá nhiều các phương pháp điều khiển thiết bị giảm chấn khác nhau, trong đó có phương pháp điều khiển không gian mode độc lập - IMSC [11] [12][14][15] và phương pháp điều khiển trạng thái giới hạn - BSC [12][13][16][17]. Trong bài báo này, chúng tôi sẽ kết hợp hai phương pháp này để điều khiển dao động của một cơ hệ nhiều bậc tự do - MDOF, chịu tải trọng bên ngoài tác động, sao cho biên độ chuyển vị ở các tầng được không chế trong giới hạn cho phép. Các tác giả cũng chú ý tới thực tế là số lượng các cơ chấp hành (actuator) thường ít hơn số bậc tự do của hệ, như vậy sẽ cần tới kiến thức về ma trận giả nghịch đảo trong tính toán.

2. Phương pháp kết hợp giữa giải pháp điều khiển không gian mode độc lập - IMSC và giải pháp trạng thái giới hạn - BSC

2.1. Sơ lược về phương pháp điều khiển không gian mode độc lập - IMSC

Ưu điểm của IMSC là có thể chuyển hệ phương trình vi phân n ẩn mô tả dao động của hệ thành một hệ bao gồm n phương trình vi phân tách rời (độc lập nhau) trong không gian mode nên việc giải bài toán sẽ nhanh và hệ dao động sẽ đáp ứng tốt hơn [11][12][14][15].

Xem xét một cơ hệ dao động có n bậc tự do. Hệ phương trình vi phân MDOF có đưa lực điều khiển vào, viết trong không gian vật lý, như sau [11][12]:

$$M\ddot{v}(t) + C\dot{v}(t) + Kv(t) = Dp^*(t) + Ef^*(t) \quad (1)$$

với M, C, K là các ma trận khối lượng, độ cản và độ cứng của hệ; $\ddot{v}(t), \dot{v}(t), v(t)$ là các vec-tơ gia tốc, vận tốc và chuyển vị của hệ; D và E là các ma trận định vị lực điều khiển và tải trọng bên ngoài; $p^*(t)$ và $f^*(t)$ là các vec-tơ lực điều khiển và tải trọng tác dụng lên hệ. Nếu gọi Φ là ma trận hàm dạng, với cột thứ j là vec-tơ dạng của mode thứ j , thì ta viết được:

$$v(t) = \Phi y(t) \quad (2)$$

$y(t)$ vec-tơ chuyển vị suy rộng trong không gian mode. Vec-tơ điều khiển trong không gian mode $p(t) = \{p_1(t) \ p_2(t) \ \dots \ p_n(t)\}$ liên hệ với vec-tơ điều khiển trong không gian vật lý $p^*(t)$ theo quan hệ:

$$p(t) = \Phi^T D p^*(t) = L p^*(t) \text{ với } L = \Phi^T D \quad (3)$$

$$\text{Nếu biểu diễn } f_j(t) = g_{1j} y_j(t) + g_{2j} \dot{y}_j(t) \quad (4)$$

thì ta sẽ thu được hệ phương trình vi phân bậc 2 trong không gian mode, mỗi phương trình trong hệ đều độc lập với các phương trình khác:

$$m_j \ddot{y}_j(t) + c_j \dot{y}_j(t) + k_j y_j(t) = p_j(t) + f_j(t) \quad (5)$$

Từ phương trình (3), nếu số lượng thiết bị điều khiển m và số lượng mode bị điều khiển n bằng nhau, thì ma trận L vuông, có thể xác định $p^*(t)$ bằng phương trình:

$$p^*(t) = L^{-1} p(t) \quad (6)$$

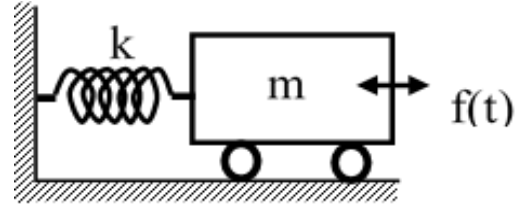
Trường hợp $m < n$, ta phải sử dụng ma trận giả nghịch đảo:

$$p^*(t) = L^+ p(t) \quad (7) \text{ với } L^+ = (L^T L)^{-1} L^T \quad (8)$$

2.2. Sơ lược về phương pháp điều khiển trạng thái giới hạn - BSC

Ưu điểm của BSC là việc tính toán điều khiển xung tương đối đơn giản, các hệ số để tính toán biên độ xung cần thiết đều có thể tính toán trước (offline). Mặt khác, giải pháp điều khiển này thích hợp để áp dụng cho các kết cấu không đàn hồi, hệ thống giảm chấn chỉ hoạt động một khi biên độ dao động vượt qua giới hạn, do vậy một nguồn năng lượng tương đối nhỏ cũng đủ cho các tác động chỉnh sửa dao động theo chu kỳ.

Xem xét một cơ hệ một bậc tự do - SDOF cấu tạo gồm một khối lượng m , liên kết với trái đất qua một liên kết lò xo có độ cứng k , Hình 4.



Hình 4. Sơ đồ mô hình hệ một bậc tự do SDOF.

Ở đây giả thiết thành phần cần của cơ hệ có thể bỏ qua. Ở thời điểm t_i , hệ chịu tác động của tải bên ngoài có giá trị là $f(t_i)$, hệ có chuyển vị $v(t_i)$, vận tốc dao động $\dot{v}(t_i)$. Ta có thể dự báo được chuyển vị của hệ tại thời điểm $t_j = t_i + \Delta t$ theo các quan hệ trong lý thuyết động lực học công trình [16][17], bao gồm đáp ứng dao động tự do của hệ với chuyển vị ban đầu $v(t_i)$ và vận tốc ban đầu $\dot{v}(t_i)$, cộng với đáp ứng dao động cưỡng bức của hệ khi chịu tải trọng $f(t_i)$:

$$v(t_j) = Z_v v(t_i) + Z_{vt} \dot{v}(t_i) + Z_f f(t_i) \quad (9)$$

$$\text{với } Z_v = \cos(\omega_0 \Delta t), \quad Z_{vt} = \frac{1}{\omega_0} \sin(\omega_0 \Delta t), \quad Z_f \approx \frac{1}{k} [1 - \cos(\omega_0 \Delta t)] \quad (10)$$

ω_0 là tần số riêng của hệ SDOF. Trong công thức tính Z_f , việc tiên đoán chính xác hàm $f(t)$ trong khoảng thời gian (t_i, t_j) là khó khả thi, mặt khác ta nhận định trong khoảng thời gian tương đối nhỏ Δt , tải trọng $f(t)$ biến đổi rất ít và để đơn giản, ta giả định tải trọng không đổi trong khoảng thời gian đó và bằng giá trị $f(t_i)$. Giá trị $f(t_i)$ có thể được xác định dựa vào phương trình dao động của m như sau:

$$m\ddot{v}(t) + kv(t) = f(t), \text{ từ đó ta có } : f(t_i) = m\ddot{v}(t_i) + kv(t_i) = \frac{k}{\omega_0^2} \ddot{v}(t_i) + kv(t_i) \quad (11)$$

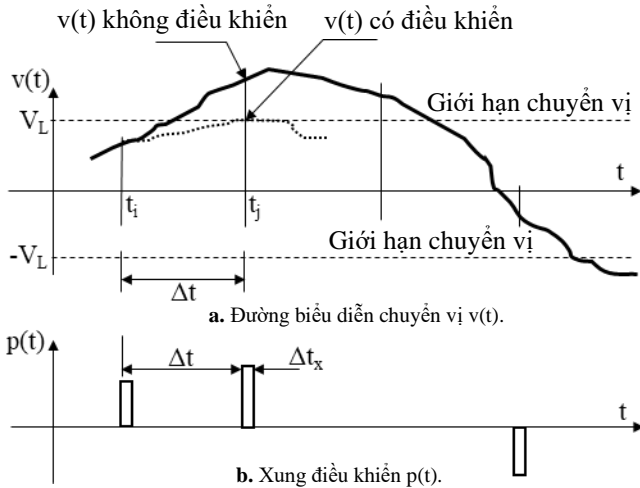
Nếu $v(t_j)$, tính theo (9) vượt quá giới hạn chuyển vị cho phép như trên Hình 5.a, thì ta sẽ áp đặt một xung lực $p(t_i)$ tại t_i có bề rộng là Δt_x để điều chỉnh chuyển vị tại t_j về ngưỡng cho phép, Hình 5.b, giá trị xung lực này là một hàm của $v(t_i)$, $\dot{v}(t_i)$, $f(t_i)$ và giới hạn chuyển vị V_L . Theo [12][13][16], ta có thể xác định $p(t_i)$ theo:

$$p(t_i) = \frac{1}{z_p} V_L + \alpha v(t_i) + \beta \dot{v}(t_i) + \gamma f(t_i) \quad (12)$$

$$\text{Với } Z_p = \frac{1}{k} [\cos[\omega_0(\Delta t - \Delta t_x)] - \cos(\omega_0 \Delta t)],$$

$$\alpha = -\frac{Z_v}{z_p}, \quad \beta = -\frac{Z_{vt}}{z_p}, \quad \gamma = -\frac{Z_f}{z_p}$$

Quá trình lặp lại ở mỗi bước thời gian Δt .



Hình 5. Chuyển vị của hệ và xung điều khiển tương ứng.

2.3. Kết hợp phương pháp IMSC và phương pháp BSC để điều khiển dao động hệ nhiều bậc tự do MDOF

Trong bài báo này, các tác giả sẽ kết hợp hai phương pháp trên để điều khiển chủ động dao động của một hệ nhiều bậc tự do, mục đích tận dụng ưu điểm của giải pháp IMSC là chỉ phải giải hệ phương trình vi phân độc lập theo từng mode, thay vì phải giải một hệ phương trình vi phân có liên quan tới nhau, mặt khác tận dụng các ưu điểm của giải pháp BSC như trực quan, tương đối đơn giản, ít tính toán trực tuyến, đòi hỏi ít năng lượng điều khiển hơn so với các giải pháp khác. Việc kết hợp hai giải pháp IMSC và BSC trong điều khiển dao động công trình được thể hiện ở lưu đồ dưới đây, Hình 6 (xem ở trang 46).

Từ hệ phương trình vi phân trong không gian vật lý, ta có thể xác định các thông số như tần số dao động riêng, dạng dao động riêng, từ đó có thể chuyển thành hệ phương trình vi phân trong không gian mode. Ta chia thời gian thành các khoảng Δt , thời điểm đầu là t_0 , thời điểm cuối là t_2 . Sau khi giải hệ phương trình vi phân trong không gian mode ở thời điểm t_0 , ta tổng hợp lại để dự đoán được các biến trong không gian vật lý như chuyển vị, vận tốc ở thời điểm t_2 trong tương lai. Kiểm tra xem các biến này (chẳng hạn chuyển vị) có thỏa mãn các giới hạn đã đặt ra trước hay không, nếu không đạt thì ta quay lại không gian mode để tính toán xác định các giá trị xung lực điều khiển cần thiết ở mỗi mode và tổng hợp thành giá trị xung lực điều khiển ở không gian vật lý, tác dụng ở thời điểm t_0 thông qua phương trình (6) hoặc (7).

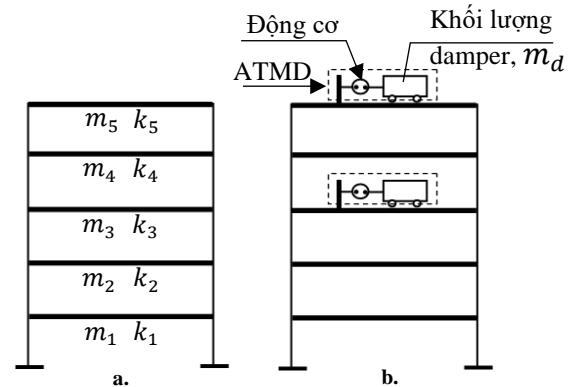
3. Mô phỏng điều khiển dao động cho khung năm tầng bằng phương pháp kết hợp IMSC và BSC

Ta xem xét một kết cấu khung 5 tầng, có sơ đồ như Hình 7.a. Khối lượng của khung được quy về các dầm ngang, giả định khối lượng của cột rất nhỏ, có thể được bỏ qua. Dầm được coi có độ cứng tuyệt đối, nên các cột làm việc giống như các lò xo theo phương ngang. Khối lượng và độ cứng của các tầng cho trong Bảng 1.

Bảng 1: Khối lượng và độ cứng các tầng

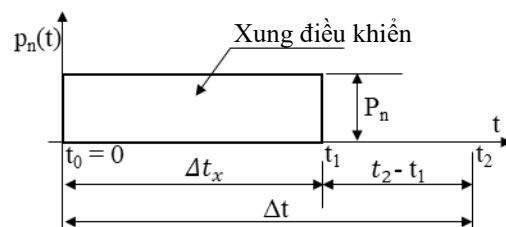
Tầng	Khối lượng m mỗi tầng	Độ cứng k mỗi tầng
	Đơn vị : kg	Đơn vị : N/m
5	$m_5 = 50000$	$k_5 = 12000000$
4	$m_4 = 50000$	$k_4 = 12000000$
3	$m_3 = 50000$	$k_3 = 15000000$
2	$m_2 = 50000$	$k_2 = 15000000$
1	$m_1 = 50000$	$k_1 = 15000000$

Ta bỏ qua tính cân của hệ dao động. Tại các tầng 3 và 5 chịu các tải ngoài $f_3^*(t) = 1.8 \times 10^4 \sin(4t)$, $f_5^*(t) = 1.35 \times 10^4 \sin(4t)$. Dưới tác dụng của các tải trọng trên, khung dao động theo phương ngang. Ta có thể mô hình khung như một hệ kết cấu dao động năm bậc tự do, có năm mode dao động riêng khác nhau. Ở đây, ta sẽ thực hiện điều khiển dao động của hệ theo ý tưởng của phương pháp BSC như sau: Ta sẽ gắn một số thiết bị chấp hành ATMD ở tầng 3 và tầng 5, Hình 7.b. Thiết bị ATMD gồm có một khối lượng m_d , có khả năng di chuyển theo phương ngang, được điều khiển bởi một động cơ gắn vào khung để đẩy/kéo khối lượng m_d chuyển động, tạo ra phản lực tác dụng lên khung. Đó chính là xung lực điều khiển dao động, có giá trị và hướng theo tính toán và trong một khoảng thời gian Δt_x theo yêu cầu.



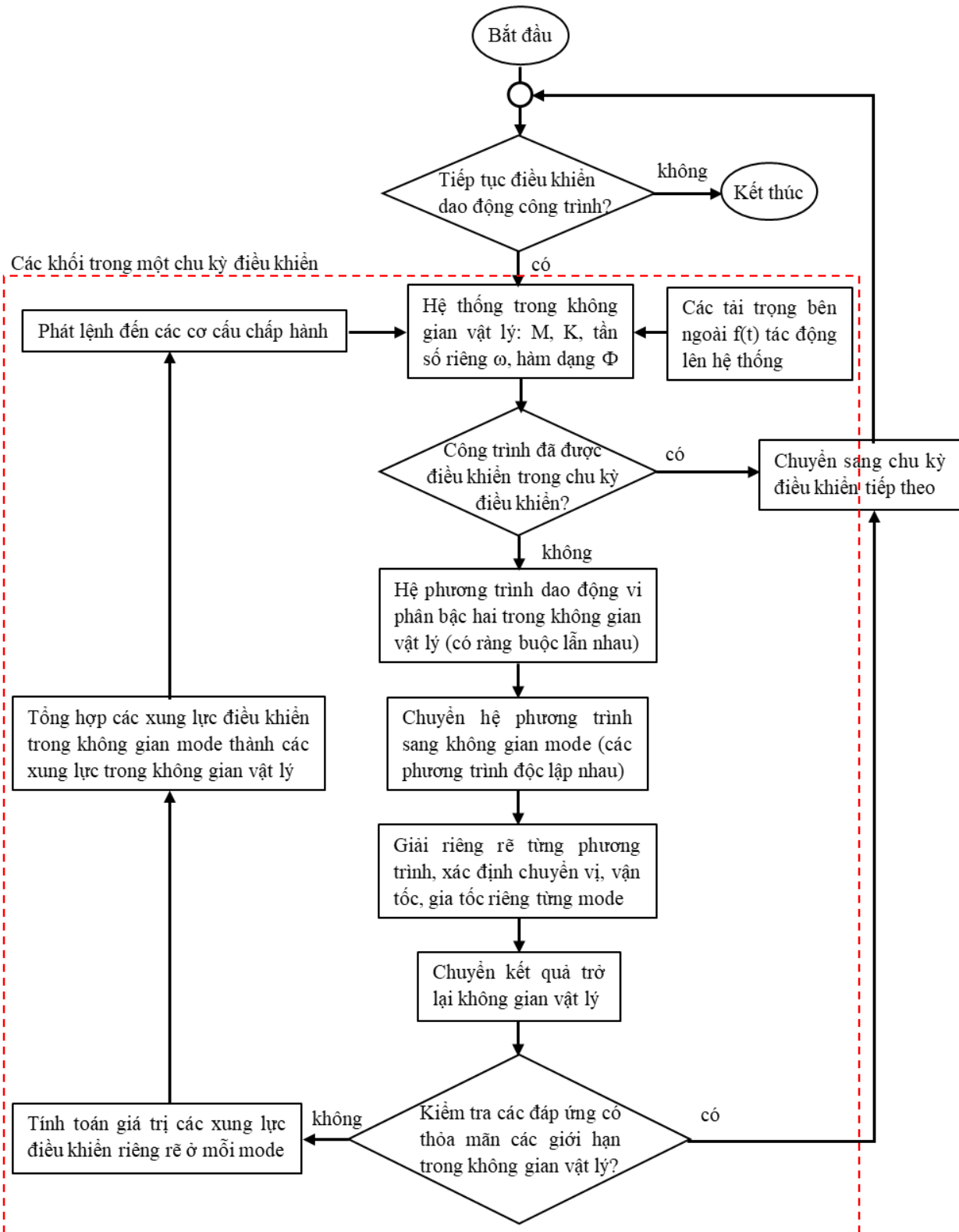
Hình 7. Sơ đồ khung và sơ đồ gắn thiết bị chấp hành.

Ta chia thời gian thành các khoảng Δt , trong mỗi khoảng ta phân ra làm 2 giai đoạn: $\Delta t_x = (t_1 - t_0)$ là khoảng thời gian tồn tại xung điều khiển và $(t_2 - t_1)$ là khoảng thời gian sau khi tắt xung, Hình 8.



Hình 8. Sơ đồ mô tả xung điều khiển

Trong quá trình dao động, ở thời điểm ban đầu t_0 , các cảm biến gắn tại các tầng sẽ phát tín hiệu và cung cấp thông tin chi tiết về chuyển vị, vận tốc dao động, gia tốc dao động về trung tâm xử lý. Căn cứ trên các thông tin này, tại thời điểm ban đầu t_0 của mỗi khoảng thời gian Δt , bộ xử lý trung tâm tính toán và dự báo được ở cuối khoảng thời gian đó - thời điểm t_2 , có



Hình 6. Sơ đồ giải thuật kết hợp giải pháp IMSC và giải pháp BSC.

thể chuyển vị ở một hoặc vài tầng nào đó vượt quá giới hạn, như trên Hình 9.a, thì trung tâm xử lý sẽ tính toán, phát lệnh điều khiển tới các thiết bị chấp hành, tạo ra một bộ xung lực có giá trị và hướng theo tính toán ngay thời điểm t_0 , Hình 9.b, để điều khiển dao động của công trình về nằm trong giới hạn ở thời điểm t_2 .

Trình tự tiến hành:

Từ hệ phương trình vi phân của hệ không cản trong không gian vật lý [17]:

$$M\ddot{v}(t) + Kv(t) = f^*(t) \quad (13)$$

ta xác định các tần số riêng ω từ phương trình

$$\det(K - \omega^2 M) = 0 \quad (14)$$

Từ (14), lập đa thức bậc 5 đối với ω^2 , và ma trận M, K, ta xác định được vec tơ tần số riêng Ω :

$$\omega^2 = \begin{bmatrix} \omega_1^2 \\ \omega_2^2 \\ \omega_3^2 \\ \omega_4^2 \\ \omega_5^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 23.5 \\ 181.5 \\ 471.9 \\ 743.0 \\ 1040.1 \end{bmatrix} \rightarrow \Omega = \begin{bmatrix} \omega_1 \\ \omega_2 \\ \omega_3 \\ \omega_4 \\ \omega_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 4.847 \\ 13.472 \\ 21.724 \\ 27.257 \\ 32.20 \end{bmatrix} \text{ rad/s}$$

Thay ω^2 tương ứng vào ma trận $K - \omega^2 M$ (15) và dùng Matlab để xác định và chuẩn hoá vec-tơ riêng, chính là hàm dạng. Dưới đây là ma trận hàm dạng của khung, với mỗi cột là một vec-tơ hàm dạng ứng với một tần số riêng, được chuẩn hoá theo chuyển vị ở tầng 5:

$$\Phi = \begin{bmatrix} 1.0000 & 1.0000 & 1.0000 & 1.0000 & 1.0000 \\ 0.9021 & 0.2437 & -0.9664 & -2.0957 & -3.3336 \\ 0.7159 & -0.6969 & -1.0325 & 1.2964 & 6.7795 \\ 0.5109 & -1.0277 & 0.5389 & 0.7995 & -8.6340 \\ 0.2659 & -0.7368 & 1.2625 & -1.6774 & 5.8858 \end{bmatrix}$$

Ta tiến hành thiết lập hệ phương trình tách rời (mỗi phương trình có thể giải riêng rẽ) trong không gian mode, mỗi phương trình tương đương một hệ SDOF:

$$M_n \ddot{Y}_n(t) + K_n Y_n(t) = F_n(t) \quad (16)$$

với các tham số:

$$M_n = \Phi_n^T M \Phi_n; K_n = \Phi_n^T K \Phi_n; F_n(t) = \Phi_n^T f(t) \quad (17)$$

Nghiệm của phương trình (16):

$$Y_n(t) = Y_n(0) \cos \omega_n t + \frac{\dot{Y}_n(0)}{\omega_n} \sin \omega_n t + \frac{F_n}{K_n} \left(\frac{1}{1-\beta^2} \right) (\sin \bar{\omega} t - \beta \sin \omega t) \quad (18)$$

$$\dot{Y}_n(t) = -\omega_n Y_n(0) \sin \omega_n t + \dot{Y}_n(0) \cos \omega_n t + \frac{F_n}{K_n} \left(\frac{1}{1-\beta^2} \right) (\bar{\omega} \cos \bar{\omega} t - \omega \beta \cos \omega t) \quad (19)$$

Giả sử hệ (16) chịu tải xung chữ nhật có giá trị P_n trong khoảng (t_0, t_1) , sau đó dỡ tải, hệ tiếp tục dao động từ t_1 trở đi đến t_2 . Ta chia thành hai pha [17]:

Pha 1, chịu lực P_n :

$$Y_n(t) = \frac{P_n}{K_n} (1 - \cos \omega t) \quad t_0 \leq t \leq t_1 \quad (20)$$

Pha 2, sau khi dỡ bỏ P_n :

$$Y_n(t) = \frac{P_n}{K_n} (1 - \cos \omega t_1) \cos \omega (t - t_1) \quad t_1 \leq t \leq t_2 \quad (21)$$

Ta xác định được vec-tơ chuyển vị

$$v(t) = \Phi_1 Y_1 + \dots + \Phi_m Y_m = \sum_1^m \Phi_n Y_n \quad (22)$$

Ở thời điểm $t_0 = 0$, ta có các tham số đầu vào $v(t_0), \dot{v}(t_0), f(t_0)$ trong không gian vật lý. Từ đây, ta xác định được các tham số đầu vào cho mỗi mode dựa theo các quan hệ sau:

$$Y_n(t) = \frac{\Phi_n^T m v(t)}{\Phi_n^T m \Phi_n}; \dot{Y}_n(t) = \frac{\Phi_n^T m \dot{v}(t)}{\Phi_n^T m \Phi_n}; F_n(t) = \Phi_n^T f^*(t) \quad (23)$$

Dựa trên các số liệu này, ta tính được vec-tơ chuyển vị $v(t_2)$ theo các bước như sau: Tính các $Y_n(t_2)$ từ hệ phương trình (21), tiếp theo, tính vec-tơ $v(t_2)$ theo (22).

Giả sử ta dự báo được tại $t_2 = t_0 + \Delta t$, vec-tơ chuyển vị $v(t_2)$ có một hoặc vài phần tử nào đó vượt quá V_L (đường chấm chấm trên Hình 9.a, trung tâm xử lý sẽ ra lệnh phát xung có độ dài Δt_x , Hình 9.b (trang 6), đến các thiết bị chấp hành ở thời điểm t_0 để đưa chuyển vị về lại giới hạn tại $t_2 = t_0 + \Delta t$ (đường đứt đoạn).

Việc tính toán độ lớn của xung như sau:

Giả sử ta sẽ gắn thiết bị ở tầng 5 và tầng 3. Khi các thiết bị chấp hành phát xung, ta thu được vec-tơ xung lực tại t_0 trong không gian vật lý:

$$p^*(t_0) = \begin{bmatrix} P_5^* \\ P_4^* = 0 \\ P_3^* \\ P_2^* = 0 \\ P_1^* = 0 \end{bmatrix} \quad (24)$$

Chuyển sang không gian mode, ta có các lực tác dụng tại mỗi mode là $P_n(t_0) = \Phi_n^T p^*(t_0)$ (25)

kéo dài trong khoảng thời gian $\Delta t_x = t_1 - t_0$. Lúc này, hệ phương trình (16) trở thành:

$$M_n \ddot{Y}_n(t) + K_n Y_n(t) = F_n(t) + P_n(t) \quad (26)$$

Ta có thể xác định các đại lượng $Y_n(t_2)$, $\dot{Y}_n(t_2)$ trong không gian mode theo công thức:

$$Y_n(t_2) = \cos \omega_n \Delta t Y_n(t_0) + \frac{1}{\omega_n} \sin \omega_n \Delta t \dot{Y}_n(t_0) + \frac{F_n(t_0)}{K_n} \left(\frac{1}{1-\beta^2} \right) (\sin \omega \Delta t - \beta \sin \omega_n \Delta t) + \frac{P_n(t_0)}{K_n} (1 - \cos \omega \Delta t_x) \cos \omega (\Delta t - \Delta t_x), \text{ trong đó } \beta = \omega / \omega_n \quad (27)$$

$$\text{và } \dot{Y}_n(t_2) = \frac{[\dot{Y}_n(t_2) - \dot{Y}_n(t_0)]}{\Delta t} \quad (28)$$

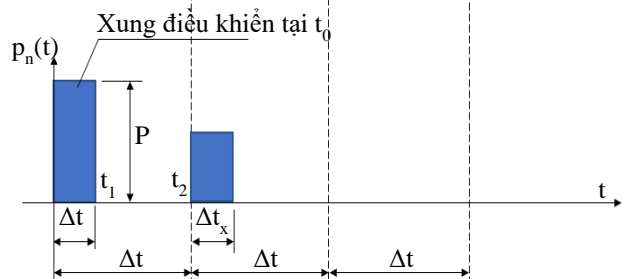
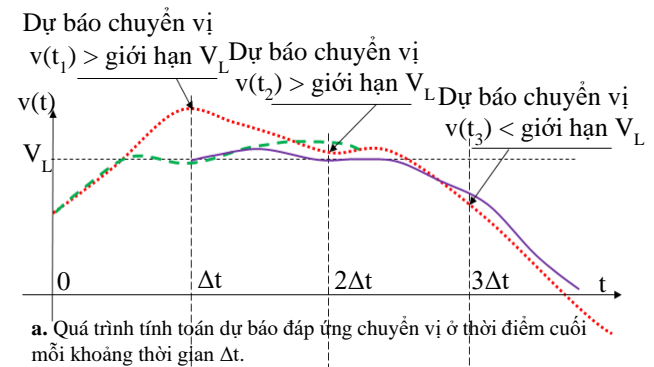
Do khoảng thời gian Δt tương đối nhỏ (so với chu kỳ của tải), ta có thể coi lực $f^*(t)$ thay đổi giá trị không đáng kể và bằng giá trị $f^*(t_0)$ trong khoảng Δt , dẫn tới:

$$F_n(t_0) = \frac{K_n}{\omega_n^2} \dot{Y}_n(t_0) + K_n Y_n(t_0) \quad (29)$$

Mặt khác, cũng do khoảng thời gian Δt tương đối nhỏ so với chu kỳ của hệ, nên có thể coi vận tốc chuyển động trong khoảng thời gian này là tuyến tính, dẫn tới công thức (28) có thể viết lại thành:

$$Y_n(t_2) = a_n Y_n(t_0) + b_n \dot{Y}_n(t_0) + c_n F_n(t_0) + d_n P_n(t_0) \quad (30)$$

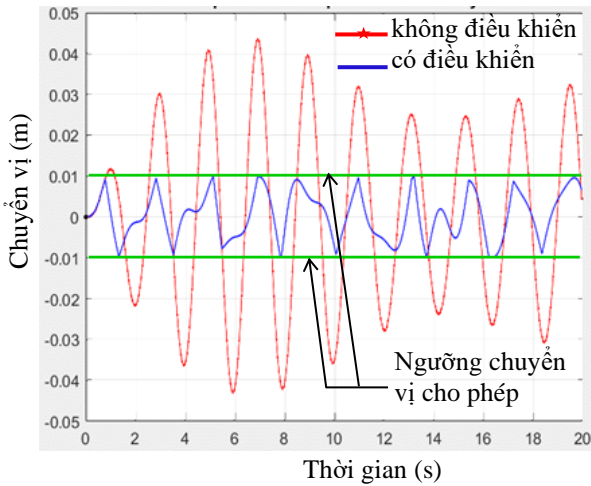
trong đó, a_n là hệ số ảnh hưởng của chuyển vị ở mode n ở thời điểm t_0 tới chuyển vị ở mode n ở thời điểm t_2 ; b_n là hệ số ảnh hưởng của vận tốc ở mode n ở thời điểm t_0 tới chuyển vị ở mode n ở thời điểm t_2 ; c_n là hệ số ảnh hưởng của tải trọng ở mode n ở thời điểm t_0 tới chuyển vị ở mode n ở thời điểm t_2 ; d_n là hệ số ảnh hưởng của xung điều khiển ở mode n ở thời điểm t_0 tới chuyển vị ở mode n ở thời điểm t_2 .



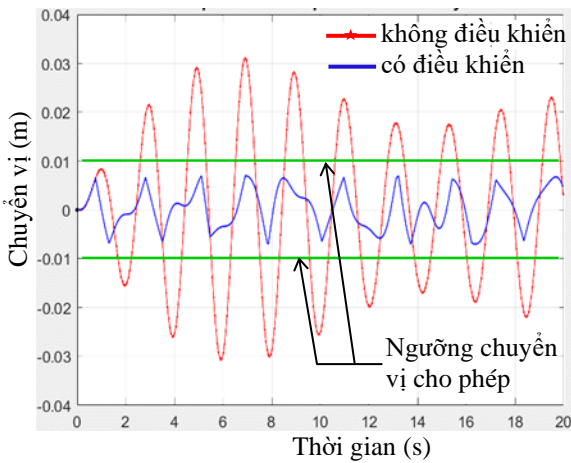
Hình 9. Tính toán dự báo đáp ứng chuyển vị và quyết định phát xung điều khiển.

4. Kết quả mô phỏng điều khiển dao động bằng phương pháp kết hợp IMSC và BSC

Dưới đây là một số biểu đồ, biểu diễn kết quả tính toán bài toán dao động của khung 5 tầng nêu trên cùng kết quả điều khiển dao động của khung khảo sát trên Matlab. Trên Hình 10.a và 10.b thể hiện chuyển vị các tầng 5 và 3 của hệ (trong không gian vật lý) được điều khiển sẽ không vượt qua được giá trị giới hạn định trước là 0.01m. Mỗi khi chuyển vị có xu hướng vượt ra khỏi giới hạn, ta thấy xuất hiện các xung điều khiển tại các tầng 5 và 3 để điều chỉnh lại chuyển vị, Hình 11.a và 11.b.

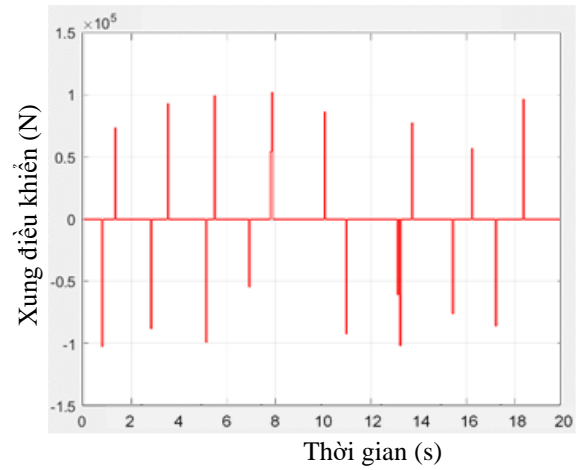


a. Chuyển vị tại tầng 5 trước và sau khi có điều khiển.

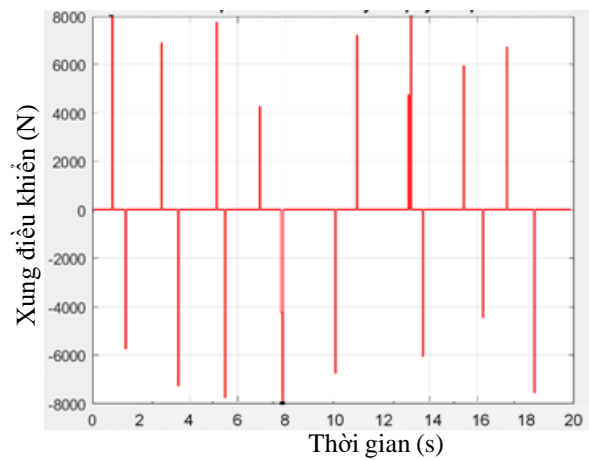


b. Chuyển vị tại tầng 3 trước và sau khi có điều khiển.

Hình 10. Đáp ứng chuyển vị của hệ tại tầng 5 và tầng 3 khi có điều khiển và không có điều khiển



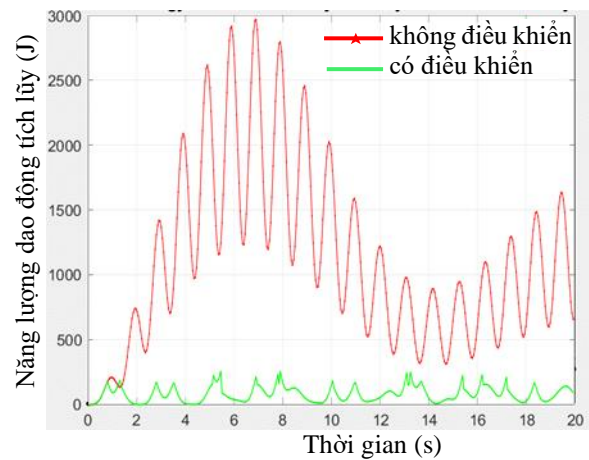
a. Xung lực điều khiển tại tầng 5.



b. Xung lực điều khiển tại tầng 3.

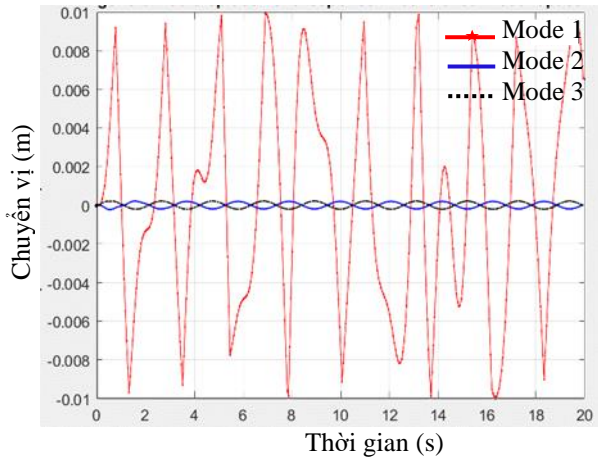
Hình 11. Trường hợp thiết bị điều khiển được bố trí ở tầng 5 và tầng 3.

Trên Hình 12 biểu diễn sự thay đổi cơ năng trong hệ dao động. Có thể thấy trong hệ được điều khiển, các xung lực điều khiển phá vỡ quá trình tích lũy năng lượng trong hệ, do đó không chế được chuyển vị của hệ nằm trong giới hạn định trước.



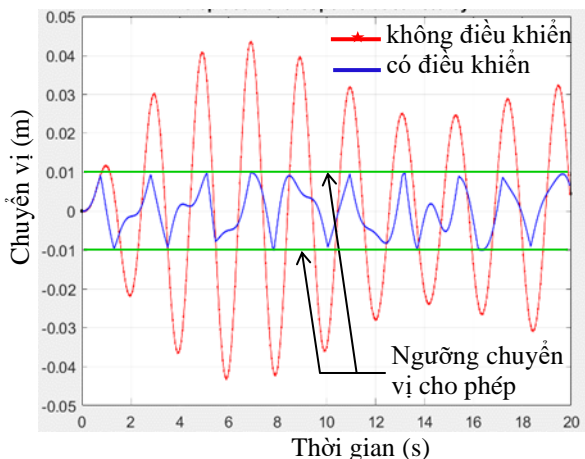
Hình 12. Sự thay đổi cơ năng tích lũy trong hệ động học.

Ta cũng thấy vai trò chủ đạo của thiết bị điều khiển bố trí ở tầng 5, khi giá trị xung lực ở tầng 5 theo tính toán thường gấp hơn 10 lần so với xung lực ở tầng 3, Hình 13. Khi xem xét các đáp ứng chuyển vị suy rộng tại các mode như trên hình 13, trong đó ta thấy đáp ứng của mode 1 là chủ đạo, lấn át hết đáp ứng của các mode khác, do vậy có thể chỉ cần điều khiển mode 1 là có thể đạt yêu cầu về chuyển vị của các tầng không vượt quá giới hạn cho phép.

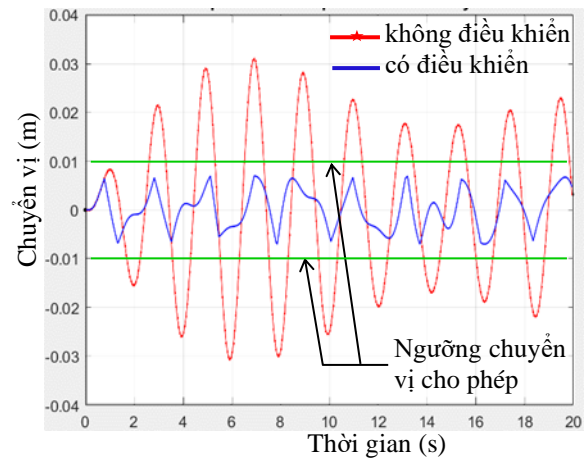


Hình 13. Chuyển vị suy rộng ở 3 mode đầu tiên của hệ được điều khiển.

Tại mode 1, biên độ dao động lớn nhất đạt được tại tầng 5, nên ta xét trường hợp đặt thiết bị điều khiển duy nhất tại tầng 5. Ta có thể thấy hệ có đáp ứng chuyển vị, Hình 14.a, 14.b, và giá trị xung điều khiển, Hình 15, tương tự như khi bố trí thiết bị điều khiển ở cả hai tầng 5 và 3, hoàn toàn thoả mãn yêu cầu đặt ra về chuyển vị, mà giá trị xung điều khiển thay đổi không đáng kể và cũng giảm công tính toán và năng lượng điều khiển. Như vậy, chỉ cần bố trí thiết bị điều khiển tại tầng 5 là hoàn toàn hợp lý, vừa bớt được thiết bị, giảm được sự phức tạp trong thiết kế và thi công, vừa giảm chi phí đầu tư.

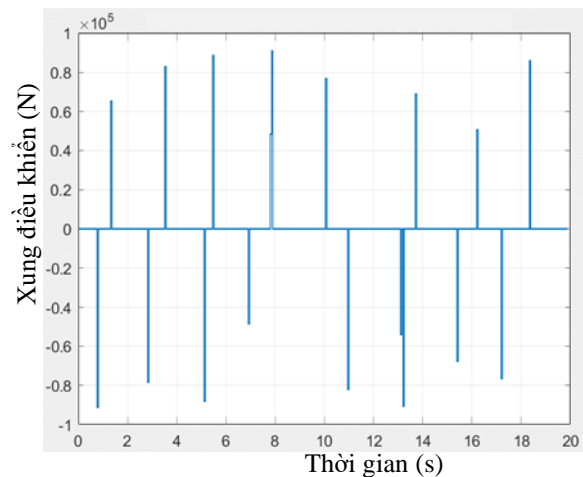


a. Chuyển vị tại tầng 5 trước và sau khi có điều khiển ở tầng 5.



b. Chuyển vị tại tầng 3 trước và sau khi có điều khiển ở tầng 5.

Hình 14. Đáp ứng chuyển vị của hệ tại tầng 5 và tầng 3 khi chỉ đặt thiết bị điều khiển ở tầng 5.



Hình 15. Xung điều khiển khi chỉ bố trí một thiết bị điều khiển ở tầng 5.

5. Kết luận

Việc kết hợp hai giải pháp IMSC và BSC để điều khiển dao động của hệ động học rất có khả năng để triển khai trong thực tế nhờ tính trực quan, đơn giản của giải pháp BSC với nhiều thông số được tính toán off-line, cũng như việc thay thế hệ phương trình vi phân trong không gian vật lý bị ràng buộc lẫn nhau bằng hệ phương trình vi phân độc lập trong không gian mode, và áp dụng ma trận giả nghịch đảo để tính toán trong trường hợp số thiết bị điều khiển ít hơn số mode cần điều khiển trong giải pháp IMSC. Việc áp dụng giải pháp BSC có thể giúp tiết kiệm được năng lượng vận hành hệ thống điều khiển dao động, nhờ vào việc thiết bị điều khiển chỉ phát xung khi các biến động học của hệ theo dự báo có khả năng vượt ra khỏi giới hạn. Trong thiết kế công trình thực tế, trong các điều kiện bình thường, ta có thể thiết kế sao cho bản thân hệ kết cấu đủ chống chịu, không dao động vượt quá giới hạn, do đó hệ thống điều khiển không phải phát các xung lực điều khiển. Chỉ khi gặp những điều kiện cực đoan (bão lớn, động đất lớn), lúc này hệ thống chống dao động mới thực sự vận hành. Vấn đề về số lượng các thiết bị điều khiển cần thiết đối với một hệ dao động cụ thể cần được nghiên cứu chi tiết, cụ thể hơn, do liên quan tới vấn đề ổn định của hệ, vấn đề chi phí thiết bị và vận hành.

Chủ động chống dao động cho công trình là một giải pháp có nhiều hứa hẹn, mặc dù chỉ mới được ứng dụng vào xây dựng khoảng 40 năm trở lại nhưng hiện nay và trong tương lai sẽ còn phát triển, đặc biệt cho các công trình cao, công trình có quy mô lớn. Vấn đề tìm tòi sáng tạo các giải thuật mới và các kỹ thuật mới cho phương pháp chủ động điều khiển dao động vẫn luôn là bài toán được đặt ra cho các kỹ sư thiết kế, nhất là phương pháp điều khiển chủ động liên quan tới nhiều lĩnh vực như động lực học, điện tử học, tin học, cơ điện tử, cơ khí... Ở đây, các tác giả cố gắng đưa ra phương pháp kết hợp hai giải pháp nhằm tận dụng ưu điểm của từng giải pháp, cũng như khắc phục các khó khăn khi tính toán trực tuyến và làm tăng tính khả thi khi chúng ta áp dụng vào thực tiễn xây dựng. Việc còn nhiều hướng nghiên cứu mở rộng như trên trình bày còn mở ra nhiều bài toán có nội dung thực tiễn phong phú, việc giải đáp được các bài toán này có thể làm sâu sắc hơn hiểu biết của chúng ta trong lĩnh vực điều khiển dao động, cũng như làm tăng tính khả thi khi chúng ta áp dụng vào thực tiễn xây dựng.

Lời cảm ơn

Các tác giả xin trân trọng cảm ơn các đơn vị: Trường Đại học Bách khoa - Đại học Quốc Gia Thành phố Hồ Chí Minh, VLTECH - Đại học Văn Lang đã tạo điều kiện và hỗ trợ để các tác giả hoàn thành nghiên cứu này.

Tài liệu tham khảo

- [1] Frahm H (1909). *Device for Damping Vibrations of Bodies*. U.S. Patent No. 989958.
- [2] Ormondroyd J. and Den Hartog J. P. (1928). *Theory of the Dynamic Vibration Absorber*. Trans. ASME, 50, pp. 9–22.
- [3] Den Hartog, J. P. (1934). *Mechanical Vibrations*. McGraw Hill, NY, Chap. 3 eprint by Dover Publications.
- [4] ND Anh, H Matsuhisa, LD Viet, M Yasuda (2007). Vibration control of an inverted pendulum type structure by passive mass-spring-pendulum dynamic vibration absorber. *Journal of Sound and Vibration*, volume 30 (Issue 1&2), 187-201
- [5] Phạm Hoàng Anh (2016). *Xác định thông số tối ưu của thiết bị chế ngự dao động nói hai kết cấu liên kế*. Tạp chí Khoa học Công nghệ Xây dựng, Đại học Xây dựng Hà nội, số 27 (1-2016).
- [6] Phạm Hoàng Anh (2002). *Một phương pháp điều khiển tương tác phân ứng của hai kết cấu song song chịu tải trọng động đất*. Tuyển tập các Công trình hội nghị cơ học toàn quốc lần thứ 7, Đại học Quốc Gia Hà nội, tập I (12-2002), 30-36.
- [7] Ngô Vi Long (2022). *Kết cấu tự thích nghi trong xây dựng*. Tạp chí Khoa học Đại học Văn Lang, Đại học Văn Lang, số 32 (03-2022), 129-133.
- [8] Ngô Vi Long (2003). *Chống dao động cho công trình bằng kỹ thuật điều khiển chủ động*. Tuyển tập báo cáo khoa học hội nghị khoa học toàn quốc lần thứ hai về sự cố và hư hỏng công trình xây dựng, Đại học Quốc Gia Hà nội (10/2003), 249-256.
- [9] Ngô Vi Long (2000). *Thế hệ kết cấu mới: thế hệ kết cấu tự thích nghi*. Tạp chí Phát triển khoa học và Công nghệ, Đại học Quốc gia Thành phố Hồ Chí Minh, tập 3 (tháng 9&10/2000).
- [10] Ngô Vi Long, Phan Ngọc Châu, Nguyễn Văn Yên, Chu Quốc Thắng (2007). *Điều khiển dao động của một dầm chịu tải di động bằng kỹ thuật điều khiển chủ động*. Tạp chí Cầu đường Việt nam, số 3/2007.
- [11] Baruh H. & Meirovitch L. (1982). *Implementation of the IMSC method by Means of a Varying Number of Actuators*. AIAA/AAS/ Astrodynamics Conference, San Diego C.A., paper No 82-1035.
- [12] Lee S.K & Kozin F (1986). *Bounded State Control of Structures with Uncertain Number of Parameters*. In Hart G.C & Nelson G.B Dynamic Response of Structures ASCE, New York, pp 788-94.
- [13] Lee S.K & Kozin F (1987). *Bounded State Control of Linear Structures*, In Leipholtz H.H.E (ed) Structural Control Martinus Nijhoff, Amsterdam, pp 347-407.
- [14] Masri S.F, Berkeley G.A & Uwadia F.E (1980). *On-line Pulse Control of Tall building*. In Leipholtz H.H.E Structural Control, North Holland, Amsterdam, pp 471-92.
- [15] Prucz Z., Soong T.T and Reihorm A.M (1985). *An Analysis of Pulse Control for Simple Mechanical System*. ASME Journal Dynamic System Measurement Control, No 107, pp 123-31.
- [16] Soong T.T (1990). *Active Structural Control – Theory and Practice*. Longman Scientific & Technical, Copublished in USA with Jhon Wiley & Sons, Inc, NewYork.
- [17] Ray W. Clough, Joseph Penziens (1995). *Dynamic of Structures*. Third Edition – Computer and Structures Inc., University Ave. Berkeley, CA94704, USA. Copyright © 2003 by Computer and Structures Inc.
- [18] Soo-Min Kim, Dae W.Kim, Moon K.Kwak (2023). *Design and Implementation of an Active Vibration Control Algorithm Using Servo Actuator Control Installed in Series with a Spring-Damper* – Applied Sciences 2023, Volume 13, Issue 5, 10.3390; <https://doi.org/10.3390/app13053349>
- [19] Dubravko Miljković (2009). *Review of Active Vibration Control* - https://www.researchgate.net/publication/304081320_Review_of_Active_Vibration_Control
- [20] Dirk Mayer, Seven Herond (2017). *Passive, Adaptive, Active Vibration Control, and Integrated Approaches* <https://www.intechopen.com/chapters/57787>
- [21] Christoph Paulitsch¹, Paolo Gardonio, Stephen J Elliott (2006). *Active vibration control using an inertial actuator with internal damping* - <https://pubmed.ncbi.nlm.nih.gov/16642828>
- [22] Jinxin Liu, Xingwu Zhang, Chenxi Wang, Ruqiang Yan (2022). *Active Vibration Control Technology in China* - IEEE Instrumentation & Measurement Magazine, Volume: 25, Issue: 2, April 2022 - <https://ieeexplore.ieee.org/document/9756383>

Development of Tank Model to Predict the Flow to Thac Xang Reservoir, Vietnam

Phát triển mô hình bể chứa để dự báo lưu lượng dòng chảy đến hồ thủy điện Thác Xăng, Việt Nam

Ha Van Thuy^{1,*}, Nguyen Duc Khoat¹, Khong Cao Phong¹

¹Department of Mechanical and Electrical Engineering, Hanoi University of Mining and Geology, Vietnam

*Ha Van Thuy E-mail: hathuy5p1@gmail.com

Abstract

Efficient operation of a water source is pivotal in harnessing water resources and mitigating flood-related damages. Precise forecasting of inflow rates to dam reservoirs is crucial for effective reservoir control. As a result, extensive research at both international and domestic levels has been conducted to develop and optimize flow forecasting models. This article presents a demonstration of runoff forecasting with rainfall data using an established tank model. The model is implemented and visualized using MATLAB Simulink. To optimize and validate the model, data from studies of the Thac Xang hydropower reservoir are utilized. The proposed flow prediction model has been adjusted to achieve a correlation coefficient of 74.0%. This model was used to predict the flow rate for the period from 1971 to 1976, achieving a correlation coefficient of 70.0%. The model predicted a flow rate trend that closely matched the measured flow rate trend at the monitoring stations in this area. Although the correlation coefficient is not high in this case, the model can still be applied to predict flow and effectively manage and regulate the water resources at the Thac Xang hydroelectric reservoir in Vietnam.

Keywords: Development, Tank model; Thac Xang reservoir; MATLAB Simulink; Hydroelectric reservoir

Tóm tắt

Vận hành hiệu quả nguồn nước có vai trò then chốt trong việc khai thác tài nguyên nước và giảm thiểu thiệt hại do lũ lụt. Dự báo chính xác dòng chảy vào các hồ chứa là rất quan trọng để kiểm soát hồ chứa hiệu quả. Do đó, nghiên cứu sâu rộng ở cả cấp độ quốc tế và trong nước đã được tiến hành để phát triển và tối ưu hóa các mô hình dự báo dòng chảy. Bài viết này trình bày minh họa dự báo dòng chảy với dữ liệu lượng mưa sử dụng mô hình bể đã được thiết lập. Mô hình được triển khai và hiển thị bằng MATLAB Simulink. Để tối ưu hóa và kiểm chứng mô hình, dữ liệu nghiên cứu từ hồ thủy điện Thác Xăng được sử dụng. Mô hình dự báo dòng chảy đề xuất đã được điều chỉnh để đạt được hệ số tương quan là 74,0%. Mô hình này được sử dụng để dự đoán dòng chảy trong giai đoạn từ 1971 đến 1976 với hệ số tương quan là 70,0%. Mô hình này dự đoán xu hướng lưu lượng khá gần với xu hướng lưu lượng đo được tại các trạm quan trắc trong khu vực này. Mặc dù trong trường hợp này hệ số tương quan không cao nhưng mô hình có thể ứng dụng để dự báo dòng chảy nhằm quản lý, điều tiết hiệu quả tài nguyên nước tại hồ thủy điện Thác Xăng, Việt Nam.

1. Introduction

Accurate prediction of water inflow into hydropower reservoirs and irrigation dams is important. This information provides operators with essential data to formulate effective strategies for the utilization of water resources. Extensive scientific research has been conducted by researchers worldwide to develop forecasting models to predict reservoir inflow.

To predict the water flow, it is essential to employ Numerical Weather Prediction (NWP) models for weather forecasting

and Quantitative Precipitation Forecasting (QPF) models to estimate precipitation amounts. J. Zhang et al. presented a simplified algorithm for predicting the inflow volume into reservoirs one to six days in advance, based on QPF rainfall and the multilayer perceptron artificial neural networks (MPL-ANNs) forecasting model [1]. This algorithm has been integrated into practical software to support decision-making to predict daily flows for a range of over 20 reservoirs operated by the Fujian Power Grid Company in China.

A decision support system has been developed and presented in [2], which utilizes water flow forecasting to support decision-making during the flood phase of reservoir operation. The system incorporates the concurrent execution of models and scenario-based simulations of dam operation. Experimental evaluation of the system was conducted on La Conception Lake, which is located on the Mediterranean coast of Spain.

In addition, the system also serves the function of supporting decision-making for managing the supply of clean water from the reservoir through early flow forecasting. Donghee Lee et al. have developed a model for predicting the headwater flow of the reservoir [3]. In [4], Bin Luo et al. utilized a hybrid model based on deep learning techniques, which is a combination of Deep Belief Network (DBN) and Long Short-Term Memory (LSTM) for flow prediction.

Numerous studies conducted domestically have implemented diverse research approaches towards flow prediction models. In their studies, authors Ngo Le An and Nguyen Thi Bich Ngoc employed the Hydrologic Modelling System model (HEC-HMS) and Reservoir Operation Simulation Model

(HEC-RESSIM) in conjunction with the BOLAM meteorological model to forecast flood flows to major reservoirs within the Ba River basin [5]. In conjunction with data from the Ba River, author Luong Huu Dung et al. utilized the MIKE-NAM model to establish relationships between meteorological factors, hydrological factors, and water resource forecasting characteristics [6]. By utilizing the NOAA rainfall model as input for the URSB model, the authors conducted computations and simulations to forecast the flow on the Mekong River at stations between Luang Prabang and Mukdahan [7]. The accuracy and reliability of flow prediction models for reservoir operation and management are essential for effective reservoir operation and management. Author Trung Duc Tran et al. conducted research with the aim of enhancing the accuracy of flow predictions for reservoirs [8].

Through the examination of various literature, it is evident that flow prediction models have garnered significant attention from scientists across different countries, with extensive research and development efforts. Selecting an appropriate model for research, development, and application in specific national or river basin conditions is crucial due to the diverse and abundant parameters that impact the accuracy of these models.

The tank model, developed by Sugawara from the 1960s to the 1990s, has been continuously studied and developed by numerous author groups worldwide [9]. In Sugawara's

reports, he uses programming programs to calculate runoff simulations for basins and optimize model parameters [10]–[14]. In this article, the authors use MATLAB Simulink combined with Script to simulate and optimize model parameters. This solution allows users to easily change the structure of the basin model using Simulink's pick-and-drop interface. The model was initially tested with the Thac Xang hydroelectric reservoir basin in Lang Son.

2. Development of tank model

Since its first introduction by Sugawara and Fuyuki [15], several variants of the tank model have been proposed. Among them, the most famous variant is the model with four stacked tanks to capture the characteristics of rainfall-runoff in a catchment. It comprises a set of linear tanks connected in series, with outlet gates located at the sides and bottom of each tank as described in Figure 1.

The water discharge through the side gates forms surface flow, while the discharge through the bottom gates represents subsurface flow, with interflow between tanks indicating saturation and groundwater permeability [5].

Determining the coefficients for the model enables the calculation of the ratio between total input rainfall and the corresponding output flow, thereby facilitating the determination of the outflow hydrograph for the basin.

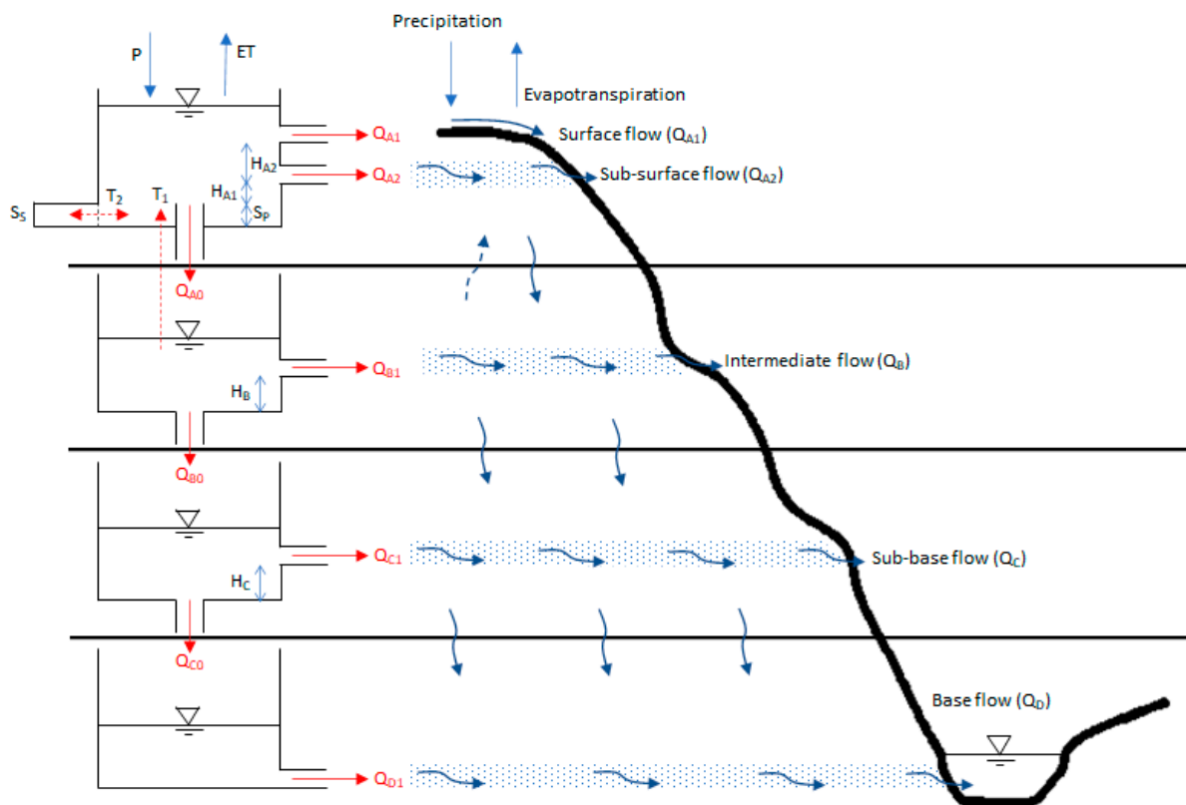


Figure 1: Modelling the characteristics of rainfall-runoff flow [9]

2.1. Operating principle of tank models

The operating principle of the tank model is relatively straightforward. The tank models include two types (Figure 2a and Figure 2b) that can be equivalently replaced by a linear

model as shown in Figure 2c by shifting the output of the tank model downward.

The linear reservoir model is considered a first-order inertial process given by $\beta/[\Delta + (\alpha + \beta)]$, where Δ represents the deviation, $1/(\alpha + \beta)$ is the time constant, and the ratio of output

to input is $\beta/(\alpha + \beta)$. The basic principle of adjusting the model parameters is as follows:

- (1) To modify the shape of the flow hydrograph, it is necessary to adjust $(\alpha + \beta)$. For example, to create a flow hydrograph with a higher jump, $(\alpha + \beta)$ needs to be increased, while a lower jump can be achieved by decreasing $(\alpha + \beta)$.
- (2) To modify the total output flow, it is necessary to adjust the parameter $\beta/(\alpha + \beta)$. For example, to increase the output flow without altering the shape of the flow hydrograph, the value of β should be increased while α is decreased, to keep the sum of α and β unchanged and vice versa.

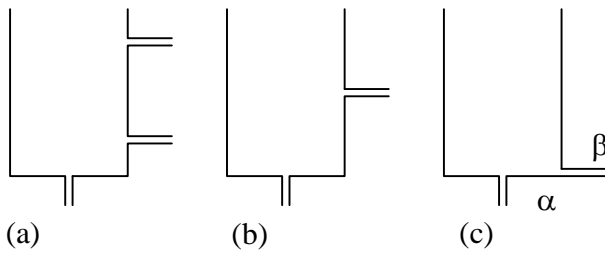


Figure 2: Tank model type: (a), (b), 02 Tank models; (c) Linear model for (a) and (b)

2.2. Dividing the reservoir into subsequent tanks

Based on the operating principle of the model, the parameters for each tank can be adjusted in the following ways:

- (1) Evaluation based on the shape and volume of the flow hydrograph during the high flow stage, which is the result of heavy rainfall, allows us to adjust the parameters of the uppermost tank.
- (2) Evaluation based on the flow hydrograph during the recession stage, the intermediate stage following the peak flow stage, enables us to adjust the parameters of the second tank.
- (3) Evaluation based on the base flow of the flow hydrograph allows us to adjust the parameters of the third and fourth tanks.

The challenge is how to divide the entire stages of the flow hydrograph into corresponding stages for each tank.

2.3. Utilizing an initialization model

The initialization model, as depicted in Figure 3, serves as the foundation for automating the process of adjusting the parameters of the reservoir.

The model takes into account rainfall and evaporation. Analyzed from the components of the computed flow hydrograph, the smaller stages 1, 2, 3, 4, and 5 correspond to the upper drain gates and lower drain gates of the upper reservoir, second reservoir, third reservoir, and fourth reservoir, respectively.

The division rule is expressed as follows:

Stage 1: The time window when the upper outlet of the uppermost reservoir plays a significant role in the overall outflow is dependent on stage 1. Specifically, when the ratio of the upper outlet's outflow to the total outflow of the reservoir model exceeds a constant value C , this content and time window is dependent on stage 1. Specifically:

$$y_1 \geq C(y_1 + y_2 + y_3 + y_4 + y_5) = C_y \quad (1)$$

where y_i represents the outflow of the i^{th} outlet as shown in Figure 4.

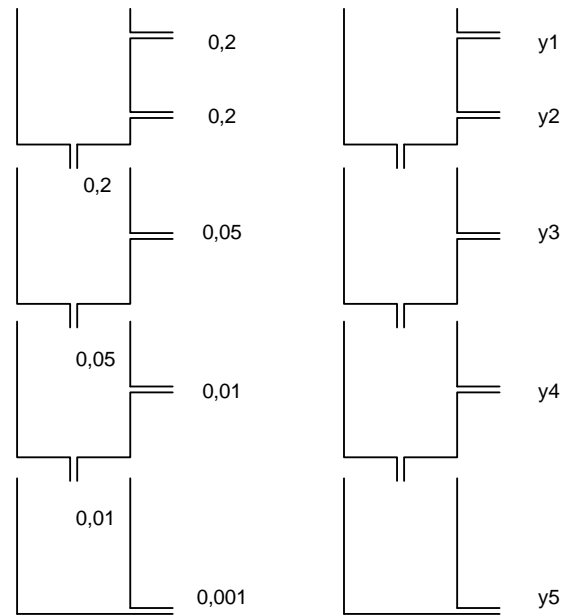


Figure 3: Initialization model

Figure 4: Output of the four tanks

Stage 2: When

$$y_1 < C_y < y_1 + y_2 \quad (2)$$

Stage 3: When

$$y_1 + y_2 < C_y < y_1 + y_2 + y_3 \quad (3)$$

Stage 4: When

$$y_1 + y_2 + y_3 < C_y < y_1 + y_2 + y_3 + y_4 \quad (4)$$

Stage 5: For the remaining cases

Values of 0, 50, 25, 10 and 5% are used for constant C , with 10% appearing to be a suitable option.

2.4. RQ(I) and RD(I) standards

In each stage $I = 1, 2, 3, 4,$ and 5 of the discharge flow, the calculated and observed logarithmic reduction ratio of computed and observed discharges is compared according to the following criteria:

$$RQ(I) = \frac{\sum_N \tilde{Q}(N)}{\sum_N Q(N)} \quad (5)$$

$$RD(I) = \frac{\sum_N [\log Q(N-1) - \log Q(N)]}{\sum_N [\log Q(N-1) - \log Q(N)]} \quad (6)$$

where Q is the observed discharge, \tilde{Q} is the computed discharge, I is the stage index, N is the number of days, Σ is the average total number of days within stage I , and Σ' is the sum of N days within the group of stage I , where $Q(N-1) - Q(N)$ is positive.

2.5. Response equation

Based on the fundamental principle stated above, the adjustment of parameters as shown in Figure 5 can be determined based on the RQ(I) and RD(I) standards.

When $RQ(I) > 1$ ($RQ(I) < 1$), it is necessary to decrease (increase) the control parameter of the side outlet and increase

(decrease) the parameters of the bottom outlet. This adjustment is accomplished by dividing the side outlet parameter equally and multiplying it with the bottom outlet parameter. When $RD(I) > 1$ ($RD(I) < 1$), it is necessary to decrease (increase) both parameters equally. This adjustment is achieved by dividing the parameters by $RD(I)$. The response provided by $RQ(I)$ and $RD(I)$ corresponds to the response changes and response rates in the corresponding automatic control system. Therefore, the feedback information for $RQ(1)$ and $RD(1)$ can be expressed as follows, where $AM0$, $AM1$, and $AM2$ are adjustment parameters:

$$(AM1 + AM2) = \frac{(A1 + A2)}{\sqrt{RQ(1)RD(1)}} \quad (7)$$

$$AM0 = \frac{A0\sqrt{RQ(1)}}{RD(1)} \quad (8)$$

Similarly, the response value $RQ(2)$ and $RD(2)$ are defined as follows:

$$AM1 = \frac{A1}{\sqrt{RQ(2)RD(2)}} \quad (9)$$

$$AM0 = \frac{A0\sqrt{RQ(2)}}{RD(2)} \quad (10)$$

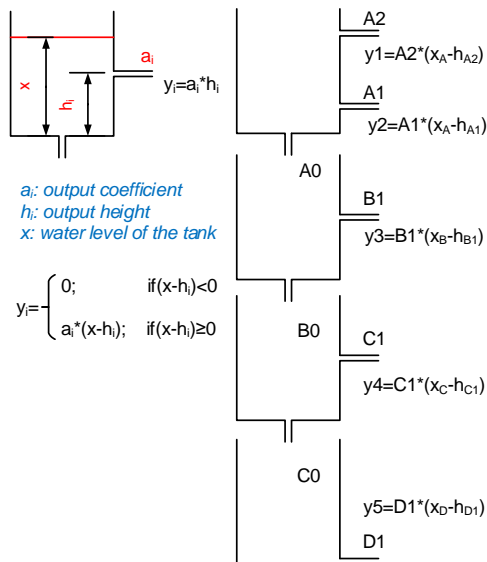


Figure 5: Input and output parameters of the model

By combining these formulas with the previous adjustments and using the mean of the two equations for $AM0$, we obtain the expressions:

$$A0 = \frac{A0}{2} \left[\sqrt{RQ(1)/RD(1)} + \sqrt{RQ(2)/RD(2)} \right] \quad (11)$$

$$AM1 = A1 / \left[\sqrt{RQ(2)RD(2)} \right] \quad (12)$$

$$A2 = (A1 + A2) / \left[\sqrt{RQ(1)RD(1)} \right] - AM1 \quad (13)$$

$$A1 = AM1 \quad (14)$$

Although adjusting the parameters of the uppermost tank will have impacts on the lower tanks, we ignore these impacts and adjust the parameters of the second tank using the $RQ(3)$ and $RD(3)$ standards:

$$B0 = B0\sqrt{RQ(3)}/RD(3) \quad (15)$$

$$B1 = B1 / \left[\sqrt{RQ(3)RD(3)} \right] \quad (16)$$

Similarly, we adjust the parameters of the third tank with $RQ(4)$ and $RD(4)$:

$$C0 = C0\sqrt{RQ(4)}/RD(4) \quad (17)$$

$$C1 = C1 / \left[\sqrt{RQ(4)RD(4)} \right] \quad (18)$$

Similarly, we adjust the parameters of the third tank with $RQ(4)$ and $RD(4)$: The tank model in Figure 6 does not have a bottom outlet in the fourth tank because at this level, we only consider cases where there is no seepage. In this scenario, the response of $RD(5)$ is determined by:

$$D1 = D1/RD(5) \quad (19)$$

However, the calculation of $RQ(5)$ feedback cannot be performed as mentioned above. We need to control the water supply from the upper tanks. If $RQ(5) > 1$ ($RQ(5) < 1$), we have to decrease (increase) the parameters of the bottom outlet of the upper tanks. The control of water supply to the fourth tank is accomplished by adjusting $C0$ of the third tank, and the change in the third reservoir is due to the variation in $C0$ is compensated by adjusting $B0$ etc. In this condition, we have the following expressions:

$$C0 = C0/RQ(5) \quad (20)$$

$$B0 = B0 / \sqrt{RQ(5)} \quad (21)$$

$$A0 = A0 / \sqrt[4]{RQ(5)} \quad (22)$$

In some cases, the values of $RQ(I)$ and $RD(I)$ can have significantly different values from 1. To ensure that the response values do not exceed certain limits, we restrict them within the range of (1/2 to 2). For example, if the values of $RQ(I)$ and $RD(I)$ are greater than 2, they will be replaced by 2, and if they are smaller than 1/2, they will be replaced by 1/2.

3. Constructing MATLAB Simulink model

3.1. Constructing the tank model using MATLAB

Assume the water level in each tank is denoted as x , the water level at the i^{th} outlet of the tank (including the bottom outlet) is h_i , and the discharge coefficient (permeability) at each outlet is a_i . The water discharge at the i^{th} outlet is determined by the equation (23).

$$y_i = \begin{cases} 0; & \text{if } (x - h_i) \leq 0 \\ a_i \times (x - h_i); & \text{if } (x - h_i) > 0 \end{cases} \quad (23)$$

The accumulated water in the reservoir is equal to the cumulative inflow of water minus the cumulative outflow (permeability) from the reservoir.

With the analysis mentioned above, the simulation structure of the reservoir is modelled as shown in Figure 6. In which, a_{ij} , h_{ij} are the output coefficients and outlet heights of the i^{th} tank and j^{th} outlet; B is the coefficient of bottom output. In the case of a reservoir with only one outlet or a bottom outlet (without seepage into the lower reservoir), the discharge coefficient (permeability) a_i is set to 0.

In the case of evaporation, the accumulated water in the reservoir is reduced by the amount of evaporation. Evaporation in the lower reservoirs only occurs when the water level in the upper reservoir is at 0.

The simulation structure for the entire watershed is determined using the 04-reservoir model depicted in Figure 7.

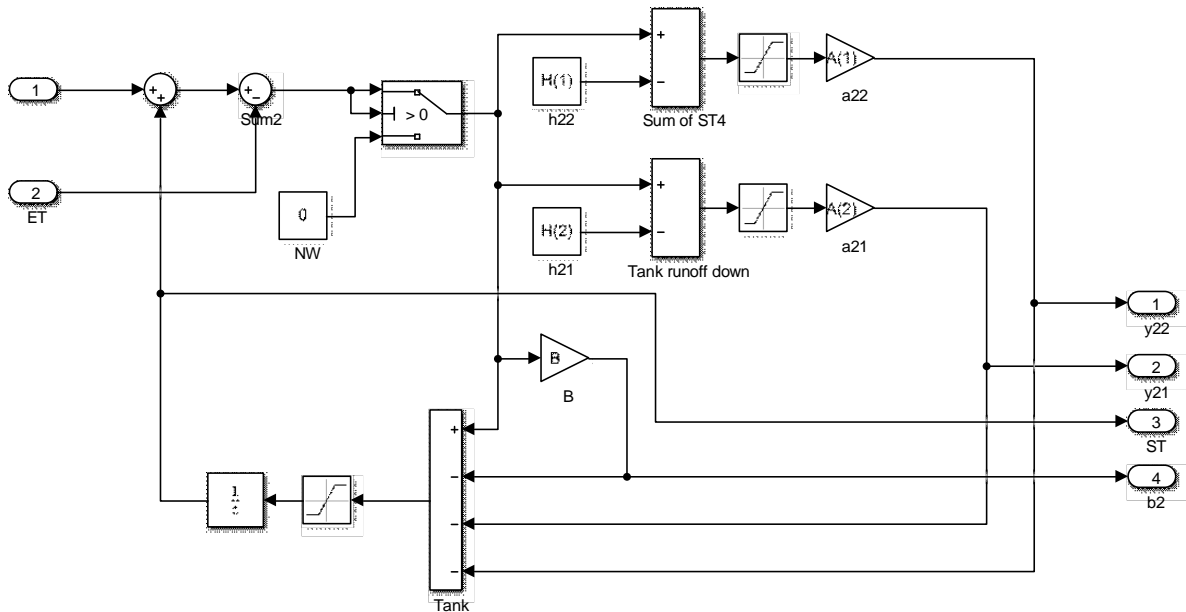


Figure 6: A single tank model (a_{ij} , h_{ij} , y_{ij} : i^{th} tank; j^{th} output)

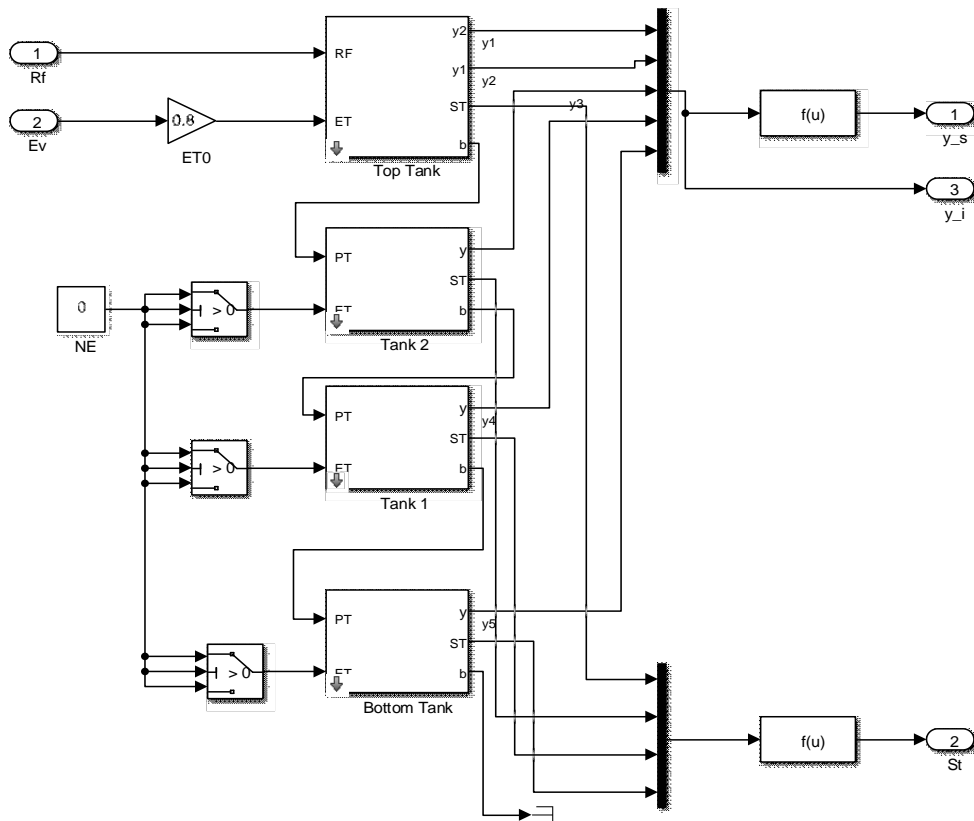


Figure 7: Four tanks model for Thac Xang basin

3.2. Input data

The data used in the MATLAB Simulink model for simulation purposes are rainfall and flow data provided for the Thac Xang Hydroelectric Reservoir in Hung Viet commune, Trang Dinh district, Lang Son province, Vietnam. These data include rainfall data collected from 05 rainfall measurement sta-

tions (Figure 8) in the watershed areas of the Thac Xang reservoir (Vietnam), as well as flow rate measurements at the Van Mich station before flowing into the reservoir. The rainfall data collected will be input into the reservoir model to calculate the flow into the Thac Xang reservoir. The calculated results will be analyzed and compared with the measured flow values at the Van Mich station to adjust the model parameters.

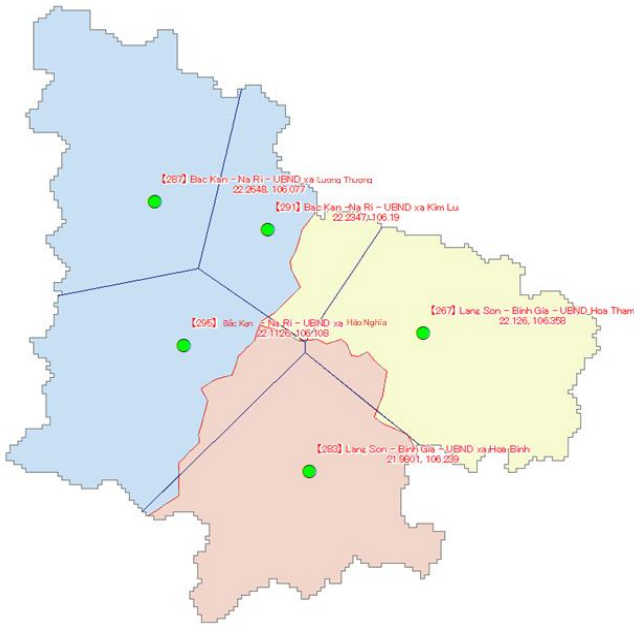


Figure 8: Rainfall measurement stations in the Thac Xang Reservoir basin

3.3. Model adjustment

The simulation data will be put into the MATLAB Simulink model which will run and generate the computed flow rate result, denoted as \hat{Q} . This calculated flow rate will be compared

with the measured flow rate Q collected at the Van Mich station to adjust the parameters of the reservoir model.

The parameter adjustment process is performed following Equations (1)-(22) using a script written in an M-file. In this M-file, the script calls the MATLAB Simulink program to obtain the results, performs parameter adjustment for the next run, and iterates through the Run-Obtain Results-Parameter Adjustment cycle with a predetermined number of iterations to find the best parameter set.

4. Result and Discussion

4.1. Model adjustment result

In order to determine the adjustment parameters for the forecast model, the data from a 10-year period (from 1960 to 1970) was used to calibrate the model. Based on the obtained best parameter set, the parameters are then validated using data from a subsequent 5-year period (from 1971 to 1976).

The MATLAB script performs 100 iterations to run and adjust the parameters using the data from 1960 to 1970 to obtain the best result. The results of the parameter adjustment with the 10-year data are shown in Figure 9, with a correlation coefficient $R = 0.74$ between the computed flow rate (dark yellow) and the measured flow rate (light blue). Mean Square Error (MSE) is 3024.2; Root Mean Square Error (RMSE) is 54.9925

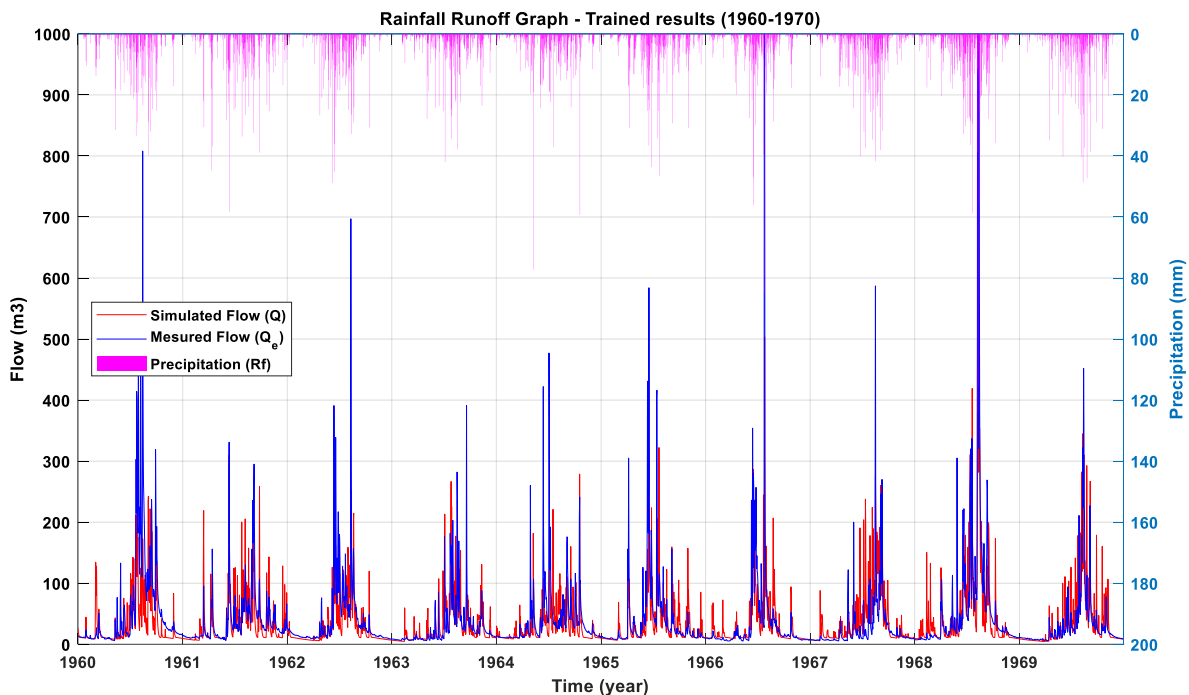


Figure 9: Graph of model calibration results: Best performing scenario

The results of the model adjustment process showed that the changing trends between the measured rainfall and the measured flow are quite close to each other. At times of high measured rainfall, such as mid-1966 and mid-1968, the flow also increased greatly. In addition, the change law of the predicted flow is also very close to the change law of the measured flow. About the annual maximum flow, the predicted results are

smaller than the measured results. This is one of the limitations that needs to be overcome of this prediction models.

4.2. Verification of the forecasted model

Using the parameter set obtained from the adjustment process, the model is then tested with the 5-year comparison data from 1971 to 1976. The validation results are presented in Figure 10, with a correlation coefficient $R = 0.70$. Mean Square Error

(MSE) is 4976.1; Root Mean Square Error (RMSE) is 70.5413. The comparison results in Fig. 10 show that the changing trends of predicted flow and measured flow in the period from 1971 to 1976 are quite close to each other. According to the obtained results, the flow is usually low at the beginning of each year then gradually increases and reaches the highest value after the middle of each year (from May to September). This is the time when it rains the most in the northern provinces of Vietnam.

Every year, the maximum values of predicted flow were smaller than the maximum value of measured one. In particular, a very large difference can be observed in the year 1972 (maximum predicted flow is 510 m³/day, while maximum measured flow is 1300 m³/day) and year 1974 (the maximum

predicted flow is 924 m³/day, while the maximum measured flow is 779 m³/day). These differences are caused by many different sources such as:

- The time to collect adjusted data is not enough long (only 10 years), so it did not cover all the changing cycles of hydrological characteristics in the study area.
 - The used data set was recorded manually since the 1960s, so the reliability of the data is not high.
 - Rainfall is unevenly distributed, the rain gauge grid is sparse (05 stations throughout the study area), etc.
- And these limitations will also be the next research directions of this study.

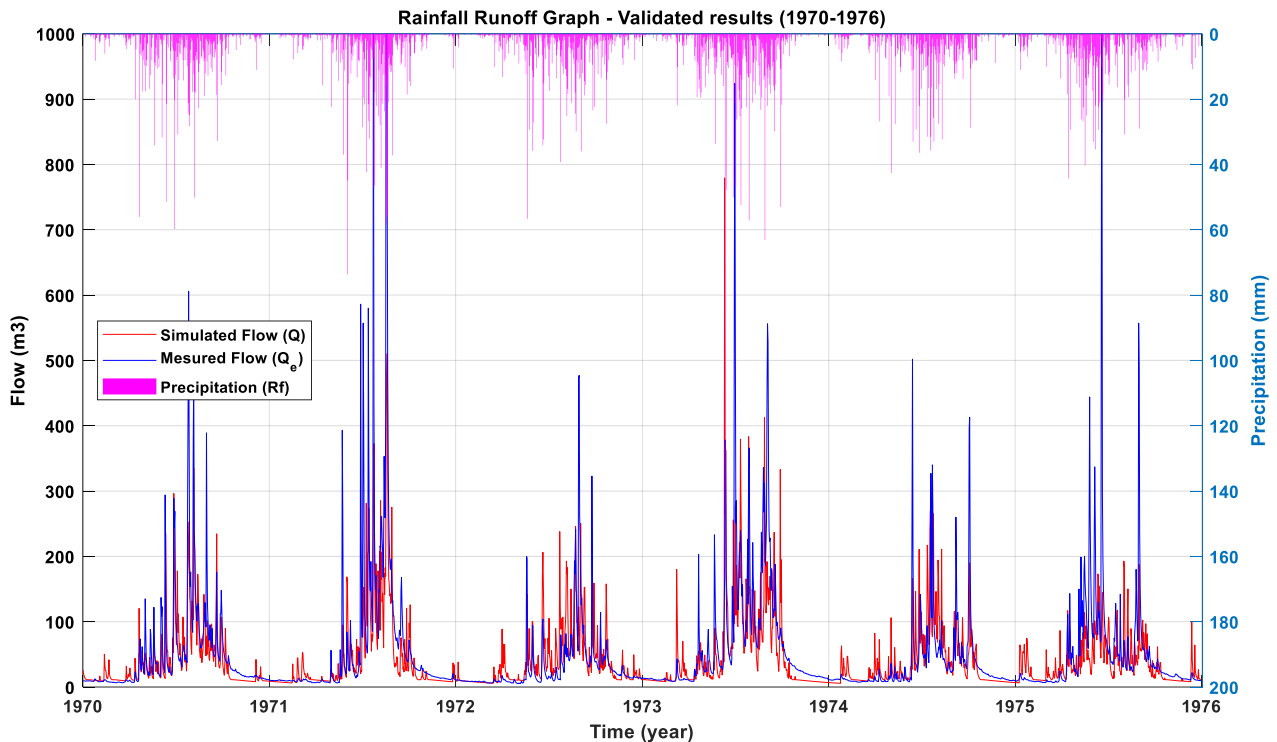


Figure 10: Graph of validations from 1971 to 1976.

The model's performance in predicting flow rates demonstrates its potential application in flow forecasting. Although the achieved results may not have a high correlation due to the absence of factors such as the hydrogeological characteristics of the area, seasonal variations, high and low water cycles, and expert adjustments, the model's ability to capture and predict flow patterns is evident. Further improvements can be made by incorporating these influential factors and incorporating expert adjustments into the model.

5. Conclusion

This study presented the application of the tank model in simulating rainfall-runoff for the Thac Xang hydroelectric reservoir, Vietnam. The conclusions of this study were drawn as following:

- The tank model has been successfully applied to simulate the relationship between rainfall and flow in the Thac Xang hydroelectric reservoir basin, Vietnam. Using

MATLAB Simulink allows researchers and users to easily change the model structure (number of tanks, number of outputs) to match the characteristics of the basin.

- Using the used data to adjust the model to be the rainfall and flow for 10 years from 1960 to 1970, in comparing with the measured flow results, the predicted results using tank model with the correlation of 74.0%.
- The proposed model was used to predict the flow rate in the period from 1971 to 1976 at Thac Xang hydroelectric reservoir, Vietnam with the correlation coefficient of 70.0%.
- The maximum value of predicted flow was smaller than the maximum value of measured one. In particular, a very large difference can be observed in the year 1972 and the year 1974.

These differences are caused by many different sources. These limitations will also be the next research directions of this study, such as:

- Use tank models with more than 2 side outlets, which can be suitable for complex terrain in the Thac Xang reservoir basin.
- Collect more data on rainfall and runoff to train the model.
- Renovating the rain gauge grid (15x15 km, 10x10 km, 5x5 km).
- Combine rain gauge data with remote sensing data to improve rain models.

Acknowledgement

The authors would like to express their sincere gratitude to Su Pan 1 Hydroelectric Joint Stock Company for providing the data used in this research study.

References

- [1] J. Zhang, C. Cheng, S. Liao, X. Wu, and J. Shen, "Daily reservoir inflow forecasting combining QPF into ANNs model," *Dly. Reserv. inflow Forecast. Comb. QPF into ANNs Model*, vol. 6, no. 1, pp. 121–150, 2009, doi: 10.5194/hessd-6-121-2009.
- [2] A. LINARES, J. REGODÓN, L. PANIZO, M.-D.-M. GALLARDO, and P. MERINO, "A DSS For Reservoirs Operation Based On The Execution Of Formal Models," 2014.
- [3] D. Lee, H. Kim, I. Jung, and J. Yoon, "Monthly reservoir inflow forecasting for dry period using teleconnection indices: A statistical ensemble approach," *Appl. Sci.*, vol. 10, no. 10, 2020, doi: 10.3390/app10103470.
- [4] B. Luo, Y. Fang, H. Wang, and D. Zang, "Reservoir inflow prediction using a hybrid model based on deep learning," *IOP Conf. Ser. Mater. Sci. Eng.*, vol. 715, no. 1, 2020, doi: 10.1088/1757-899X/715/1/012044.
- [5] N. L. An and T. Bích, "Nghiên cứu dự báo dòng chảy lũ đến hồ chứa trên lưu vực sông Ba," *Khoa học kỹ thuật Thủy lợi và Môi trường*, vol. 8, pp. 9–16, 2012.
- [6] L. H. Dũng, C. N. N. Sơn, T. Đ. Thiện, and D. H. Phương, "Ứng dụng mô hình MIKE-NAM dự báo các đặc trưng tài nguyên nước trong lưu vực sông Ba," *Tạp chí Khoa học biến đổi khí hậu*, no. 1, 2020.
- [7] Đ. Q. Trí and L. T. Huệ, "Mô hình hóa dự báo dòng chảy lưu vực sông Mê Công, Việt Nam," in *HNKH Khí tượng thủy văn và hải dương học*, 2016, no. October.
- [8] T. D. Tran, V. N. Tran, and J. Kim, "Improving the accuracy of dam inflow predictions using a long short-term memory network coupled with wavelet transform and predictor selection," *Mathematics*, vol. 9, no. 5, pp. 1–21, 2021, doi: 10.3390/math9050551.
- [9] J. W. Lee, S. D. Chegal, and S. O. Lee, "A review of tank model and its applicability to various korean catchment conditions," *Water (Switzerland)*, vol. 12, no. 12, 2020, doi: 10.3390/w12123588.
- [10] M. S. I. W. E. O. Y. Katsuyama, "Method of Automatic Calibration of tank Model (Third Report) - Automatic Calibration Program for Flood Analysis," 1980.
- [11] M. S. I. W. E. O. Y. Katsuyama., "Method of Automatic Calibration of Tank Model (Fourth Report) - Semiautomatic Procedures to calibrate the Parameters relating with the Positions of Side-outlets, the Soil Moisture Structure and the Intake of Irrigation Water." 1982.
- [12] M. Sugawara, "Tank Model - For the Derivation of River Discharge from Rainfall," 1985.
- [13] M. S. I. W. E. O. Y. Katsuyama, "Tank Model Programs for Personal Computer and the Way to Use," 1986.
- [14] M. S. E. Ozaki, "Method of Automatic Calibration of the Tank Model (Fifth Report): Automatic or Semi-Automatic Procedures to Calibrate the Multiplication Factor of the Precipitation in Snowy Basins," 1987.
- [15] M. Sugawara, M.; Fuyuki, "A Method of Revision of River Discharge by Means of a Rainfall Model," 1956.

Mô phỏng cảm biến sóng âm bề mặt đo từ trường sử dụng mô hình ma trận truyền kết hợp với mô phỏng FEM

Simulation of the SAW sensor measuring magnetic fields using the transmission matrix model combined with FEM simulations

Đỗ Duy Phú^{1,2}, Nguyễn Văn Tuấn¹, Lê Văn Vinh³, Hoàng Sĩ Hồng^{1,*}

¹School of Electrical and Electronic Engineering, Hanoi University of Science and Technology, Hanoi, Vietnam

²Hanoi University of Industrial, Hanoi, Vietnam

³Phenikaa University, Hanoi, Vietnam

*Corresponding author E-mail: hong.hoangsy@hust.edu.vn

Abstract

This study proposes the transmission matrix model [ABCD] for the FeNi magnetic sensitive layer used in surface acoustic wave magnetic (SAW-MO) sensors. The center frequency and input excitation to the sensor through the v_m -H characteristic are determined by finite element simulation (FEM) on the FeNi/IDT/ST-Quartz structure. The simulation results of the center frequency and sensor's working response show that simulations by the FEM method and simulations by the transmission matrix (TM) method are correlated. Furthermore, the survey also indicates the more reasonable and suitable of the third-order v_m -H characteristic curve compared to the second-order characteristic in the transmission matrix model of the FeNi magnetic sensitivity layer. These accuracy and suitability are expressed through the trend and shape of the sensor's working response.

Keywords: Surface Acoustic Wave, SAW-MO sensor, FeNi nanoparticles, FeNi magnetic sensitivity layer, FEM.

Ký hiệu

Symbols	Units	Description
H	Oe	Cường độ từ trường
f_c	Hz	Tần số cộng hưởng
f_0	Hz	Tần số trung tâm
S_{21}	dB	Đáp ứng tần số
Z_m, Z_u, Z_d	Ω	Tổng trở
$\theta_m, \theta_u, \theta_d$	rad	Góc sóng âm
C_s	F/m	Điện dung trên mỗi cặp ngón tay
C_d	F/m	Điện dung vùng khe giữa điện cực và lớp nhảy từ FeNi.
k^2		Hệ số cơ điện
v_m	m/s	Vận tốc sóng âm lan truyền qua vùng phủ vật liệu
N_t		Số ngón tay

Các từ viết tắt

SAW	Surface Acoustic Wave
SAW-MO	SAW-Magnetostriction
IDT	Inter Digital Transducer
TM	Transmission Matrix
FEM	Finite Elements Method
COM	Coupling of Modes
ECM	Crossed-field Equivalent Circuit Model
sf	Single Finger

IRM Impulse Response Model Tóm tắt

Nghiên cứu này đề xuất mô hình ma trận truyền [ABCD] cho lớp nhảy từ FeNi dùng trong cảm biến từ dạng sóng âm bề mặt (SAW-MO). Tần số trung tâm và kích thích tín hiệu đo đến đầu vào cho cảm biến thông qua đặc tính v_m -H được xác định bằng phương pháp mô phỏng phần tử hữu hạn (FEM) trên cấu trúc FeNi/IDT/ST-Quartz. Kết quả mô phỏng tần số trung tâm và đáp ứng làm việc của cảm biến cho thấy mô phỏng theo phương pháp FEM và mô phỏng theo phương pháp ma trận truyền (TM) là có sự tương quan. Vì vậy, mô hình ma trận truyền [ABCD] đã đề xuất cho lớp nhảy từ FeNi là đúng đắn và phù hợp. Bên cạnh đó, khảo sát cũng chỉ ra sự hợp lý và phù hợp hơn của đường đặc tính v_m -H bậc ba so với đặc tính bậc hai trong mô hình ma trận truyền của lớp nhảy từ FeNi. Độ chính xác và sự phù hợp được thể hiện thông qua xu thế và hình dáng trên đáp ứng làm việc của cảm biến.

1. Giới thiệu

Ngày nay, cảm biến hoạt động dựa trên nguyên lý sóng âm bề mặt (SAW) đã và đang được nghiên cứu, ứng dụng vào nhiều lĩnh vực của cuộc sống từ vật lý, hóa học cho tới sinh học [1-3], bởi những ưu điểm như: kích thước nhỏ, không dây, đáp ứng nhanh và độ nhạy cao [4, 5]. Với sự đa dạng và

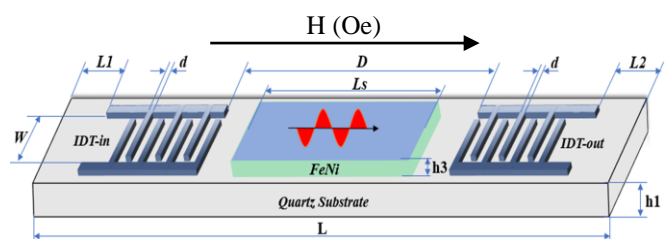
ưu điểm như trên thì việc nghiên cứu và khảo sát các đặc tính của cảm biến SAW nói chung và cảm biến từ dạng SAW nói riêng là quan trọng và cần thiết. Theo đó, mô phỏng là một cách tiếp cận được áp dụng phổ biến trước khi tính đến chế tạo thực nghiệm cảm biến. Với phương pháp mô phỏng FEM đã và đang được nhiều nhóm sử dụng vì các ưu điểm của phương pháp như: Dễ dàng xây dựng cấu trúc cảm biến thông qua công cụ đồ họa, cấu trúc cảm biến được xây dựng rất gần với mô hình vật lý, dễ dàng thực hiện tối ưu hóa cấu trúc của cảm biến và dễ thiết lập các điều kiện biên cho quá trình mô phỏng [6-10]. Tuy nhiên, mô phỏng FEM còn tồn tại một số thách thức như: Cần cấu hình máy tính cao, quá trình tính toán mất nhiều thời gian, cần phương pháp chia lưới phù hợp với mô hình mô phỏng, xử lý kết quả mô phỏng cần một công cụ khác (như Matlab) và đặc biệt là không chia lưới được khi độ dày lớp vật liệu nhỏ hơn khoảng 100 (nm). Bên cạnh mô phỏng FEM, phương pháp mô hình mạch tương đương cũng được sử dụng để mô phỏng cảm biến SAW. Phương pháp bao gồm một số mô hình như: mô hình đáp ứng xung IRM (Impulse Response Model) [11, 12], mô hình trường chéo ECM (Crossed-field Equivalent Circuit Model) [13], mô hình ghép chế độ COM (Coupling-Of-Mode) [14, 15] và mô hình ma trận truyền TM (Transmission Matrix) [16]. Ưu điểm của phương pháp là công cụ giải mạch điện được trang bị đầy đủ, hiệu quả và dễ dàng được thực hiện thông qua các phần mềm cơ bản như Matlab; thời gian tính toán nhanh mà không cần máy tính có cấu hình cao. Hơn nữa, với mô phỏng FEM, mô hình hóa các tính chất vật lý của lớp vật liệu và tác động của các yếu tố môi trường (nhiệt độ, độ ẩm, v.v) tác động đến cảm biến cần mô tả chi tiết và phức tạp. Trong khi đó, với mô phỏng mạch điện tương đương thì mô hình hóa đơn giản hơn, tuy nhiên phương pháp này cần biết trước tần số trung tâm của cảm biến.

Các nghiên cứu về phương pháp mô hình mạch điện tương đương. Nhóm Otto Schwelb và cộng sự [17] xây dựng mô hình ma trận truyền để mô phỏng và thiết kế bộ lọc SAW, trong đó có xét đến sự ảnh hưởng của cấu trúc bộ điện cực IDT. Bên cạnh đó, nghiên cứu [18] mô phỏng đáp ứng tần số của các thiết bị sóng âm bề mặt với ba loại cấu trúc SAW khác nhau bao gồm: cấu trúc dạng delay line, cộng hưởng một công và cộng hưởng hai công; qua đó đánh giá sự ảnh hưởng độ điện dẫn, khẩu độ âm học và số cặp ngón tay của bộ điện cực IDT tới đáp ứng đầu ra của thiết bị. Nghiên cứu [19] sử dụng mô hình COM để mô hình hóa đầy đủ các thành phần của cảm biến thụ động không dây dạng sóng âm bề mặt, mô hình cho phép mô phỏng độ trễ pha và có thể được sử dụng như một công cụ để thiết kế và phân tích cảm biến SAW thụ động một công dạng đường trễ. Một nghiên cứu nữa, nhóm R.C.O. Jesus và cộng sự sử dụng định lý Mittag-Leffler để xây dựng mô hình mạch tương đương cho cấu trúc SAW delay-line, nghiên cứu cho phép ứng dụng cảm biến để phát hiện môi trường chất lỏng [20]. Với mô hình ma trận truyền TM nói riêng, một nghiên cứu [21] đã sử dụng mô hình TM bậc hai để tối ưu hóa bộ điện cực IDT cho cảm biến SAW đo biến dạng trong lĩnh vực hàng không vũ trụ. Bên cạnh đó, công bố [22] cũng đã sử dụng mô hình ma trận truyền để phân tích các đáp ứng của cảm biến SAW hydro trong miền thời gian khi xem xét đến yếu tố độ dày lớp nhảy khí palladium (Pd).

Qua khảo sát trên, nhóm chúng tôi nhận thấy các công bố về ứng dụng mô hình ma trận truyền TM trong nghiên cứu cảm biến SAW nói chung và cảm biến SAW-MO nói riêng là rất ít. Vì vậy, việc đề xuất thử nghiệm phương pháp mô phỏng ma trận truyền TM cho lớp nhảy từ FeNi kết hợp cùng mô phỏng FEM cho cảm biến SAW nói chung và cảm biến đo từ trường dạng SAW nói riêng là cần thiết. Nếu thành công sẽ cung cấp thêm một phương án mô phỏng đơn giản và nhanh hơn so với mô phỏng FEM truyền thống. Thêm nữa, việc đề xuất và xây dựng mô hình ma trận truyền cho lớp nhảy vùng delay-line chưa được quan tâm nhiều và đặc biệt là cảm biến từ dạng sóng âm bề mặt. Vì vậy, trong nghiên cứu này, bài báo thực hiện xây dựng mô hình mô phỏng cảm biến SAW từ dạng delay-line với cấu trúc FeNi/IDT/ST-Quartz bằng mô hình ma trận truyền TM. Trong đó, tiến hành đề xuất mô hình ma trận truyền [ABCD] cho lớp nhảy từ FeNi với tần số trung tâm (f_0) và quan hệ giữa vận tốc sóng âm bề mặt tại lớp nhảy với cường độ từ trường đo (v_m-H) được xác định thông qua mô phỏng FEM. Kết quả mô phỏng bằng phương pháp ma trận truyền được so sánh với mô phỏng FEM để kiểm tra tính hợp lý và phù hợp. Vì độ tin cậy của phương pháp mô phỏng FEM đã được chứng minh qua các công trình của nhiều tác giả cũng như là nhóm chúng tôi [6-10].

2. Mô hình mô phỏng

Cấu trúc và nguyên lý hoạt động của cảm biến SAW-MO được thể hiện trên Hình 1 và kích thước được thể hiện qua Bảng 1. Hoạt động của cảm biến, đặt xung điện áp (hoặc một phổ tín hiệu hình sin quanh tần số trung tâm) vào IDT-in. Tại đây, sóng âm bề mặt được tạo ra do hiệu ứng áp điện ngược. Sóng này truyền qua vùng delay-line có sự tương tác giữa lớp nhảy từ FeNi với cường độ từ trường đo (H) làm thay đổi vận tốc sóng âm hay tần số cộng hưởng. Tiếp theo, sóng âm bề mặt lan truyền tới IDT-out, tại đây tín hiệu điện áp được hình thành do hiệu ứng áp điện thuận. Tần số cộng hưởng được xác định bằng cách phân tích phổ tín hiệu điện áp tại IDT-out, từ đó suy ra giá trị của cường độ từ trường đo.



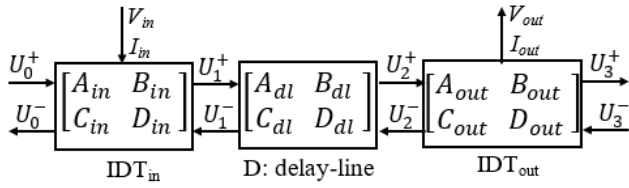
Hình 1. Cấu trúc và nguyên lý cảm biến SAW-MO.

Bảng 1: Các thông số kích thước của cảm biến.

Thông số	Ký hiệu	Giá trị (μm)
Số cặp ngón tay	n	25 (cặp)
Độ dày đế áp điện	h1	400
Độ dày lớp nhảy từ	h3	200
Chiều rộng mỗi ngón tay	d	10
Chiều dài vùng delay-line	D	5000
Chiều dài mép trái	L1	2000
Chiều dài mép phải	L2	2000
Chiều dài lớp nhảy từ	Ls	4960
Chiều dài của cảm biến	L	10980
Bước sóng	$\lambda=4*d$	40
Khẩu độ sóng âm	W	2399.3

2.1. Mô hình ma trận truyền

Ma trận truyền là mô hình bậc hai sử dụng mô hình mạch tương đương. Mô hình cho phép xem xét đến các hiệu ứng bậc hai bao gồm: tín hiệu phản xạ, nhiễu xạ sóng, phân bố điện tích và phân tán. Mô hình được xây dựng bằng cách thừa kế các mô hình thiết lập trước đó: ma trận P, COM và ma trận truyền thông. Tương tự như cách tiếp cận COM và ma trận P, mô hình xem IDT là mạng ba công và ma trận truyền của mỗi ngón tay có kích thước 3×3 , trong khi đó vùng delay-line được coi là một mạng hai công và được đại diện bởi một ma trận truyền 2×2 . Hình 2 thể hiện cấu trúc mô hình ma trận truyền của cảm biến SAW dạng nói tầng [18, 23].



Hình 2: Mô hình ma trận truyền của cảm biến SAW-MO.

U_i^+, U_i^- : là các tín hiệu sóng âm truyền theo chiều thuận và ngược qua các bộ phận của cảm biến; V_{in}, I_{in} và V_{out}, I_{out} : là điện áp và dòng điện vào và ra tại các bộ điện cực IDT. Mỗi ngón tay trong các bộ điện cực có mối quan hệ (1) [23, 24].

$$\begin{bmatrix} U_{i-1}^+ \\ U_{i-1}^- \\ I_i \end{bmatrix} = [T_i(f)] \begin{bmatrix} U_i^+ \\ U_i^- \\ V_i \end{bmatrix} \quad (1)$$

Trong đó các ma trận truyền 3×3 của mỗi ngón tay có dạng (2), với f là tần số của phổ sóng âm.

$$T_i(f) = \begin{bmatrix} t_{11}(f) & t_{12}(f) & t_{13}(f) \\ t_{21}(f) & t_{22}(f) & t_{23}(f) \\ t_{31}(f) & t_{32}(f) & t_{33}(f) \end{bmatrix} \quad (2)$$

Trong biểu thức (2), các chỉ số 1 và 2 chỉ ra mối quan hệ giữa các công sóng âm, chỉ số 3 chỉ ra mối quan hệ giữa các công điện.

Mặt khác, các ma trận truyền [ABCD] có kích thước 2×2 của điện cực IDT-in, IDT-out lần lượt là:

$$[IDT_{in}] = \begin{bmatrix} A_{in} & B_{in} \\ C_{in} & D_{in} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$[IDT_{out}] = \begin{bmatrix} A_{out} & B_{out} \\ C_{out} & D_{out} \end{bmatrix} \quad (4)$$

và (5) mô tả ma trận truyền [ABCD] của lớp nhảy (vùng delay-line):

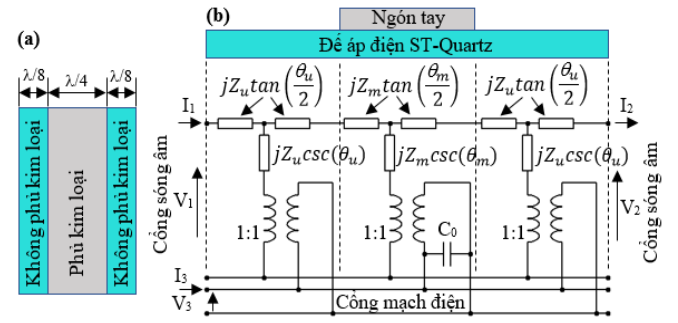
$$[D] = \begin{bmatrix} A_{dl} & B_{dl} \\ C_{dl} & D_{dl} \end{bmatrix} \quad (5)$$

Các ma trận (2), (3), (4) và (5) sẽ được xác định ở các phần tiếp theo.

2.2. Xác định ma trận truyền [ABCD] cho các bộ điện cực IDT

Theo mô hình trường chéo ECM, mỗi ngón tay trong các bộ IDT được chia thành ba vùng như Hình 3, bao gồm hai vùng

không phủ kim loại có độ rộng $\lambda/8$ và một vùng có phủ kim loại có độ rộng $\lambda/4$ [23].



Hình 3. Mô hình ECM cho mỗi ngón tay.

(a): Vùng ngón tay, (b): Mô hình ECM

Theo đó, các ma trận truyền được xác định như sau:

Ma trận truyền [ABCD] cho vùng phủ kim loại là:

$$[R_m(f)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_m(f)) & jZ_m \sin(\theta_m(f)) \\ \frac{j}{Z_m} \sin(\theta_m(f)) & \cos(\theta_m(f)) \end{bmatrix} \quad (6)$$

Với Z_m là tổng trở, $\theta_m(f)$ là góc sóng âm trong vùng phủ kim loại và lần lượt được tính theo công thức (7), (8):

$$Z_m(f) = \frac{4d}{k^2 C_s W v_m} \quad (7)$$

$$\theta_m(f) = \frac{2\pi f d}{v_m} \quad (8)$$

trong đó: f là tần số, v_m là vận tốc sóng âm bề mặt khi đế áp điện đã được phủ các lớp vật liệu, w là khẩu độ của bộ IDT, d là độ rộng mỗi ngón tay, C_s là điện dung trên mỗi cặp ngón tay trên mỗi đơn vị độ dài (hay khoảng trống giữa hai ngón tay) và k^2 là hệ số cơ điện của vật liệu đế áp điện.

Theo [25], hệ số cơ điện của đế áp điện Quartz $k^2 = 0.0016$. Và theo [26]:

$$C_s = C_0 W \quad (9)$$

$$\text{với: } C_0 = \epsilon_r \epsilon_0 \frac{W d}{t} \quad (10)$$

trong đó, d : là chiều rộng ngón tay

t : là khoảng cách giữa 2 ngón tay ($t = d$)

$\epsilon_r = 4.6$: Hằng số điện môi của đế áp điện Quartz

ϵ_0 : Hằng số điện cố định $\epsilon_0 = 8.854$ (PF/m)

Ma trận truyền [ABCD] cho vùng không phủ kim loại là:

$$[R_u(f)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_u(f)) & jZ_u \sin(\theta_u(f)) \\ \frac{j}{Z_u} \sin(\theta_u(f)) & \cos(\theta_u(f)) \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\text{với tổng trở: } Z_u(f) = \frac{1}{k^2 C_s W f_c} \quad (12)$$

và góc sóng âm trong vùng không phủ kim loại:

$$\theta_u(f) = \frac{\pi f}{4f_c} \quad (13)$$

trong đó: f_c là tần số được tính theo vận tốc sóng âm bề mặt khi đế áp điện chưa phủ vật liệu nhảy từ (hay tương đương tần số trung tâm f_0 khi phủ lớp nhảy nhưng cường độ từ trường $H = 0$).

Từ (6) và (11) ta xác định được ma trận truyền [ABCD] cho mỗi ngón tay $[R(f)]$ là:

$$[R(f)] = [R_u(f)][R_m(f)][R_u(f)] = \begin{bmatrix} A_{sf} & B_{sf} \\ C_{sf} & D_{sf} \end{bmatrix} \quad (14)$$

Kết hợp các phương trình (1) và (14) ta xác định được quan hệ của các phần tử trong ma trận truyền $[T_i(f)]$ theo các phần tử trong ma trận truyền [ABCD] cho mỗi ngón tay trong các bộ điện cực IDT như sau [24]:

$$\begin{aligned} t_{11} &= \frac{1}{2} \left(2A_{sf} + \frac{B_{sf}}{Z_u} + Z_u C_{sf} \right) \\ t_{12} &= \frac{1}{2} \left(Z_u C_{sf} - \frac{B_{sf}}{Z_u} \right) \\ t_{13} &= \frac{1}{2Z_e} j \tan \frac{\theta_e}{2} \sqrt{Z_u} \left(-A_{sf} - 1 - \frac{B_{sf}}{Z_u} \right) \\ t_{22} &= \frac{1}{2} \left(2A_{sf} - \frac{B_{sf}}{Z_u} - Z_u C_{sf} \right) \\ t_{23} &= \frac{1}{2Z_e} j \tan \frac{\theta_e}{2} \sqrt{Z_u} \left(A_{sf} + 1 - \frac{B_{sf}}{Z_u} \right) \\ t_{21} &= -t_{12} ; \quad t_{31} = 2t_{13} ; \quad t_{32} = -2t_{23} \\ t_{33} &= j\omega C_s + \frac{j2 \tan \frac{\theta_e}{2}}{Z_e} - \frac{j \tan^2 \frac{\theta_e}{2} \sin \theta_e}{Z_e} \end{aligned} \quad (15)$$

với:

$$\theta_e = \cos^{-1} \left(A_{sf} \right) ; \quad Z_e = \frac{B_{sf}}{j \sin \theta_e}$$

Các ma trận truyền [ABCD] cho bộ điện cực IDT-in $[IDT_{in}(f)]$ và IDT-out $[IDT_{out}(f)]$ được tính bằng cách xếp chồng ma trận truyền của các ngón tay, với N_t là số ngón tay trong mỗi bộ điện cực IDT.

$$[IDT_{in}(f)] = [R(f)]^{N_t} \quad (16)$$

$$[IDT_{out}(f)] = [R(f)]^{N_t} \quad (17)$$

2.3. Đề xuất ma trận truyền cho lớp nhảy vùng delay-line

Ma trận truyền $[D(f)]$ lớp nhảy vùng delay-line đề xuất được xác định giống như vùng được phủ kim loại của một ngón tay khi bỏ qua hai vùng không phủ kim loại như sau:

$$[D(f)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_d(f)) & jZ_d \sin(\theta_d(f)) \\ \frac{j}{Z_d} \sin(\theta_d(f)) & \cos(\theta_d(f)) \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$\text{với tổng trở: } Z_d(f) = \frac{d_m}{k^2 C_d W v_m} \quad (19)$$

C_d là điện dung vùng khe hở giữa các bộ điện cực IDT với lớp nhảy từ FeNi. Xét trường hợp này, lấy gần đúng $C_d = C_s$. Góc sóng âm trong vùng delay-line θ_d được tính theo công thức (20):

$$\theta_d(f) = \frac{2\pi f d_m}{v_m} \quad (20)$$

trong đó: d_m là chiều dài của lớp nhảy, v_m là vận tốc sóng âm trong vùng delay-line và bị tác động bởi cường độ từ trường đo và được xác định thông qua mô phỏng FEM.

Kết hợp các ma trận truyền (16), (17) và (18) ta xác định được ma trận truyền $[SAW(f)]$ của cảm biến SAW-MO bằng cách nhân các ma trận truyền của hai bộ IDT với ma trận truyền của vùng delay-line.

$$[SAW(f)] = [IDT_{in}(f)][D(f)][IDT_{out}(f)] \quad (21)$$

2.4. Xây dựng quan hệ v_m -H bằng mô phỏng FEM

Theo nguyên lý hoạt động của cảm biến, lớp nhảy từ FeNi do tác động của cường độ từ trường ngoài làm thay đổi vận tốc sóng âm bề mặt khi truyền qua vùng này (v_m). Vì vậy, để thực hiện mô phỏng đáp ứng làm việc của cảm biến bằng phương pháp TM ta cần xác định được mối quan hệ giữa vận tốc sóng âm bề mặt với cường độ từ trường (đặc tính v_m -H). Đặc tính này được xác định bằng phương pháp mô phỏng FEM trên phần mềm ANSYS.

Quá trình mô phỏng FEM gồm các bước cơ bản như sau: xây dựng cấu trúc, nhập các ma trận hệ số áp điện, hệ số vật liệu, chia lưới, đôi lớp vật liệu, đặt điện áp lên IDT và đặt điều kiện biên. Quá trình này được thực hiện trên phần mềm ANSYS tương tự theo những công bố trước đây của nhóm [9, 10]. Trong nghiên cứu, FeNi được sử dụng làm vật liệu lớp nhảy vì có một số ưu điểm như độ phi tuyến thấp, lực kháng từ nhỏ và có độ nhạy cao [27, 28]. Bên cạnh đó, ST-Quartz được lựa chọn làm đế áp điện vì có hiệu ứng sóng âm bề mặt tốt nhất so với các loại góc cắt khác [29, 30]. Kích thước của cảm biến SAW-MO được thể hiện ở Hình 1 và Bảng 1. Các bộ thông số vật lý của các lớp vật liệu được trình bày ở Bảng 2.

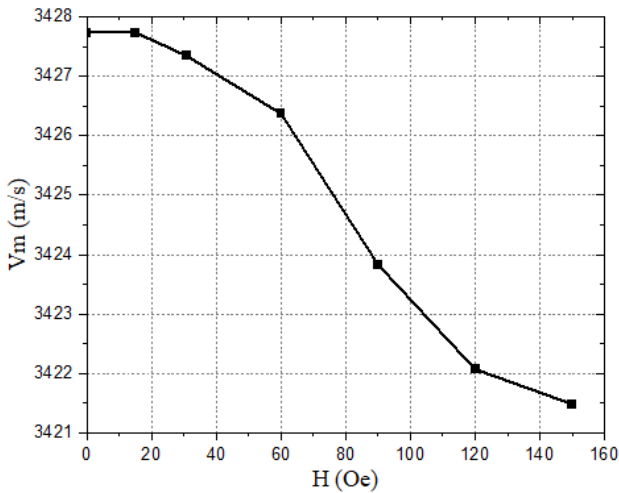
Bảng 2: Thông số vật lý của các lớp vật liệu [8, 28, 30].

Thông số	Kí hiệu	Giá trị		
		ST- Quartz	FeNi	Al
Mật độ (kg.m^{-3})	ρ	2651	8380	2697
Hệ số độ cứng (GPa)	C_{11}	87.26		
	C_{12}	6.57		
	C_{13}	11.95		
	C_{14}	-17.18		
	C_{33}	105.8		
	C_{44}	57.15		
Hệ số áp điện (C.m^{-2})	C_{66}	40.35		
	e_{11}	0.17		
	e_{12}	-0.04		
	e_{13}	-0.13		
	e_{14}	0.08		
	e_{25}	0.07		
Hằng số điện môi	e_{26}	-0.10		
	e_{35}	-0.07		
	e_{36}	0.11		
	ϵ_{11}	4.43		
Module Young (GPa)	ϵ_{22}	4.54	E-H	70.3
	ϵ_{33}	4.52		
Hệ số Poisson	ν		0.3	0.345

Kết quả mô phỏng FEM cho cảm biến FeNi/IDT/ST-Quartz có tần số trung tâm đạt $f_0 = 85.693$ (MHz). Bảng 3 và Hình 4 là mối quan hệ v_m -H.

Bảng 3: Mối quan hệ giữa v_m và H.

TT	H	f (Hz)	v_m (m/s)
1	0	85,693,359	3427.734
2	15	85,693,359	3427.734
3	30.7	85,683,594	3427.344
4	60	85,659,179	3426.367
5	90	85,595,703	3423.828
6	120	85,551,758	3422.070
7	150	85,537,109	3421.484



Hình 4: Kết quả mô phỏng FEM đặc tính v_m - H .

Sử dụng phương pháp hồi quy ta xác định được các hàm số bậc hai (B2) và bậc ba (B3) của mối quan hệ giữa v_m và H như sau:

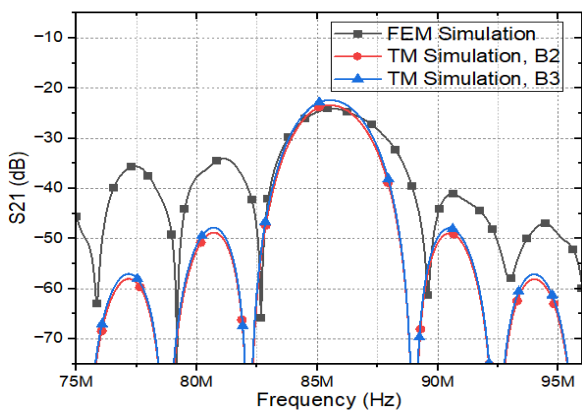
$$v_m = -8.10^{-5}H^2 - 0.0359H + 3428.2 \quad (22)$$

$$v_m = 5.10^{-6}H^3 - 0.0013H^2 + 0.0318H + 3427.6 \quad (23)$$

Các phương trình (22) và (23) được dùng để kích thích cường độ từ trường đến cảm biến SAW-MO trong mô phỏng TM.

3. Kết quả và thảo luận

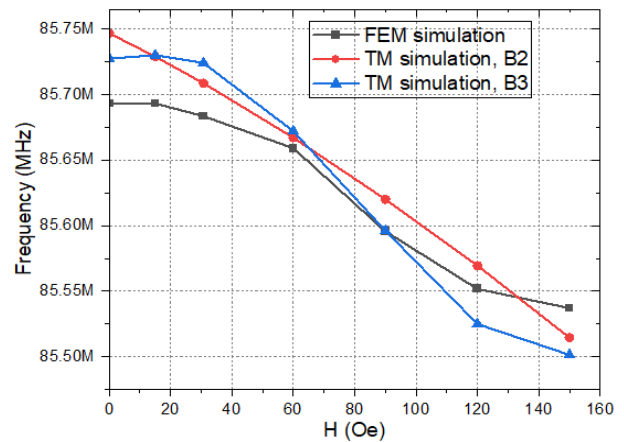
Mô hình mô phỏng trên được viết bằng phần mềm MATLAB để tính toán các đáp ứng làm việc của cảm biến FeNi/IDT/ST-Quartz, cường độ từ trường tác động vào cảm biến thông qua phương trình (22) và (23), kết quả được so sánh với mô phỏng FEM. Hình 5 chỉ ra tần số trung tâm của cảm biến, giá trị tần số trung tâm đối với mô phỏng theo phương pháp FEM, mô phỏng theo phương pháp TM (B2) và mô phỏng theo phương pháp TM (B3) lần lượt là 85.693 (MHz), 85.747 (MHz) và 85.728 (MHz). Kết quả cho thấy phương pháp TM và FEM đều cho tần số trung tâm gần giống nhau, có sự sai lệch nhỏ nhưng có thể chấp nhận được. Sự sai lệch này có thể do nhiều nguyên nhân gây nên, nhưng phần lớn là do các điều kiện giả định của mỗi phương pháp có tính đơn giản hóa riêng. Với phương pháp TM đơn giản hóa bằng cách giả định rằng sóng truyền đi mà không mất mát hoặc phân tán. Trong khi FEM cho phép tính toán chi tiết hơn về sự phân bố trường và phản hồi của vật liệu, dẫn đến kết quả chính xác hơn nhưng tốn kém về mặt thời gian tính toán cũng như là dung lượng bộ nhớ.



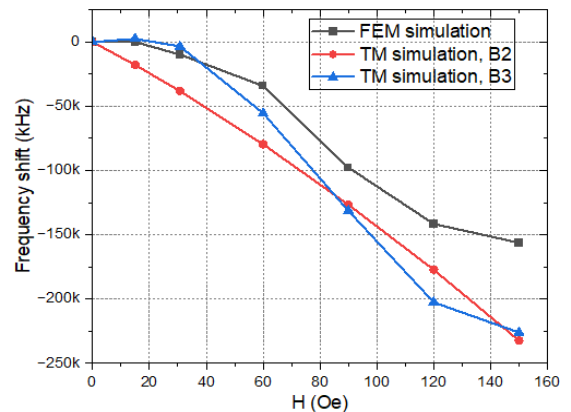
Hình 5: Kết quả mô phỏng tần số trung tâm.

Sau khi thực hiện mô phỏng tần số trung tâm, chúng tôi tiếp tục thực hiện mô phỏng các đáp ứng làm việc của cảm biến bằng phương pháp TM trên cơ sở quan hệ bậc hai (22) và bậc ba (23). Kết quả được thể hiện trên Hình 6 và Hình 7 và kết quả này cũng được so sánh với mô phỏng FEM.

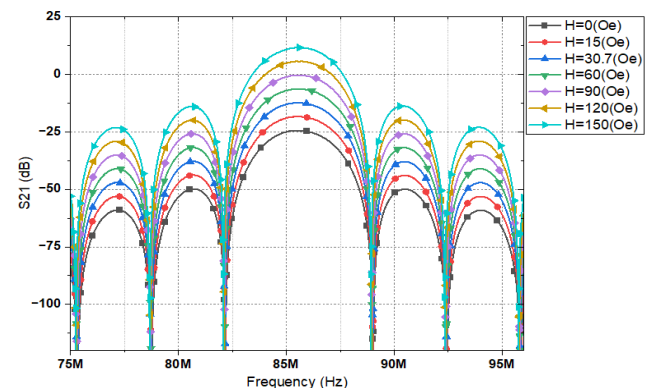
Kết quả mô phỏng cho thấy mô hình đặc tính v_m - H bậc hai về cơ bản có xu hướng giảm theo so với mô phỏng FEM nhưng không phù hợp bằng mô hình bậc ba vì ngoài xu hướng giảm theo thì mô hình bậc ba còn có dạng đường cong tương đồng với mô phỏng FEM. Ngoài ra, cả hai phương pháp mô phỏng đều cho dải làm việc từ 0 đến 150 (Oe). Bên cạnh đó, biên độ giữa hai phương pháp có sự khác biệt là do mô phỏng TM sử dụng mô hình thông số tập trung nên kém chính xác hơn mô phỏng FEM sử dụng mô hình thông số dải. Mặt khác, Trên các Hình 8 và Hình 9 chỉ ra rõ hơn quá trình dịch tần số của cảm biến khi mô phỏng bằng phương pháp TM.



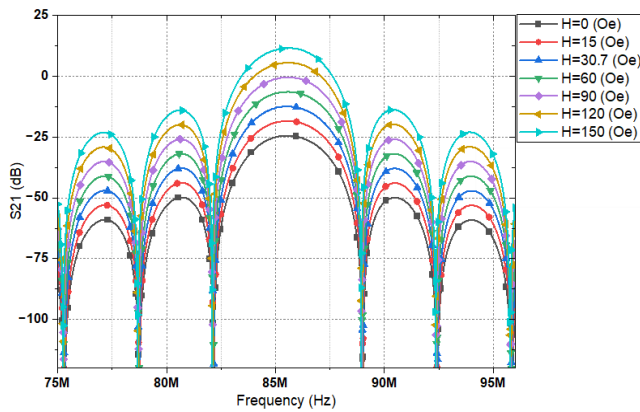
Hình 6: Đáp ứng làm việc của cảm biến FeNi/IDT/ST-Quartz.



Hình 7: Đáp ứng dịch tần của cảm biến FeNi/IDT/ST-Quartz.



Hình 8: Đáp ứng tần số với đặc tính v_m - H bậc hai.



Hình 9: Đáp ứng tần số với đặc tính v_m -H bậc ba.

Như vậy, kết quả cho thấy mô hình ma trận truyền đề xuất cho lớp nhạy FeNi của nghiên cứu là đúng đắn và phù hợp. Kết quả gần tương đương như nhau nhưng với phương pháp ma trận truyền có thể giảm thời gian tính toán và đơn giản hóa bài toán đi khá nhiều. Trong khi, để mô phỏng xong một đáp ứng làm việc với 7 điểm như Bảng 3 thì mô phỏng FEM cần thời gian là khoảng 70 giờ, trong khi với mô phỏng TM thì chỉ cần khoảng 105 phút, với trên cùng một cấu hình máy tính. Tuy nhiên mô phỏng TM cần biết trước tần số trung tâm, nhưng mô phỏng FEM thì không cần.

4. Kết luận

Nghiên cứu này đã thành công trong việc đề xuất mô hình ma trận truyền [ABCD] cho lớp nhạy trên cảm biến SAW-MO delay-line với cấu trúc FeNi/IDT/ST-Quartz. Phương pháp ma trận truyền đã được áp dụng để nghiên cứu ảnh hưởng của lớp nhạy từ đến tần số cộng hưởng khi cường độ từ trường thay đổi. Hơn nữa, mô hình đã được thực hiện thông qua phần mềm MATLAB, chứng minh tính ứng dụng và hiệu quả của nó trong việc mô phỏng và khảo sát đáp ứng làm việc của cảm biến SAW-MO. Ngoài ra, nghiên cứu này cũng là cơ sở để ứng dụng mô phỏng các mô hình cảm biến SAW khác nhau. Tuy nhiên, mô hình vẫn còn một số hạn chế nhất định như: chưa tính toán thể hiện được sự ảnh hưởng của độ dày lớp nhạy tới mô hình ma trận truyền và chưa mô tả được sự tương tác của từ trường H tới cảm biến do hiệu ứng từ giảo của vật liệu nhạy FeNi. Đây cũng là hai hướng phát triển mà nhóm chúng tôi sẽ nghiên cứu trong tương lai.

Lời cảm ơn

Nghiên cứu này được tài trợ bởi Đại học Bách khoa Hà Nội (HUST) trong đề tài mã số T2023-TĐ-003.

Tài liệu tham khảo

- [1] N. Fourati and C. Zerrouki (2017) *Surface acoustic wave sensors: From design to chemical and biological applications*. in 2017 XXXIInd General Assembly and Scientific Symposium of the International Union of Radio Science (URSI GASS), pp. 1-4: IEEE, Published.
- [2] N. H. Ha, N. H. Nam, D. D. Dung, N. H. Phuong, P. D. Thach, and H. S. Hong (2017) *Hydrogen gas sensing using palladium-graphene nanocomposite material based on surface acoustic wave*. Journal of Nanomaterials, vol. 2017.
- [3] L. Reindl, I. Shrena, S. Kenschil, and R. Peter (2003) *Wireless measurement of temperature using surface acoustic waves sensors*. in IEEE International Frequency Control Symposium and PDA Exhibition Jointly with the 17th European Frequency and Time Forum, 2003. Proceedings of the 2003, pp. 935-941: IEEE, Published.
- [4] A. Pohl (2000) *A review of wireless SAW sensors*. IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, frequency control, vol. 47, no. 2, pp. 317-332.
- [5] R. B. Priya, T. Venkatesan, G. Pandiyarajan, and H. M. Pandya (2015) *A short review of saw sensors*. J. Environ. Nanotechnol, vol. 4, no. 4, pp. 15-22.
- [6] M. Elhosni et al. (2016) *Magnetic field SAW sensors based on magnetostrictive-piezoelectric layered structures: FEM modeling and experimental validation*. Sensors Actuators A: Physical, vol. 240, pp. 41-49.
- [7] Z. T. Salim, U. Hashim, and M. M. Arshad (2016) *FEM modeling and simulation of a layered SAW device based on ZnO/128° YX LiNbO 3*. in 2016 IEEE International Conference on Semiconductor Electronics (ICSE), pp. 5-8: IEEE, Published.
- [8] J. Schmalz et al. (2020) *Multi-mode love-wave SAW magnetic-field sensors*. Sensors, vol. 20, no. 12, p. 3421.
- [9] H. S. Hoang (2024) *The effect of FeNi-AlN layer thickness on the response of magnetic SAW sensor by FEM simulation*. Bulletin of Electrical Engineering and Informatics, vol. 13, no. 1, pp. 167-178.
- [10] H. S. Hong (2022) *Simulating the piezoelectric substrate influence on the characteristics of surface acoustic wave-magnetostriction sensor based on the FeNi magnetic sensitive material*. VNUHCM Journal of Engineering Technology, vol. 5, no. 2, pp. 1426-1436.
- [11] C. S. Hartmann, D. T. Bell, and R. C. Rosenfeld (1973) *Impulse model design of acoustic surface-wave filters*. IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques, vol. 21, no. 4, pp. 162-175.
- [12] W. Wilson and G. Atkinson (2007) *Frequency domain modeling of SAW devices*. in NSTI Nanotech 2007-10th International Conference on Modeling and Simulation of Microsystems, Published.
- [13] W. Wang, K. Lee, S. Yang, J. Hwang, and G. Kim (2006) *Optimized surface acoustic wave-based pressure sensor using equivalent circuit model*. in 2006 1st IEEE International Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems, pp. 1092-1096: IEEE, Published.
- [14] V. Plessky and J. Koskela (2000) *Coupling-of-modes analysis of SAW devices*. International Journal of High Speed Electronics Systems, vol. 10, no. 04, pp. 867-947.
- [15] K.-y. Hashimoto and H. Yamaguchi (1996) *General-purpose simulator for leaky surface acoustic wave devices based on coupling-of-modes theory*. in 1996 IEEE Ultrasonics Symposium. Proceedings, vol. 1, pp. 117-122: IEEE, Published.
- [16] W. Wilson and G. Atkinson (2009), "Comparison of transmission line methods for surface acoustic wave modeling", 2009.
- [17] O. Schwelb, E. Adler, and J. Slaboszewicz (1990) *Modeling, simulation, and design of SAW grating filters*. IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, frequency control, vol. 37, no. 3, pp. 205-214.
- [18] N. V. Ramachandran (2018) *Development to a flexible surface acoustic wave sensor for strain sensing*.
- [19] X. Zhang, Y. Xu, M. Pan, Y. Fan, and H. Zhang (2006) *Modeling and Simulation of Wireless Passive Sensors Based on Surface Acoustic Wave Delay Lines*. in 2006 International Conference on Communication Technology, pp. 1-4: IEEE, Published.
- [20] R. C. Jesus, E. A. Carvalho, O. Tamarin, R. C. Freire, and C. Dejos (2022) *Equivalent circuit models for SAW delay line sensors*. IEEE Sensors Journal, vol. 22, no. 12, pp. 11810-11818.
- [21] R. S. Govindarajan, E. Rojas-Nastrucci, and D. Kim (2020) *Strain sensing using flexible surface acoustic wave sensor*. in Sensors and Smart Structures Technologies for Civil, Mechanical, and Aerospace Systems 2020, vol. 11379, pp. 128-135: SPIE, Published.
- [22] K.-C. Park and J. R. Yoon (2011) *Transmission line matrix modeling for analysis of surface acoustic wave hydrogen sensor*. Japanese Journal of Applied Physics, vol. 50, no. 7S, p. 07HD06.
- [23] G. Atkinson (2009) *A Comparison of Surface Acoustic Wave Modeling Methods*. in Nanotech Conference and Exposition 2009, no. LF99-8088, Published.
- [24] S. Krishnamurthy, (2007), *Wireless passive surface acoustic wave (SAW) sensing system*. Western Michigan University.
- [25] R. B. Priya, T. Venkatesan, and H. M. Pandya (2016) *A comparison of surface acoustic wave (SAW) delay line modelling techniques for sensor applications*. J. Environ. Nanotechnol, vol. 5, no. 2, pp. 42-47.

- [26] H. S. Hong (2015) *Ứng dụng phương pháp mô hình mạch tương đương trong mô phỏng đáp ứng tần số của bộ cộng hưởng cao tần SAW*. Tạp chí Nghiên cứu khoa học và công nghệ quân sự, trang 82-88.
- [27] Y. Sun, Y. Jia, Y. Zhang, L. Cheng, Y. Liang, and W. Wang (2021) *Enhanced Sensitivity of FeGa Thin-Film Coated SAW Current Sensor*. Applied Sciences, vol. 11, no. 24, p. 11726.
- [28] J. Tong *et al.* (2017) *Development of a magnetostrictive FeNi coated surface acoustic wave current sensor*. Applied Sciences, vol. 7, no. 8, p. 755.
- [29] K. K. Zadeh, A. Trinchi, W. Wlodarski, and A. Holland (2002) *A novel Love-mode device based on a ZnO/ST-cut quartz crystal structure for sensing applications*. Sensors Actuators A: Physical, vol. 100, no. 2-3, pp. 135-143.
- [30] P. Heyliger, H. Ledbetter, and S. Kim (2003) *Elastic constants of natural quartz*. The Journal of the Acoustical Society of America, vol. 114, no. 2, pp. 644-650.

Điều khiển Robot tự hành trong tác nghiệp chữa cháy

Control Autonomous Mobile Robot for Firefighting Task

Nguyễn Phạm Thục Anh^{1,*}

¹ Đại học Bách Khoa Hà Nội

*Corresponding author E-mail: anh.nguyenphamthuc@hust.edu.vn

Abstract

Fire plays an indispensable role for humans. However, fire accident is one of the leading hazards endangering human life and health, leads to unpredictable loss to the economy, and destroy the environment. Fire accident may happen anywhere, when fires outbreak will push the firefighters on duty facing with dangers. Research and development of firefighting robots to replace firefighters becomes necessary. In general, firefighting robots are required to be able to move on chaotic and constantly changing terrain, avoid obstacles, detect and approach to fire areas, extinguish fire and save victim. In this research, we have designed and manufactured a belt-driven mobile robot capable of moving on a number of variable terrains, integrated with a machine vision system to detect and identify fires. PLC-based controller is responsible for control the robot to approach the fire areas and avoid obstacles. Experiment work has been conducted and results showed the accuracy of fire detection and an ability of the proposed robot in performing the required firefighting activities.

Keywords: Firefighting robot, Autonomous control, YOLO4, Obstacle avoidance, Fire detection.

Tóm tắt

Lửa đóng vai trò không thể thiếu được với con người. Tuy nhiên hỏa hoạn lại là một trong những thảm họa gây nguy hiểm tới tính mạng và sức khỏe con người, gây thiệt hại không dự đoán trước cho nền kinh tế và phá hủy môi trường. Hỏa hoạn có thể xảy ra bất kỳ lúc nào và bất kỳ ở đâu. Khi đám cháy bùng phát, những người lính cứu hỏa tác nghiệp phải đối diện với rất nhiều nguy hiểm. Nghiên cứu và phát triển các robot chữa cháy để thay thế những người lính cứu hỏa trong các hoạt động dập lửa và trở thành yêu cầu cấp thiết. Yêu cầu của một hệ thống Robot chữa cháy là có khả năng di chuyển trên nhiều địa hình hỗn loạn và thay đổi liên tục, tránh những chướng ngại vật, phát hiện ra và tiếp cận được những vùng lửa cháy, dập cháy và cứu các nạn nhân. Trong nghiên cứu này, chúng tôi đã thiết kế, chế tạo và điều khiển Robot di động dạng bánh đai có khả năng di chuyển trên một số địa hình biến đổi, được trang bị hệ thống thị giác máy để nhận dạng lửa và di chuyển tới vùng lửa, tránh các chướng ngại vật trên đường di chuyển. Các kết quả thử nghiệm ban đầu cho thấy sự chính xác của việc nhận dạng lửa và khả năng của Robot tránh các vật cản trong khi tiếp cận vùng lửa để thực hiện tác nghiệp yêu cầu.

1. Tổng quan về Robot chữa cháy

Hỏa hoạn là một trong những thảm họa lớn gây thiệt hại lớn cho tính mạng và sức khỏe con người, phá hủy tài nguyên thiên nhiên và gây ô nhiễm môi trường. Tại Việt Nam những năm

gần đây, tốc độ đô thị hóa và công nghiệp hóa diễn ra mạnh mẽ dẫn đến số vụ hỏa hoạn cũng tăng lên không ngừng. Theo thông báo của Sở Cảnh sát và phòng cháy Hà Nội, trong năm 2023 xảy ra 3456 vụ cháy nổ khiến 157 người chết, 136 người bị thương và thiệt hại tài sản lên đến 878 tỉ đồng [1]. Khi đám cháy lớn bùng phát, nhiệm vụ của người cứu hỏa là nhanh chóng dập lửa và cứu hộ người ra khỏi khu vực nguy hiểm. Công việc của những người lính cứu hỏa là vô cùng nguy hiểm. Môi trường hỗn loạn trong hỏa hoạn là nguyên nhân chính gây ra cái chết và bị thương của những người bị lửa bao vây. Người lính cứu hỏa cần phải tiếp cận vùng lửa và tiến hành dập lửa trước khi lửa bùng lên không thể kiểm soát. Những người lính cứu hỏa cần phải có đủ thông tin về vùng cháy, mức độ cháy và cả vị trí của những người đang gặp nạn trong thời gian thực để đưa ra quyết định dập lửa và cứu hộ cứu nạn đúng lúc. Đây là công việc rất khó khăn khi tầm nhìn bị hạn chế, môi trường làm việc thay đổi liên tục do khói dày đặc, nhiệt độ cao, tường và trần nhà và các vật dụng khác có thể đổ sập.

Robot là một trong những lĩnh vực tự động hóa phát triển rất nhanh trong những thập kỷ qua. Rất nhiều các hệ thống Robot được phát triển để loại trừ yếu tố con người khỏi những công việc nguy hiểm. Việc nghiên cứu và phát triển các Robot chữa cháy để trợ giúp và thay thế những người lính cứu hỏa trở nên cấp thiết. Những Robot này có thể thâm nhập vào những vùng cháy để kiểm tra tình trạng, thực hiện các hoạt động cứu hộ cứu nạn và dập cháy theo chế độ điều khiển bằng tay hoặc tự động hoàn toàn. Có một số các Robot chữa cháy được phát triển tại Nhật Bản và Mỹ. Ở giai đoạn phát triển đầu tiên, hầu hết các

Robot chữa cháy hoạt động ở chế độ điều khiển từ xa [2,3,4,5,6,7]. Robot Thermite RS3 được sản xuất bởi công ty Howe & Howe Technology-Mỹ là một Robot chữa cháy chuyên dụng, được điều khiển từ xa và có thể di chuyển trong phạm vi 400m. Kết hợp với video quan sát bên trong, Robot này có thể được điều khiển người vận hành di chuyển trên các địa hình phức tạp của đám cháy, đẩy những vật cản ra khỏi đường đi của chúng. Robot Thermite là một trong các Robot đáp ứng được yêu cầu làm việc trong môi trường nguy hiểm và biến đổi của môi trường hoạt động của các vụ cháy [2]. Robot chữa cháy Scrum Force được phát triển tại Nhật Bản và được sử dụng bởi phòng Cảnh sát chữa cháy thành phố Ichihara-Nhật Bản. Đây là Robot di động dạng bánh xe, di chuyển linh hoạt và tương đối nhanh, nhưng khả năng vượt tránh vật cản chưa hiệu quả [3]. Cho đến nay, hầu như chưa có Robot chữa cháy tự động nào được phát triển và tham gia vào tác nghiệp thực tế. Một số mô hình được phát triển trong phòng thí nghiệm, còn rất nhiều hạn chế, hầu hết các nghiên cứu về Robot chữa cháy chủ yếu tập trung giải quyết bài toán xử lý ảnh, chưa quan tâm đến thiết kế phù hợp với địa hình làm việc thực tế và các bài toán chuyển động yêu cầu [8,9,10]. Một số mô hình được phát triển trong phòng thí nghiệm, như mô hình Robot cứu hỏa dạng người SAFFiR được trang bị camera hồng ngoại, tuy nhiên nghiên cứu cũng chỉ dừng lại ở bước thiết kế Robot và thực hiện nhận dạng cháy mà chưa giải quyết bài toán điều khiển Robot thực hiện hoạt động di chuyển và chữa cháy [11].

Nhằm phát triển một hệ thống Robot có khả năng di chuyển trên địa hình phức tạp và hỗn loạn, chúng tôi đề xuất thiết kế và chế tạo robot dạng đai bám đường. Việc sử dụng các loại đai bám đường được chứng minh tăng khả năng linh hoạt di chuyển trên các địa hình phức tạp, các địa hình có độ dốc như cầu thang [12]. Robot có hai chế độ hoạt động là điều khiển từ xa và tự chủ hoàn toàn. Trong nghiên cứu này, chúng tôi tập trung vào việc thiết kế và điều khiển Robot hoạt động tự động tránh vật cản và tiếp cận đám cháy để dập lửa. Công nghệ học sâu deep-learning- cụ thể là công cụ YOLOv4 được ứng dụng trong việc phát hiện lửa và được tích hợp vào hệ thống cho phép thực hiện trong thời gian thực [13]. Bộ điều khiển được thiết kế trên cơ sở bộ điều khiển logic khả trình kết hợp với máy tính chủ. Thuật toán Bug 2 được sử dụng để thiết kế quỹ đạo tránh vật cản cho Robot nhờ các tín hiệu nhận được từ cảm biến siêu âm lắp đặt phía trước và phần hông xe. Các thử nghiệm trên hệ thống cho thấy mô hình YOLOv4 cho nhận dạng lửa với độ tin cậy cao và Robot có khả năng tiếp cận vùng lửa trong khi tránh các chướng ngại vật trên đường di chuyển.

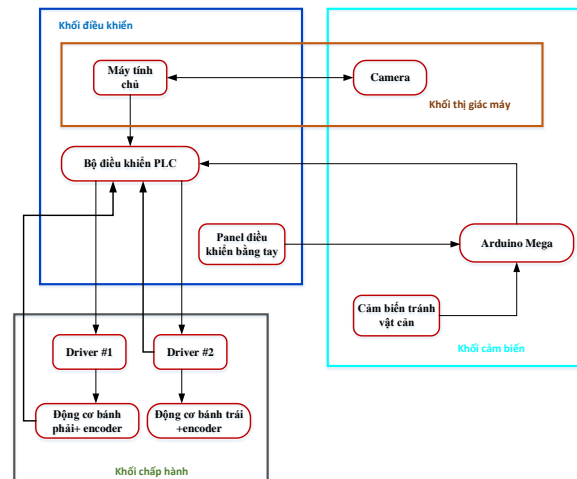
Cấu trúc của bài báo như sau: mục II mô tả thiết kế và nguyên lý làm việc của Robot chữa cháy đề xuất, mục III giới thiệu khối thị giác máy và một số kết quả ứng dụng, mục IV trình bày về kịch bản thử nghiệm và đánh giá, mục V dành cho kết luận và hướng phát triển.

2. Cấu trúc và nguyên lý làm việc của Robot chữa cháy

2.1. Cấu trúc và các phần tử cơ bản của hệ thống Robot chữa cháy đề xuất

Yêu cầu cơ bản của Robot chữa cháy là phát hiện, tiếp cận được vùng lửa, di chuyển và dừng lại tại một khoảng cách thích hợp để dập cháy. Để đáp ứng yêu cầu trên, chúng tôi đề xuất cấu trúc của Robot chữa cháy gồm các khối chức năng

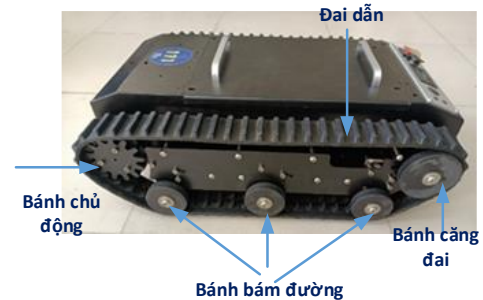
chính như sau: khung cơ khí, khối điều khiển, khối chấp hành, khối thị giác máy và khối cảm biến (Hình 1).



Hình 1: Sơ đồ khối tổng quát của hệ thống Robot chữa cháy.

2.2. Cấu trúc cơ khí của Robot

Robot chữa cháy được thiết kế có kích thước $0.72 \times 1 \times 0.3$ (m³) với khối lượng 50 kg, nguồn cấp cho Robots hoạt động tối thiểu là 4 giờ, chịu được nhiệt độ trên dưới 300°C (Hình 2).



Hình 2. Thiết kế của Robot.

Cấu trúc cơ khí của hệ thống bao gồm: khung xe, gầm, đai truyền, hai bánh chủ động, hai bánh thụ động và ba cặp bánh bám đường. Khung xe và gầm được làm từ hợp kim thép có phun lớp sơn tĩnh điện để tăng khả năng chịu nhiệt và chống rỉ sét. Hai bánh chủ động được lắp đặt phía sau xe, mỗi bánh được truyền động bởi động cơ một chiều có giảm tốc. Bánh truyền động có các vấu ăn khớp với đai truyền để kéo đai truyền chuyển động. Hai bánh thụ động được bố trí phía trước xe, có nhiệm vụ căng đai, tránh hiện tượng chùng đai. Đai truyền được làm từ vật liệu cao su chịu nhiệt được sử dụng để truyền lực từ bánh chủ động sang các bánh bám đường và bánh căng đai. Nhờ đai truyền này, Robot có khả năng bám mặt đất tốt hơn do diện tích tiếp xúc lớn, phân bố trọng lượng đều hơn và di chuyển trên các địa hình có bề mặt mấp mô, cầu thang dốc hoặc nền đất yếu.

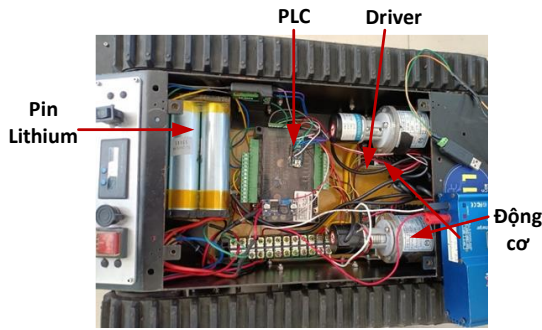
Thông số kỹ thuật cơ bản của Robot được trình bày trên bảng 1.

Bảng 1. Các thông số cơ bản

Các thông số chung	
Tổng khối lượng	50 kg
Kích thước	0.72 (m)x1(m)x0.3(m)
Tốc độ tối đa	0.2m/s
Số giờ hoạt động liên tục tối đa	4 giờ

2.3. Nguồn cấp và hệ truyền động

Nguồn cấp cho hệ thống bộ 8 cell pin lithium có điện áp 24 V và dung lượng 400Ah, có mạch nạp/xả, nhờ đó hệ thống có thể hoạt động liên tục trong 4 giờ. Để truyền động cho hai bánh chủ động, hai động cơ một chiều có giảm tốc được cấp tín hiệu điều khiển từ các drivers. Mỗi động cơ đều có gắn encoder. Trên khung xe có gắn đèn và còi, ngoài ra phía trước và hông xe có gắn các nút dừng khẩn cấp để ngắt nguồn trong trường hợp sự cố. Các thiết bị truyền động và điều khiển được bố trí bên trong của Robot như trên Hình 3.



Hình 3. Các thiết bị truyền động và điều khiển được lắp đặt trong robot.

Các thông số cơ bản của khối truyền động được liệt kê trong bảng 2.

Bảng 2. Thông số khối truyền động

Khối nguồn	8 cells LIPO 24V, 400Ah
Động cơ truyền động	Động cơ DC có giảm tốc, công suất 100W, điện áp 24V, tốc độ định mức 270 vòng/phút.
Encoder	Độ phân giải 100 xung/vòng, điện áp làm việc 0-30VDC.
Driver	Điện áp cung cấp: 12-40 VDC Dòng điện đầu ra: 0-40A Công suất đầu ra lớn nhất: 400W Điện áp điều khiển tương tự: 0-5VDC Tần số PWM: 13kHz Chế độ đảo chiều động cơ

2.4. Khối cảm biến

Trong hệ thống Robot này, encoder là một thiết bị được sử dụng để xác định tốc độ quay của động cơ và tính toán quãng đường mà robot đã đi được. Thông tin này được gửi đến bộ điều khiển vận tốc và vị trí, giúp cho hệ thống có thể điều chỉnh tốc độ và vị trí di chuyển của robot một cách chính xác. Các thông số của Encoder được xác định trong bảng 2.

Cảm biến siêu âm SRF05 được lựa chọn để phát hiện và xác định khoảng cách đến vật cản. Thông tin này được gửi đến và xử lý trên Arduino Mega và trả lại các vận tốc cần thiết cho khối điều khiển chính là PLC. Cảm biến này có góc quét 15° và phạm vi phát hiện vật cản từ 2 cm đến 450 cm.

Camera độ sâu cũng là một thiết bị cảm biến hình ảnh được sử dụng trong hệ thống. Các thông số cụ thể của Camera được trình bày trong phân thị giác máy.

2.5. Khối điều khiển

Robot được phát triển để làm việc ở cả hai chế độ: điều khiển từ xa và tự động. Việc điều khiển thủ công được thực hiện thông qua tay cầm không dây kết nối với bộ thu tín hiệu đặt trong robot. Chức năng điều khiển tự động được vận hành

thông qua tín hiệu trả về máy tính từ camera, truyền thông các tín hiệu xuống PLC bằng giao thức modbus qua cổng RS485.

2.5.1. Chế độ điều khiển từ xa

Thiết bị điều khiển từ xa bao gồm thiết bị tay khiển Flysky 6 kênh làm nhiệm vụ phát tín hiệu và thiết bị thu Fs-ia6b. Bộ thu tín hiệu được sử dụng để nhận tín hiệu từ tay khiển, cho phép người điều khiển robot di chuyển trong phạm vi người điều khiển có thể quan sát. Ngoài ra, bộ thu tín hiệu tay cầm còn cho phép chuyển đổi giữa chế độ điều khiển bằng tay và chế độ tự động, giúp cho người điều khiển có thể linh hoạt thay đổi chế độ điều khiển tùy theo tình huống.

Do bộ điều khiển sử dụng PLC không đọc được dữ liệu từ bộ thu tín hiệu một cách trực tiếp, vì điều khiển Arduino mega 2560 được sử dụng để đọc được tín hiệu này và gửi thông tin về cho PLC.



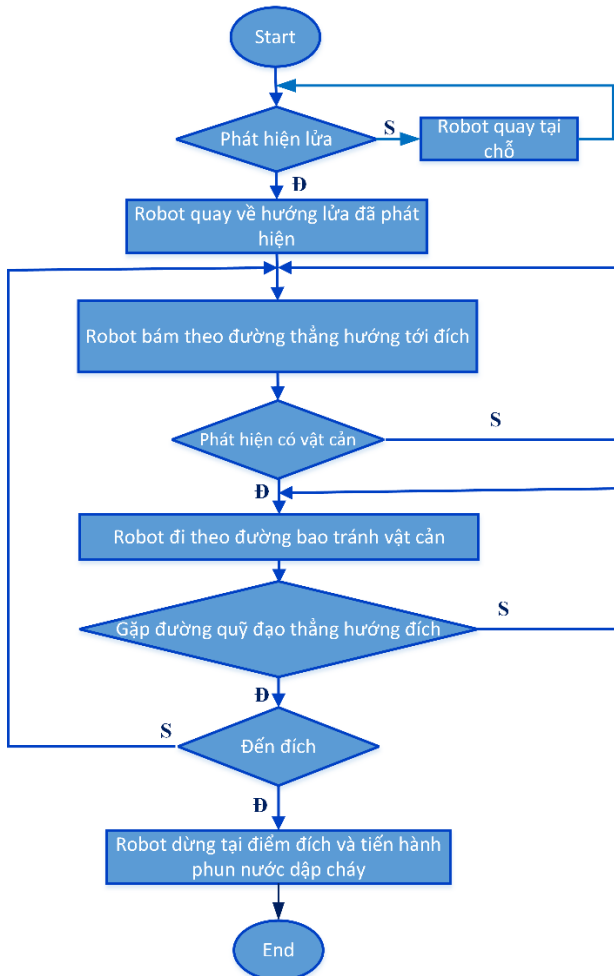
Hình 4. Tay khiển (a) và thiết bị thu tín hiệu (b).

2.5.2. Chế độ điều khiển tự động

Bộ điều khiển tự động bao gồm máy tính chủ và PLC FX3U 24MT 6AD 2DA với kết nối RS485 để điều khiển hoạt động của hai động cơ truyền động bánh chủ động, di chuyển Robot tiếp cận vùng lửa và tránh các chướng ngại vật trên đường đi. Máy tính chủ được cài đặt bộ phát hiện lửa được huấn luyện trên YOLOv4, nhận dữ liệu vật cản từ các cảm biến siêu âm, thực hiện thuật toán xác định vị trí hiện tại của Robot, thiết kế quỹ đạo tránh vật cản. Thông tin này cùng với các thông tin từ các cảm biến khác được gửi đến PLC để xử lý và tính toán để tạo ra tín hiệu điều khiển cho driver, giúp điều khiển hai động cơ của hệ thống hoạt động một cách chính xác và ổn định. PLC FX3U 24MT 6AD 2DA được lựa chọn do cung cấp đủ các đầu ra tương tự để điều khiển hai động cơ truyền động bánh, các đầu vào đọc tín hiệu từ các encoder, các đầu ra số để điều khiển chiều quay của các động cơ, cổng RS485 để giao tiếp với máy tính.

Chu trình hoạt động của Robot được mô tả trên hình 5. Bắt đầu chu trình, Camera đặt trên Robot sẽ chụp ảnh và gửi thông tin về máy tính chủ để nhận dạng và khoanh các vùng lửa nhận dạng được trên ảnh, sau đó tính toán góc nghiêng giữa camera và tâm vùng cháy, tọa độ của tâm vùng cháy được chuyển xuống PLC (đây là nhiệm vụ của khối thị giác máy sẽ được trình bày chi tiết trong mục sau). Dựa vào các thông tin này, PLC sẽ xử lý, tính toán đưa tín hiệu điều khiển xuống các driver để điều khiển các động cơ truyền động bánh chủ, đưa Robot tiếp cận vùng cháy và dừng lại tại khoảng cách an toàn trước đám cháy (quy ước là vị trí đích). Giao tiếp được giữa máy tính và PLC là modbus RTU thông qua cổng RS-485. Giao thức Modbus được sử dụng phổ biến nhất là Modbus RTU trên đường truyền vật lý RS-485. Modbus RTU là một giao thức truyền nối tiếp tương đối đơn giản

dựa trên giao thức UART. Dữ liệu được truyền theo byte, tốc độ baudrate thường được cấu hình trong khoảng từ 1200bps đến 115200bps. Để theo dõi dữ liệu thành ghi tại PLC từ PC và đồng bộ ngôn ngữ Python sử dụng phân lập trình theo phát hiện vật thể, ngôn ngữ Python và bộ thư viện Easymodbus được sử dụng.



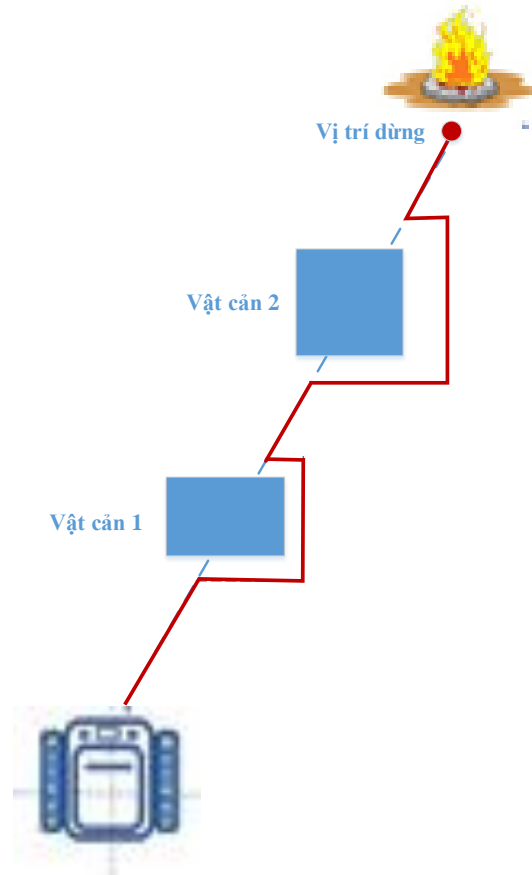
Hình 5. Lưu đồ di chuyển tiếp cận lửa và tránh vật cản của Robot trong chế độ tự động.

Quỹ đạo chuyển động sẽ được hoạch định sơ bộ ban đầu là đường thẳng từ vị trí hiện tại của Robot tới vị trí đích trước đám cháy. Nếu trên đường đi robot phát hiện vật cản, robot dựa vào tín hiệu các cảm biến siêu âm sẽ chuyển hướng và đi theo đường bao của vật cản theo thuật toán Bug2 [8]. Để xác định vật cản, năm bộ cảm biến siêu âm SRF05 được gắn phía trước và hông của Robot. Trong quá trình di chuyển, robot liên tục tính toán vị trí tọa độ của chính nó dựa trên thông tin nhận được từ các encoder. Khi quỹ đạo vòng theo đường bao vật cản cắt quỹ đạo thẳng ban đầu, robot sẽ xoay hướng và bám theo quỹ đạo thẳng. Quá trình vòng theo đường bao sẽ tiếp tục nếu Robot gặp các vật cản khác cho đến khi đạt tới vị trí đích. Minh họa về di chuyển tiếp cận đám cháy và tránh vật cản được mô tả trên Hình 6.

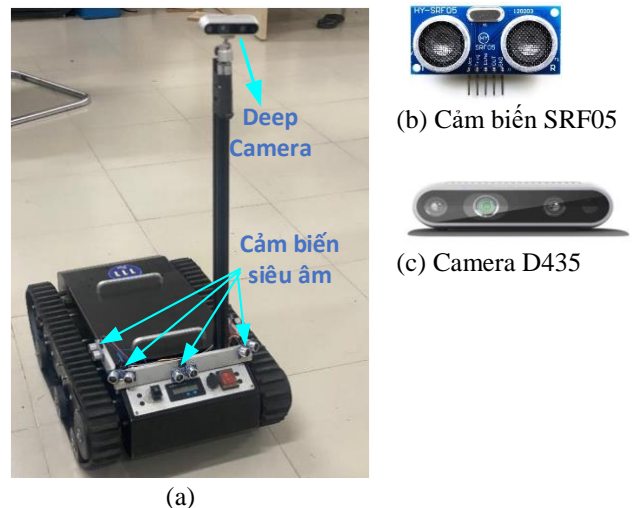
3. Khởi thị giác máy

Khởi thị giác máy được thiết kế bao gồm máy tính chủ và camera D435i (Hình 7c). Camera D435i sử dụng công nghệ đo độ sâu, có phạm vi góc quan sát $69^\circ \times 42^\circ (\pm 3^\circ)$, độ phân

giải tối đa là 1920×1080 , tốc độ khung hình 30FPS và phạm vi hoạt động từ 30cm đến 500 cm. Camera được sử dụng để lấy hình ảnh thời gian thực để làm đầu vào cho bài toán nhận dạng các vật thể, ở đây là lửa. Từ các hình ảnh thu thập được từ camera, khối điều khiển có thể xác định khoảng cách và góc đến ngọn lửa và từ đó có thể đưa ra các tín hiệu tới PLC để điều khiển cho robot chuyển động hướng đến vùng lửa.



Hình 6. Chuyển động hướng về phía vùng lửa được phát hiện và tránh vật cản theo thuật toán Bug 2.

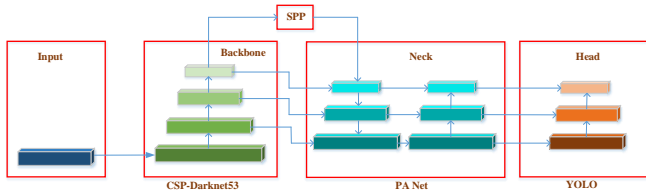


Hình 7. Robot được trang bị Camera và các cảm biến tránh vật cản.

Khởi thị giác được sử dụng trong hệ thống để thực hiện việc nhận dạng vùng lửa. Camera độ sâu 435i chụp và gửi ảnh về máy tính chủ để xác định tọa độ vùng cháy trong thời gian thực và truyền thông tin tới bộ điều khiển chuyển động PLC.

Trong nghiên cứu này, mạng YOLOv4 được sử dụng để nhận dạng vùng lửa. Kiến trúc được sử dụng trong YOLOv4 bao gồm 3 thành phần chính như trên hình 8:

- Xương sống (Backbone): CSPDarkNet53
- Cổ (Neck): SPP (Spatial Pyramid Pooling) module, PANet
- Head: YOLOv3



Hình 8. Cấu trúc của bộ nhận dạng YOLOv4.

Tương tự như các bộ nhận dạng khác, YOLOv4 nhận ảnh đầu vào và trích xuất các đặc trưng thông qua các lớp nơ-ron tích chập của phần xương sống (backbone). Phần xương sống này được xây dựng từ CSPDarknet53 bao gồm 106 lớp tích chập và kết nối dư, có nhiệm vụ trích xuất đặc trưng của hình ảnh đầu vào khi thu nhỏ dần kích thước của ảnh. Khối cổ (neck) sử dụng SPP Block và PANet có nhiệm vụ trộn và kết hợp bản đồ đặc trưng đã được học thông qua quá trình trích xuất đặc trưng và quá trình nhận dạng. Khối đầu (head) được sử dụng để tổng hợp và tương tác với bản đồ đặc trưng với các tỷ lệ khác nhau để nhận dạng vật thể với các kích thước khác nhau. Việc nhận dạng các vật thể trong các ảnh diễn ra ở phần đầu của YOLO.

Quá trình huấn luyện mạng nhận dạng gồm các bước như sau:

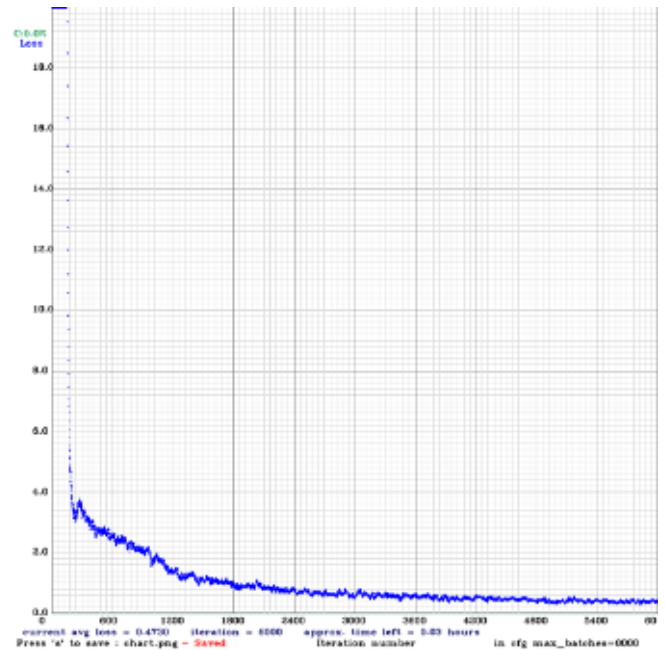
Bước 1. Thu thập dữ liệu: khoảng 2500 ảnh lửa được thu thập và sau đó sử dụng kỹ thuật tăng cường để đa dạng dữ liệu (Hình 9). Các ảnh được lấy từ nhiều nguồn khác nhau như trên tập dữ liệu của Kaggle, ảnh do Sở Cảnh sát Phòng cháy chữa cháy cung cấp và ảnh tự chụp với các điều kiện thời tiết khác nhau, các khu vực khác nhau và tại các thời điểm khác nhau trong ngày để đảm bảo sự đa dạng của dữ liệu.



Hình 9. Một số ảnh lửa thu thập và tăng cường.

Bước 2. Gán nhãn: sử dụng công cụ LabelImg tạo một hình hộp (box bounding) bao quang các vùng lửa trong tất cả các ảnh dữ liệu với ghi chú "Fire". Sau khi gán nhãn xong, chúng ta sẽ có file .txt ghi lại tất cả các thông tin về lửa trong tất cả các ảnh.

Bước 3. Huấn luyện mô hình trên YOLOv4
Sử dụng Google Colab với cấu hình GPU Tesla P100 với 12GB RAM, trên môi trường Python 3, Torch 1.7 để huấn luyện mô hình. Các dữ liệu thu thập chia thành ba tập huấn luyện (train), đối sánh (val) và kiểm tra (test) theo tỷ lệ 70:20:10.



Hình 10. Hàm tổn thất của mô hình sau khoảng 6000 vòng train.

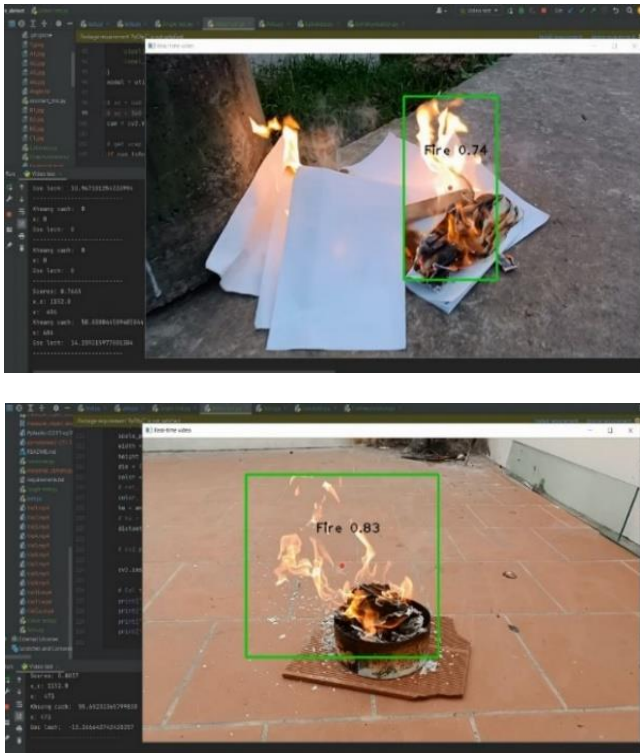
Học chuyển giao (Transfer learning) được áp dụng để học các trích xuất đặc trưng từ dữ liệu và tinh chỉnh (fine-tuning) trên đặc tính của ảnh lửa. Mô hình tiền huấn luyện được lấy từ Yolo4-custom với tốc độ học (learning rate) là $1e^{-3}$ và lượng ảnh mẫu dữ liệu trong một lần huấn luyện (batch size) bằng 32. Hiệu quả của mô hình huấn luyện được đánh giá qua hàm tổn thất biểu diễn sai lệch giữa nhãn do mô hình đang dự đoán so với nhãn thực. Đồ thị hàm tổn thất (loss function) thu được như trên Hình 10.

Kết quả hàm loss đạt giá trị bão hòa và thay đổi không đáng kể từ vòng thứ 5000. Để tránh hiện tượng quá khớp, đó là mô hình nhận dạng quá chi tiết vào các dữ liệu huấn luyện, làm mất đi sự đa dạng khi nhận dạng đối tượng với nền và góc chụp khác nhau, việc huấn luyện mô hình sẽ dừng lại sau 6000 vòng huấn luyện. Kết quả của quá trình huấn luyện là một mạng Nơ-ron với các trọng số đã được cập nhật để có thể phát hiện và nhận dạng lửa. Để kiểm tra độ chính xác của mô hình, chúng tôi đã kiểm thử mô hình trên một số ảnh trên tập test (Hình. 11) và ảnh chụp từ camera gắn trên Robot được chuyển về máy tính trong thời gian thực (Hình 11).



Hình 11. Các kết quả nhận dạng một số ảnh trong tập test trên mô hình đã huấn luyện.

Kết quả nhận dạng một số ảnh trong tập kiểm tra được thể hiện trên Hình 12.

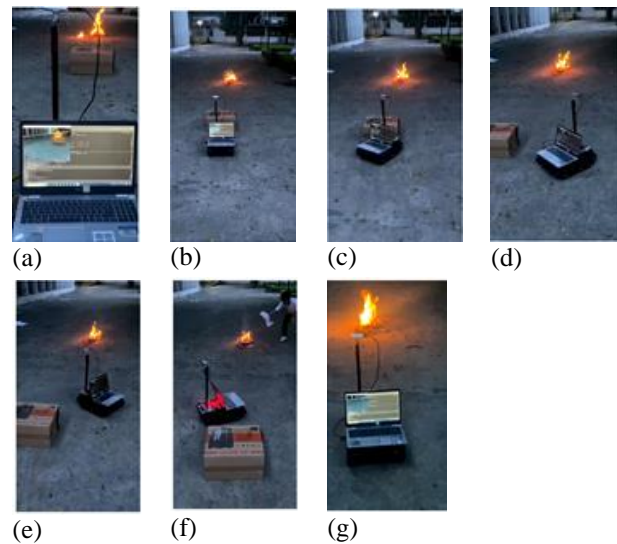


Hình 12. Kết quả nhận dạng vùng lửa trong thời gian thực từ ảnh chụp và truyền từ camera về máy chủ.

Có thể thấy khi ảnh có độ sáng, vùng lửa rõ ràng thì độ tự tin (confidence score) lớn ($=1$) và khi ảnh mờ hơn thì độ tin cậy giảm đi ($=0.98$). Hình 12 cho thấy kết quả nhận dạng trong thời gian thực. Camera gắn trên Robot gửi video về máy tính chủ, kết quả nhận dạng cho thấy mô hình huấn luyện nhận dạng được các vùng lửa trên video với độ chính xác cao. Với kết quả này, hoàn toàn có thể tích hợp khối thị giác máy vào hệ thống Robot để thực hiện bài toán yêu cầu.

4. Thực nghiệm và kết quả

Để kiểm tra khả năng nhận dạng lửa và tiếp cận chính xác của Robot, một số thí nghiệm được thực hiện. Kịch bản và kết quả thử nghiệm được thể hiện trên Hình 13. Robot được điều khiển từ xa tới hiện trường có đám cháy. Trong kịch bản này, Robot cách đám cháy 10m và nghiêng với đám cháy khoảng 30 độ. Đầu tiên, Robot sẽ quay tại chỗ để khối thị giác máy phát hiện và nhận dạng vùng lửa, khi vùng lửa được phát hiện, máy tính chủ chạy chương trình xác định góc lệch hướng giữa Robot với tâm lửa và vị trí của tâm vùng lửa. Robot sẽ quay một góc lệch để hướng về vùng lửa (Hình 13.a). Quỹ đạo toàn cục được xác lập là đường thẳng nối vị trí thực tế của Robot tới vị trí trước vùng lửa một khoảng cách an toàn là 40 cm. Robot sẽ chuyển động theo đường thẳng (Hình 13. b). Khi có chuông ngại vật xuất hiện, Robot sẽ dừng lại và xoay hướng và vận chuyển theo đường bao quanh vật cản (Hình 13. c,d). Robot tiếp tục di chuyển xung quanh đường bao cho đến khi gặp quỹ đạo thẳng ban đầu sẽ dừng lại (13. e) và quay hướng để bám theo quỹ đạo thẳng (13.f) và dừng lại trước vùng cháy 40 cm (13.g) để chuẩn bị dập cháy.



Hình 13. Kết quả thực nghiệm tránh vật cản và tiếp cận vùng cháy.

Kết quả thực nghiệm cho thấy khả năng nhận dạng chính xác vùng lửa của hệ thống thị giác máy và tính hiệu quả của hệ thống điều khiển chuyển động Robot tiếp cận chính xác vùng lửa.

5. Kết luận

Robot chữa cháy được thiết kế trong nghiên cứu này có dạng đai truyền bánh đường và cấu trúc phù hợp để di chuyển linh hoạt và làm từ các vật liệu chịu nhiệt, phù hợp với môi trường khắc nghiệt của các vụ cháy. Khối thị giác máy trên cơ sở bộ nhận dạng YOLOv4 có khả năng nhận dạng và phát hiện các vùng cháy với độ chính xác cao trong thời gian thực. Robot được trang bị các cảm biến siêu âm để tránh có khả năng tránh được các vật cản trên quãng đường di chuyển về phía các vùng cháy. Khối điều khiển sử dụng PLC và máy tính chủ được thiết kế để thực hiện di chuyển Robot tiếp cận chính xác vùng cháy nhận dạng được. Các kết quả thử nghiệm cho thấy Robot đã bước đầu đáp ứng các yêu cầu cơ bản trong ứng dụng dập cháy. Trong các nghiên cứu tiếp theo, chúng tôi sẽ tiếp tục nâng cao tính hiệu quả, độ chính xác và tốc độ hoạt động của bộ nhận dạng của khối thị giác máy và khối cảm biến tránh vật cản, phát triển hệ thống Robot chữa cháy có thể làm việc trong các môi trường thực tế.

Lời cảm ơn

Nghiên cứu này được tài trợ bởi Đại học Bách khoa Hà Nội (HUST) trong đề tài mã số T2022-PC-004.

Tác giả trân trọng cảm ơn các kỹ sư Nguyễn Quang Nhã, Nguyễn Trường Khánh, Nguyễn Viết Hải, Nguyễn Văn Quân, Trần Tuấn Anh và nhóm AI Robotics- Đại học Bách khoa Hà Nội đã tham gia và hỗ trợ kỹ thuật cho nghiên cứu này.

Tài liệu tham khảo

- [1] <https://baotintuc.vn/phap-luat/thiet-hai-ve-chay-no-trong-nam-2023-len-den-878-ty-dong-20240105163328649.html>
- [2] Kiran, Keerthana Krisnan, Meghana M, Nikitha, Sindhu "A review on Fire Fighting Robot", *International Research Journal of Engineering and Technology* (2022), pp.3623–3626.

- [3] Sampath, B. Swetha. "Automatic fire extinguisher robot." *2011 8th International Conference on Ubiquitous Robots and Ambient Intelligence (URAI)*, pp.215-218. IEEE, 2011.
- [4] Aliff, Mohd, M. Yusof, Nor Samsiah Sani, and Azavitra Zainal, "Development of firefighting robot (QROB)." *Development 10, no. 1*, 2019.
- [5] Phyo Wai Aung, Wut Yi Win "Remote Controlled Fire Fighting Robot", *International Journal of Scientific Engineering and Technology Research*, pp. 4830-4835, 2014.
- [6] Jianwei Zao, Zhiwei Zhang, Shengyi Liu, Yuanhao Tao, Yushuo Liu, "Design and Research of an Articulated Tracked Firefighting Robot", *Sensor 2022*, 22, 5086.
- [7] V. Mangayakarasi, "Remote Controlled Fire Fighting Robot", *International of Trend in Scientific Research and Development, 2018*, pp. 820-826.
- [8] C.-B. Liu, N. Ahuja, "Vision based fire detection", *Proceedings of the 17th International Conference on Pattern Recognition*, 2004, pp. 134-137.
- [9] Jong-Hwan Kim, Seongsik Jo, and Brian Y. Lattimer, "Feature Selection for Intelligent Firefighting Robot Classification of Fire, Smoke, and Thermal Reflections Using Thermal Infrared Images", *Journal of Sensors Volume 2016*, Article ID 8410731, <http://dx.doi.org/10.1155/2016/8410731>.
- [10] J Jalani , D Misman , A S Sadun and L C Hong, "Automatic fire fighting robot with notification", *IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering 637*, 2019, pp. 1-5.
- [11] A. Bochkovskiy, C.-Y. Wang, and H.-Y. M. Liao, "YOLOv4: Optimal Speed and Accuracy of Object Detection," *ArXiv Prepr. ArXiv200410934*, 2020.
- [12] S. Hoang, A. P. T. Nguyen and N. X. Nguyen, "Designing and Control Track-Belt Robot for Firefighting Task," 2023 7th International Conference on Robotics and Automation Sciences (ICRAS), Wuhan, China, 2023, pp. 53-57, doi: 10.1109/ICRAS57898.2023.10221617.
- [13] Saif, A., Muneer, G., Abdulrahman, Y., Abdulbaqi, H., Abdullah, A., Ali, A., & Derhim, A. (2022). Developing a prototype of fire detection and automatic extinguisher mobile robot based on convolutional neural network. *Technology Audit and Production Reserves*, 6(1(68)), 15-23. <https://doi.org/10.15587/2706-5448.2022.269861>

Tạo dáng đi thích nghi cho Robot nhện sử dụng mô hình NARX kết hợp mô hình mạng nơ-rôn tiến hoá

Adaptive gait generation for Spider Robots using NARX model combining evolutionary neural network model

Nguyễn Tiên Đạt^{1,2}, Trần Thiện Huân³, Hồ Phạm Huy Ánh^{1,2,*}

¹Ho Chi Minh City University of Technology (HCMUT), 268 Ly Thuong Kiet Street, District 10, Ho Chi Minh City, Viet Nam

²Vietnam National University Ho Chi Minh City (VNU-HCM), Linh Trung Ward, Thu Duc District, Ho Chi Minh City, Viet Nam

³Faculty of Electronics and Telecommunication (FET), Saigon University (SGU), 273 An Duong Vuong Street, District 5, Ho Chi Minh City, Vietnam

*Corresponding author E-mail: hphanh@hcmut.edu.vn

Abstract

Legged robots' gait is a major factor in how well they walk. Because present solutions lack a precise approach to the incredibly complicated structure and sensitive motions of legged creatures, gait creation remains a highly challenging subject. This article proposes a gait generation model (WPG) for a spider robot to walk straight and follow the designed reference ZMP trajectory in 2 step cycles with two different speeds. Initially, the robot spider's gait parameters are determined using a nonlinear recurrent evolutionary neural network model (NARX+EANN), which is then used in a walking pattern generator (WPG). Next, a new gait pattern generator (WPG) that depends only on four parameters (step length, leg lift, knee bend, stride) of the small-sized spider robot is designed, by relying on realistic gait analysis of the spider robot and kinematic analysis. Simultaneously, by using analytical techniques to solve the inverse kinematics issue, 12 joint angle orbits at the spider robot's four legs will be determined from the hip and foot orbits at the spider robot's four legs. Then, the optimal weights of the NARX+EANN model are identified using the Jaya optimization algorithm for training with the objective function of minimizing the total error between the actual ZMP coordinates and the reference ZMP in two-step cycles of different speeds. The actual ZMP point is determined based on 12 joint angle orbits at the four legs of the spider robot by solving the forward kinematics problem using analytical methods. Finally, this proposal is applied to the experimental model of the B3-SBOT spider robot. The obtained results demonstrate that B3-SBOT walks steadily and strongly without tilting, closely following the designed reference ZMP trajectory in 2 step cycles with two different speeds.

Keywords: EA-ANN – Evolutionary Algorithm-Artificial Neural Network, NARX – Nonlinear Auto-Regressive with Exogenous, JAYA optimization algorithm, Spider robot, WPG – Walking Pattern Generator, ZMP – Zero Moment Point.

Ký hiệu

Ký hiệu	Đơn vị	Mô tả
S	mm	chiều dài bước
H	mm	độ nhấc chân
h	mm	độ khụy gối
n	mm	độ sai chân

Các từ viết tắt

NARX	Nonlinear Auto-Regressive with Exogenous
EA-ANN	Evolutionary Algorithm-Artificial Neural Network
ZMP	Zero Moment Point
WPG	Walking Pattern Generator
JAYA	JAYA optimization algorithm

Tóm tắt

Dáng đi đóng vai trò quyết định về hiệu suất đi bộ của robot có chân. Hiện nay, tạo dáng vẫn là bài toán rất khó vì kỹ thuật hiện tại chưa tiếp cận được một cách chi tiết về kết cấu vô cùng phức tạp và sự vận động rất tinh vi của các động vật có chân. Bài báo này, đề xuất mô hình tạo dáng đi (WPG) để robot nhện bước đi thẳng bám theo quỹ đạo ZMP tham chiếu được thiết kế trong 2 chu kỳ bước với hai tốc độ khác nhau. Đầu tiên, mô hình mạng nơ-rôn tiến hoá hồi quy phi tuyến (NARX+EANN) được thiết kế để nhận dạng các tham số dáng đi của spider robot và cấp cho bộ tạo mẫu đi bộ (WPG). Kế tiếp, bộ tạo mẫu dáng đi (WPG) mới chỉ phụ thuộc vào bốn tham số (chiều dài bước, độ nhấc chân, độ khụy gối, độ sai chân) của robot nhện kích thước nhỏ được thiết kế, bằng cách dựa vào phân tích dáng đi thực tế của robot nhện và phân tích động học. Đồng thời, 12 quỹ đạo góc khớp tại bốn chân của robot nhện sẽ được xác định từ quỹ đạo của hông và quỹ đạo của bàn chân tại bốn chân của robot nhện thông qua giải bài toán động học ngược bằng phương pháp giải tích. Sau đó, các trọng số tối ưu của mô hình NARX+EANN được nhận dạng bằng cách sử dụng thuật toán tối ưu Jaya để huấn luyện với hàm mục tiêu là cực tiểu hoá tổng sai số giữa tọa độ ZMP thực tế với ZMP tham chiếu trong hai chu kỳ bước có tốc độ khác nhau. Điểm ZMP thực tế được xác định bằng cách dựa vào 12 quỹ đạo góc khớp tại bốn chân của robot nhện thông qua giải bài toán động học thuận sử

dụng phương pháp giải tích. Cuối cùng, đề xuất này được áp dụng vào mô hình thực nghiệm robot nhện B3-SBOT. Kết quả thu được chứng tỏ rằng B3-SBOT bước đi vững chắc và mạnh mẽ mà không nghiêng ngã theo sát quỹ đạo ZMP tham chiếu được thiết kế trong 2 chu kỳ bước với hai tốc độ khác nhau.

1. Giới thiệu

Trong thế giới robot, robot nhện đang được phát triển cho nhiều mục đích khác nhau. Với thiết kế linh hoạt và điều khiển thích nghi, khiến robot nhện trở thành một công cụ có giá trị cho nhiều ứng dụng (bao gồm quân sự, hoạt động cứu hộ và giám sát). Ví dụ, giám sát các công trình bị sập để tìm người sống sót [1], kiểm tra và thử nghiệm các hệ thống đường ống phức tạp [2] và bảo trì các công trình nguy hiểm như lò phản ứng hạt nhân [3], làm sạch các bề mặt bên ngoài được xây dựng bằng kính của mọi tòa nhà, không gian làm việc văn phòng hoặc căn hộ chung cư [4], dò tìm bom mìn còn sót lại từ thời kỳ chiến tranh ở các vùng có địa hình gồ ghề phức tạp [5].

Việc tạo ra dáng đi cho robot bốn chân đòi hỏi phải tạo ra các cử động ở bốn chân để đảm bảo sự ổn định, tiết kiệm năng lượng và khả năng thích ứng với các địa hình khác nhau. Quá trình này đòi hỏi sự tích hợp phân hồi của cảm biến, thuật toán điều khiển và nguyên lý cơ sinh học để tạo ra dáng đi mạnh mẽ và linh hoạt. Hiện nay, tạo dáng đi cho robot bốn chân vẫn là bài toán khó do kỹ thuật hiện tại chưa tiếp cận được các đối tượng sinh học vô cùng phức tạp về kết cấu và tinh vi trong vận động.

Có hai phương pháp thông dụng để tạo dáng đi cho robot bốn chân là tạo dáng đi tĩnh và tạo dáng đi động [6]. Dáng đi tĩnh (static walking) được McGhee và Frank [7] đề xuất đầu tiên, là phương pháp điều khiển chuyển động bằng cách di chuyển từng chân của robot khi bước đi. Bằng cách sử dụng phương pháp này, tại một thời điểm chỉ có một chân được nâng lên và ba chân còn lại đặt trên mặt đất để robot bốn chân bước đi ổn định với tốc độ chậm [8]. Dáng đi động là phương pháp điều khiển chuyển động bằng cách di chuyển hai chân cùng một lúc, hai chân chuyển động ở hai bên khác nhau. Ví dụ: nếu chân phải trước di chuyển thì chân trái sau cũng di chuyển, ngược lại khi chân trái trước di chuyển thì chân phải sau cũng di chuyển. Việc sử dụng phương pháp dáng đi động khiến robot di chuyển nhanh hơn phương pháp dáng đi tĩnh nhưng độ ổn định của robot sẽ bị giảm [9].

Đặc biệt, tạo dáng đi cho robot nhện bám theo quỹ đạo ZMP mong muốn mà chỉ dựa vào ZMP thực nghiệm quan sát được, thì mô hình mạng nơ-rôn kết hợp mô hình hồi quy phi tuyến được chọn lựa đầu tiên. Vì mạng nơ-rôn là cấu trúc mô hình phi tuyến có tính linh hoạt rất cao, nên mạng nơ-rôn có thể xấp xỉ hàm phi tuyến trơn với sai số nhỏ tùy ý khi số nơ-rôn ở lớp ẩn đủ lớn. Đồng thời, trọng số của mạng nơ-rôn có thể ước lượng được mà chỉ cần dựa vào các phân hồi quy là ZMP tham chiếu và ZMP thực tế trong quá khứ. Phương pháp ước lượng các trọng số của mô hình mạng nơ-rôn được sử dụng phổ biến nhất hiện nay là phương pháp sai số dự báo. Ý tưởng cơ bản của phương pháp này là ước lượng các trọng số của mô hình mạng nơ-rôn sao cho cực tiểu hoá tiêu chuẩn ước lượng là hàm xác định dương của sai số dự báo (thường là hàm toàn phương), trong đó sai số dự báo là sai lệch giữa ZMP mong muốn và ZMP thực tế. Lời giải của bài toán tối ưu này có thể tìm được bằng thuật toán lặp Newton như: thuật toán suy giảm độ dốc, thuật toán Gauss - Newton và thuật toán Levenberg -

Marquardt [10]. Ngoài các thuật toán Newton, có thể áp dụng các thuật toán tối ưu tiến hoá để tìm giải bài toán ưu hoá [11]. Dựa vào các phân tích trên, bài báo đề xuất mô hình tạo dáng đi thích nghi sử dụng mô hình hồi quy phi tuyến (NARX) kết hợp mô hình mạng nơ-rôn tiến hoá (EA-ANN) để robot nhện bước đi thẳng bám theo quỹ đạo ZMP tham chiếu được thiết kế trong 2 chu kỳ bước với hai tốc độ khác nhau. Các đóng góp chi tiết của nghiên cứu bao gồm:

- Mô hình mạng nơ-rôn tiến hoá hồi quy phi tuyến (NARX+EANN) được thiết kế để nhận dạng các tham số dáng đi (S-chiều dài bước, H-độ nhắc chân, h-độ khụy gối, n- độ sai chân) của robot nhện và cấp cho bộ tạo mẫu đi bộ (WPG).
- Bộ tạo mẫu đi bộ (WPG) có quỹ đạo của hông và bàn chân tại mỗi chân của robot nhện phụ thuộc vào bốn thông số dáng đi (S, H, h và n) sẽ được thiết lập dựa vào quy luật vận động của robot nhện và hàm nội suy bậc 3. Đồng thời, 12 quỹ đạo góc khớp tại bốn chân của robot nhện sẽ được suy ra từ quỹ đạo của hông và quỹ đạo của bàn chân tại bốn chân của robot nhện thông qua giải bài toán động học ngược bằng phương pháp giải tích.

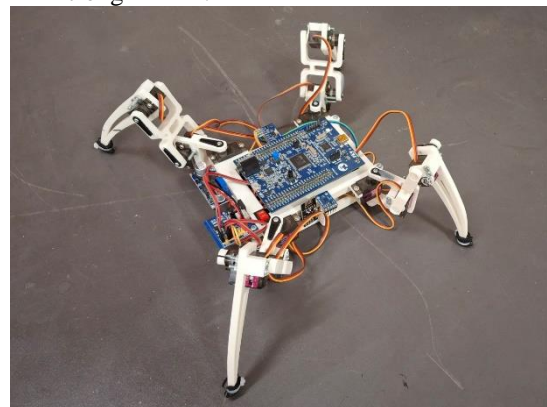
- Thuật toán tối ưu Jaya [12] được sử dụng để huấn luyện trọng số của mô hình mạng nơ-rôn (ANN) với hàm mục tiêu là cực tiểu hoá tổng của sai số giữa ZMP thực tế với ZMP tham chiếu trong hai chu kỳ bước có tốc độ khác nhau. Điểm ZMP thực tế được xác định bằng cách dựa vào 12 quỹ đạo góc khớp tại bốn chân của robot nhện bằng cách giải bài toán động học thuận sử dụng phương pháp giải tích.

- Đề xuất này được áp dụng vào B3-SBOT, kết quả mô phỏng chứng minh bộ tạo mẫu đi bộ (WPG) thích nghi được đề xuất cho phép B3-SBOT bước đi vững chắc và mạnh mẽ mà không ngã.

Phần còn lại của bài báo được tổ chức như sau: mục 2 giới thiệu mô hình spider robot (B3-SBOT); mục 3 trình bày đề xuất mô hình mạng nơ-rôn tiến hoá thích nghi kết hợp mô hình hồi quy phi tuyến để tạo các thông số dáng đi cấp cho bộ phát dáng (WPG - Walking Pattern Generator) để đảm bảo robot nhện bước đi thẳng bám theo quỹ đạo ZMP tham chiếu được thiết kế trong 2 chu kỳ bước với hai vận tốc khác nhau; mục 4 trình bày kết quả mô phỏng và mục 5 trình bày kết luận

2. Mô hình robot nhện B3-SBOT

Robot nhện kích thước nhỏ (B3-SBOT) có thân và bốn chân như mô tả trong Hình 1.

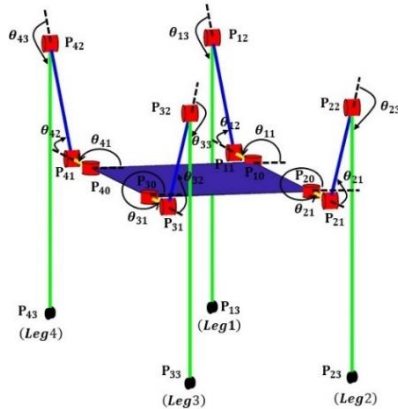


Hình 1. Hình ảnh mô tả robot nhện B3-SBOT với 12 DOF.

Mỗi chân có khâu đùi và khâu cẳng chân với tổng cộng 3 dof (2 dof ở khớp hông, 1 dof ở khớp gối). B3-SBOT có thể bắt chước động tác đi bộ của robot nhện theo mặt đứng ngang và

mặt đứng dọc. Tổng khối lượng của B3-SBOT là 350 gam (động cơ servo, cảm biến, bộ điều khiển, pin) và cao 15 cm. B3-SBOT được thiết kế đảm bảo cấu trúc động học, mỗi dof tương ứng 1 động cơ truyền động độc lập. Động cơ Servo DC loại MG90S của hãng TowerPro được sử dụng làm phần tử truyền động. Ưu điểm nổi bật của động cơ MG90S là nhỏ gọn và nhẹ (13.4 gam) với lực kéo momen (1.8 kg.cm). Tín hiệu điều khiển động cơ servo được gửi từ vi điều khiển STM32. Nguyên cứu này quan tâm đến bài toán tạo dáng và điều khiển robot nhện bước đi thẳng nên thân trên của robot nhện được giữ cố định và chỉ điều khiển thân dưới có 12 động cơ ở bốn chân với 12 góc quay

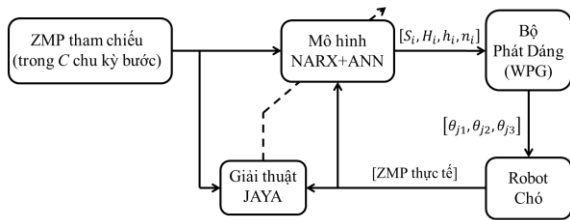
($\theta_{11}, \theta_{12}, \theta_{13}, \theta_{21}, \theta_{22}, \theta_{23}, \theta_{31}, \theta_{32}, \theta_{33}, \theta_{41}, \theta_{42}, \theta_{43}$) được định nghĩa như trong Hình 2. Vị trí của các khớp ($P_{11}, P_{12}, P_{13}, P_{21}, P_{22}, P_{23}, P_{31}, P_{32}, P_{33}, P_{41}, P_{42}, P_{43}$) và thứ tự chân cũng được định nghĩa như trong Hình 2.



Hình 2. Mô hình kết cấu robot nhện B3-SBOT.

3. Đề xuất mô hình tạo dáng đi (WPG) thích nghi cho robot nhện

Bài báo đề xuất mô hình mạng nơ-rôn tiến hoá thích nghi kết hợp mô hình hồi quy phi tuyến để tạo các thông số dáng đi cấp cho bộ phát dáng (WPG - Walking Pattern Generator) của robot nhện như minh họa trong hình 3.



$i = 1 \dots C$; C là số chu kỳ bước
 $j = 1 \dots 4$; j là thứ tự chân của robot

Hình 3. Mô hình đề xuất.

WPG được thiết lập dựa vào quy luật vận động của robot nhện và hàm nội suy bậc 3. Ngõ ra của WPG là quỹ đạo góc quay của 12 góc khớp cấp cho robot nhện. Ngõ ra của robot nhện là tọa độ ZMP thực tế được hồi tiếp về mô hình đề xuất. Các trọng số của mô hình mạng nơ-rôn trong mô hình đề xuất được nhận dạng tối ưu bởi thuật toán Jaya.

3.1. Mô hình NARX+EANN

Trong bài báo này, quỹ đạo ZMP tham chiếu của robot nhện là bước đi thẳng trong hai chu kỳ bước với hai tốc độ khác nhau ($C=2$). Ta gọi là tọa độ ZMP tham chiếu và là tọa độ

ZMP thực tế của robot nhện, các tọa độ này là ngõ vào của mô hình NARX+ANN. Vì cấu trúc NARX được chọn là bậc 1 nên mô hình mạng nơ-rôn có bốn ngõ vào là $[x_{zmp_ref}(k-1)]$, $[y_{zmp_ref}(k-1)]$, $[x_{zmp_real}(k-1)]$, $[y_{zmp_real}(k-1)]$ và có tám ngõ ra là $[S1, H1, h1, n1, S2, H2, h2, n2]$. Trong đó z^{-1} là toán tử trễ bậc 1; $[S1, H1, h1, n1]$ là bốn tham số dáng của chu kỳ bước thứ nhất; $[S2, H2, h2, n2]$ là bốn tham số dáng của chu kỳ bước thứ hai. Mô hình ANN được mô tả bởi phương trình (1).

$$y_i(k, \lambda) = F_i \left(\sum_{j=1}^q v_{ij} \cdot F_j \left(\sum_{l=1}^m w_{jl} \cdot \varphi_l(k) + w_{j0} \right) + v_{i0} \right); i = 1 \dots n \quad (1)$$

Trong đó, mô hình mạng nơ-rôn có 3 lớp; y_i là ngõ ra thứ i của lớp ra; q là số nơ-rôn ở lớp ẩn; n là số ngõ ra của lớp ra; m là số ngõ vào của lớp vào; w_{jl} là trọng số giữa lớp vào và lớp ẩn, w_{j0} là ngưỡng của lớp vào, v_{ij} là trọng số giữa lớp ẩn và lớp ra, v_{i0} là ngưỡng của lớp ẩn; F_j là hàm tác động tại lớp ẩn, F_i là hàm tác động tại lớp ra; D là tổng của các trọng số và các ngưỡng của mô hình mạng nơ-rôn; $\varphi(k)$ là véc-tơ hồi quy và λ là véc-tơ trọng số và ngưỡng, được định nghĩa như công thức 2 và 3.

$$\varphi(k) = [\varphi_1(k), \varphi_2(k), \varphi_3(k), \varphi_4(k)]^T \quad (2)$$

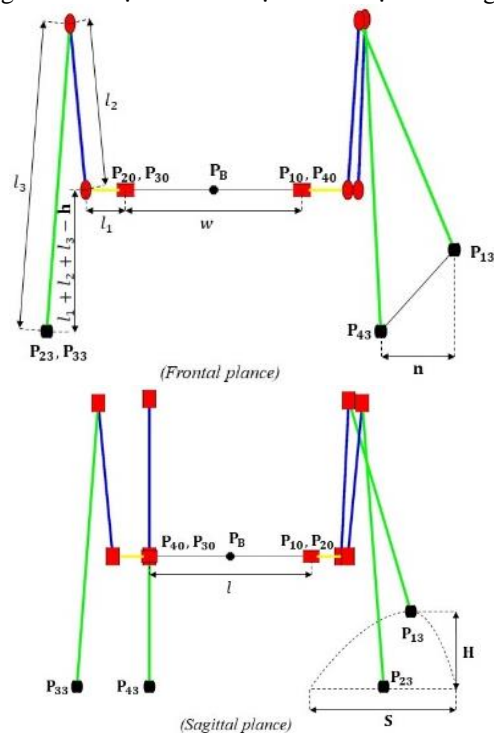
$$= [x_{zmp_ref}(k-1), y_{zmp_ref}(k-1), x_{zmp_real}(k-1), y_{zmp_real}(k-1)]^T$$

$$\lambda = [w_{j1}, w_{j0}, v_{ij}, v_{i0}]^T = [w_1, \dots, w_D]^T \quad (3)$$

với $D = (m+1)q + (q+1)n$; $j = 1 \dots q$; $l = 1 \dots m$; $i = 1 \dots n$

3.2. Xây dựng bộ phát dáng đi (WPG-Walking Pattern Generator)

Bốn tham số quan trọng của robot nhện giúp bước đi ổn định bao gồm S - chiều dài bước chân, H - độ nhắc chân, h - độ khuya gối và n - độ sai chân được minh họa như trong Hình 4.



Hình 4. Bốn tham số ảnh hưởng quyết định đến dáng đi robot nhện B3-SBOT.

Trong đó: l là chiều dài của thân trên, w là chiều rộng của thân trên.

Chuyển động của robot nhện trong 1 chu kỳ bước (T) được tạo ra bằng cách chọn hàm theo thời gian thích hợp cho 8 điểm tham chiếu: $\mathbf{P}_{10}(P_{10x}, P_{10y}, P_{10z})$, $\mathbf{P}_{20}(P_{20x}, P_{20y}, P_{20z})$,

$\mathbf{P}_{30}(P_{30x}, P_{30y}, P_{30z})$, $\mathbf{P}_{40}(P_{40x}, P_{40y}, P_{40z})$, $\mathbf{P}_{13}(P_{13x}, P_{13y}, P_{13z})$,

$\mathbf{P}_{23}(P_{23x}, P_{23y}, P_{23z})$, $\mathbf{P}_{33}(P_{33x}, P_{33y}, P_{33z})$, $\mathbf{P}_{43}(P_{43x}, P_{43y}, P_{43z})$.

Trong suốt quá trình bước đi, chiều cao của thân trên được giữ cố định nên $\mathbf{P}_{10}, \mathbf{P}_{20}, \mathbf{P}_{30}, \mathbf{P}_{40}$ được tính thông qua

$\mathbf{P}_B(P_{Bx}, P_{By}, P_{Bz})$ như công thức (4):

$$\begin{cases} \mathbf{P}_{10} = \left[P_{Bx} + \frac{l}{2}, P_{By} + \frac{w}{2}, P_{Bz} \right] \\ \mathbf{P}_{20} = \left[P_{Bx} + \frac{l}{2}, P_{By} - \frac{w}{2}, P_{Bz} \right] \\ \mathbf{P}_{30} = \left[P_{Bx} - \frac{l}{2}, P_{By} - \frac{w}{2}, P_{Bz} \right] \\ \mathbf{P}_{40} = \left[P_{Bx} - \frac{l}{2}, P_{By} + \frac{w}{2}, P_{Bz} \right] \end{cases} \quad (4)$$

Mỗi chu kỳ bước có 6 pha, chu kỳ mỗi pha là $T_0 = \frac{T}{6}$. Trong

các pha 1 - 3 - 4 - 6 có một chân di chuyển về phía trước, ba chân còn lại đứng yên. Trong pha - 5 chỉ có thân di chuyển về phía trước và cả 4 chân đứng yên. Luật di chuyển bốn chân và thân của robot nhện trong 1 chu kỳ bước ($0 \leq t \leq 6T_0$) được minh họa chi tiết trong bảng 1. Lưu ý các ký hiệu trong bảng 1 như sau: \uparrow biểu diễn chân nhấc; \downarrow biểu diễn chân hạ xuống; \Rightarrow biểu diễn thân tiến về phía trước.

$\mathbf{P}_B, \mathbf{P}_{13}, \mathbf{P}_{23}, \mathbf{P}_{33}, \mathbf{P}_{43}$ được chọn lựa trực quan. $\mathbf{P}_{13}, \mathbf{P}_{23}, \mathbf{P}_{33}, \mathbf{P}_{43}$ được lựa chọn theo chuyển động của các chân để có dáng đi mong muốn. Lựa chọn \mathbf{P}_B phụ thuộc vào cấu trúc cơ khí của robot nhện vì nó liên quan đến dịch chuyển ZMP từ pha này sang pha khác.

Bài báo này, quỹ đạo ZMP tham chiếu của robot nhện được thiết kế trong hai chu kỳ bước với hai tốc độ khác nhau. Do đó, bốn thông số dáng đi của robot nhện trong mỗi chu kỳ bước sẽ bị thay đổi như công thức (5). Để đảm bảo tính khả vi của bốn tham số dáng đi, phương pháp xấp xỉ bằng đa thức bậc 3 qua các nút được sử dụng.

$$\mathbf{A} = \begin{cases} \mathbf{A}_1, 0 \leq t < 5T_0 \\ \left(\frac{\mathbf{A}_2 - \mathbf{A}_1}{2T_0} \right) t + \left(\frac{7}{2} \mathbf{A}_1 + \frac{5}{2} \mathbf{A}_2 \right), 5T_0 \leq t < 7T_0 \\ \mathbf{A}_2, 7T_0 \leq t < 12T_0 \end{cases} \quad (5)$$

Trong đó: \mathbf{A} là các thông số dáng đi S, H, h, n của robot nhện. Trong hai chu kỳ bước ($0 \leq t \leq 12T_0$), dựa vào luật di chuyển bảng 1 và giả sử tại thời điểm $t=0s$ thì $\mathbf{P}_B(t=0) = [0, 0, (l_1 + l_2 + l_3) - \mathbf{h}]$ thì $\mathbf{P}_{13}, \mathbf{P}_{23}, \mathbf{P}_{33}, \mathbf{P}_{43}$ cho dáng đi thẳng được thể hiện như sau:

$$P_{13x} = \begin{cases} \frac{S}{T_0}t + \frac{l}{2}, & 0 \leq t < T_0 \\ \frac{l}{2} + S, & T_0 \leq t < 6T_0 \\ \frac{l}{2} + \frac{S}{T_0}t - 5S, & 6T_0 \leq t < 7T_0 \\ \frac{l}{2} + 2S, & 7T_0 \leq t < 12T_0 \end{cases} \quad (6)$$

$$P_{13y} = \begin{cases} \frac{2n}{T_0}t + \frac{w}{2} + \frac{S}{2}, & 0 \leq t < \frac{T_0}{2} \\ -\frac{2n}{T_0}t + \frac{w}{2} + \frac{S}{2} + 2n, & \frac{T_0}{2} \leq t < T_0 \\ \frac{w}{2} + \frac{S}{2}, & T_0 \leq t < 6T_0 \\ \frac{2n}{T_0}t + \frac{w}{2} + \frac{S}{2} - 12n, & 6T_0 \leq t < \frac{13}{2}T_0 \\ -\frac{2n}{T_0}t + \frac{w}{2} + \frac{S}{2} + 14n, & \frac{13}{2}T_0 \leq t < 7T_0 \\ \frac{w}{2} + \frac{S}{2}, & 7T_0 \leq t < 12T_0 \end{cases} \quad (7)$$

$$P_{13z} = \begin{cases} \frac{2H}{T_0}t, & 0 \leq t < \frac{T_0}{2} \\ -\frac{2H}{T_0}t + 2H, & \frac{T_0}{2} \leq t < T_0 \\ 0, & T_0 \leq t < 6T_0 \\ \frac{2H}{T_0}t - 12H, & 6T_0 \leq t < \frac{13}{2}T_0 \\ -\frac{2H}{T_0}t + 14H, & \frac{13}{2}T_0 \leq t < 7T_0 \\ 0, & 7T_0 \leq t < 12T_0 \end{cases} \quad (8)$$

Bảng 1. Luật di chuyển của bốn chân và thân của robot nhện trong 1 chu kỳ bước [15]

t	0	$\frac{T_0}{2}$	T_0	$\frac{3T_0}{2}$	$2T_0$	$\frac{5T_0}{2}$	$3T_0$	$\frac{7T_0}{2}$	$4T_0$	$\frac{9T_0}{2}$	$5T_0$	$\frac{11T_0}{2}$	$6T_0$
	$\rightarrow \frac{T_0}{2}$	$\rightarrow T_0$	$\rightarrow \frac{3T_0}{2}$	$\rightarrow 2T_0$	$\rightarrow \frac{5T_0}{2}$	$\rightarrow 3T_0$	$\rightarrow \frac{7T_0}{2}$	$\rightarrow 4T_0$	$\rightarrow \frac{9T_0}{2}$	$\rightarrow 5T_0$	$\rightarrow \frac{11T_0}{2}$	$\rightarrow 6T_0$	
Leg 1	\uparrow	\downarrow											
Leg 2							\uparrow	\downarrow					
Leg 3					\uparrow	\downarrow							
Leg 4											\uparrow	\downarrow	
Body			\Rightarrow	\Rightarrow					\Rightarrow	\Rightarrow			

$$P_{23x} = \begin{cases} \frac{l}{2} + \frac{\mathbf{S}}{2}, & 0 \leq t < 3T_0 \\ \frac{\mathbf{S}}{T_0}t - 3\mathbf{S} + \frac{l}{2} + \frac{\mathbf{S}}{2}, & 3T_0 \leq t < 4T_0 \\ \frac{l}{2} + \frac{3\mathbf{S}}{2}, & 4T_0 \leq t < 9T_0 \\ \frac{\mathbf{S}}{T_0}t - 8\mathbf{S} + \frac{l}{2} + \frac{\mathbf{S}}{2}, & 9T_0 \leq t < 10T_0 \\ \frac{l}{2} + \frac{\mathbf{S}}{2} + 2\mathbf{S}, & 10T_0 \leq t < 12T_0 \end{cases} \quad (9)$$

$$P_{23y} = \begin{cases} -\frac{w}{2} - \frac{\mathbf{S}}{2}, & 0 \leq t < 3T_0 \\ -\frac{2\mathbf{n}}{T_0}t + 6\mathbf{n} - \frac{w}{2} - \frac{\mathbf{S}}{2}, & 3T_0 \leq t < \frac{7}{2}T_0 \\ \frac{2\mathbf{n}}{T_0}t - 8\mathbf{n} - \frac{w}{2} - \frac{\mathbf{S}}{2}, & \frac{7}{2}T_0 \leq t < 4T_0 \\ -\frac{w}{2} - \frac{\mathbf{S}}{2}, & 4T_0 \leq t < 9T_0 \\ -\frac{2\mathbf{n}}{T_0}t + 18\mathbf{n} - \frac{w}{2} - \frac{\mathbf{S}}{2}, & 9T_0 \leq t < \frac{19}{2}T_0 \\ \frac{2\mathbf{n}}{T_0}t - 20\mathbf{n} - \frac{w}{2} - \frac{\mathbf{S}}{2}, & \frac{19}{2}T_0 \leq t < 10T_0 \\ -\frac{w}{2} - \frac{\mathbf{S}}{2}, & 10T_0 \leq t < 12T_0 \end{cases} \quad (10)$$

$$P_{23z} = \begin{cases} 0, & 0 \leq t < 3T_0 \\ \frac{2\mathbf{H}}{T_0}t - 6\mathbf{H}, & 3T_0 \leq t < \frac{7}{2}T_0 \\ -\frac{2\mathbf{H}}{T_0}t + 8\mathbf{H}, & \frac{7}{2}T_0 \leq t < 4T_0 \\ 0, & 4T_0 \leq t < 6T_0 \\ \frac{2\mathbf{H}}{T_0}t - 18\mathbf{H}, & 9T_0 \leq t < \frac{19}{2}T_0 \\ -\frac{2\mathbf{H}}{T_0}t + 20\mathbf{H}, & \frac{19}{2}T_0 \leq t < 10T_0 \\ 0, & 10T_0 \leq t < 12T_0 \end{cases} \quad (11)$$

$$P_{33x} = \begin{cases} -\frac{l}{2} - \frac{\mathbf{S}}{2}, & 0 \leq t < 2T_0 \\ \frac{\mathbf{S}}{T_0}t - \frac{l}{2} - \frac{5\mathbf{S}}{2}, & 2T_0 \leq t < 3T_0 \\ -\frac{l}{2} - \frac{\mathbf{S}}{2} + \mathbf{S}, & 3T_0 \leq t < 8T_0 \\ \frac{\mathbf{S}}{T_0}t - 7\mathbf{S} - \frac{l}{2} - \frac{\mathbf{S}}{2}, & 8T_0 \leq t < 9T_0 \\ -\frac{l}{2} - \frac{\mathbf{S}}{2} + 2\mathbf{S}, & 9T_0 \leq t < 12T_0 \end{cases} \quad (12)$$

$$P_{33y} = \begin{cases} -\frac{w}{2} - \frac{\mathbf{S}}{2}, & 0 \leq t < 2T_0 \\ -\frac{2\mathbf{n}}{T_0}t + 4\mathbf{n} - \frac{w}{2} - \frac{\mathbf{S}}{2}, & 2T_0 \leq t < \frac{5}{2}T_0 \\ \frac{2\mathbf{n}}{T_0}t - 6\mathbf{n} - \frac{w}{2} - \frac{\mathbf{S}}{2}, & \frac{5}{2}T_0 \leq t < 3T_0 \\ -\frac{w}{2} - \frac{\mathbf{S}}{2}, & 3T_0 \leq t < 8T_0 \\ -\frac{2\mathbf{n}}{T_0}t + 16\mathbf{n} - \frac{w}{2} - \frac{\mathbf{S}}{2}, & 8T_0 \leq t < \frac{17}{2}T_0 \\ \frac{2\mathbf{n}}{T_0}t - 18\mathbf{n} - \frac{w}{2} - \frac{\mathbf{S}}{2}, & \frac{17}{2}T_0 \leq t < 9T_0 \\ -\frac{w}{2} - \frac{\mathbf{S}}{2}, & 9T_0 \leq t < 12T_0 \end{cases} \quad (13)$$

$$P_{33z} = \begin{cases} 0, & 0 \leq t < 2T_0 \\ \frac{2\mathbf{H}}{T_0}t - 4\mathbf{H}, & 2T_0 \leq t < \frac{5}{2}T_0 \\ -\frac{2\mathbf{H}}{T_0}t + 6\mathbf{H}, & \frac{5}{2}T_0 \leq t < 3T_0 \\ 0, & 3T_0 \leq t < 8T_0 \\ \frac{2\mathbf{H}}{T_0}t - 16\mathbf{H}, & 8T_0 \leq t < \frac{17}{2}T_0 \\ -\frac{2\mathbf{H}}{T_0}t + 18\mathbf{H}, & \frac{17}{2}T_0 \leq t < 9T_0 \\ 0, & 9T_0 \leq t < 12T_0 \end{cases} \quad (14)$$

$$P_{43x} = \begin{cases} -\frac{l}{2}, & 0 \leq t < 5T_0 \\ \frac{\mathbf{S}}{T_0}t - \frac{l}{2} - 5\mathbf{S}, & 5T_0 \leq t < 6T_0 \\ -\frac{l}{2} + \mathbf{S}, & 6T_0 \leq t < 11T_0 \\ \frac{\mathbf{S}}{T_0}t - \frac{l}{2} - 11\mathbf{S}, & 11T_0 \leq t < 12T_0 \end{cases} \quad (15)$$

$$P_{43y} = \begin{cases} \frac{w}{2} + \frac{\mathbf{S}}{2}, & 0 \leq t < 5T_0 \\ \frac{w}{2} + \frac{\mathbf{S}}{2} + \frac{2\mathbf{n}}{T_0}t - 10\mathbf{n}, & 5T_0 \leq t < \frac{11}{2}T_0 \\ \frac{w}{2} + \frac{\mathbf{S}}{2} - \frac{2\mathbf{n}}{T_0}t + 12\mathbf{n}, & \frac{11}{2}T_0 \leq t < 6T_0 \\ \frac{w}{2} + \frac{\mathbf{S}}{2}, & 6T_0 \leq t < 11T_0 \\ \frac{w}{2} + \frac{\mathbf{S}}{2} + \frac{2\mathbf{n}}{T_0}t - 22\mathbf{n}, & 11T_0 \leq t < \frac{23}{2}T_0 \\ \frac{w}{2} + \frac{\mathbf{S}}{2} - \frac{2\mathbf{n}}{T_0}t + 24\mathbf{n}, & \frac{23}{2}T_0 \leq t < 12T_0 \end{cases} \quad (16)$$

$$P_{43z} = \begin{cases} 0, & 0 \leq t < 5T_0 \\ \frac{2\mathbf{H}}{T_0}t - 10\mathbf{H}, & 5T_0 \leq t < \frac{11}{2}T_0 \\ -\frac{2\mathbf{H}}{T_0}t + 12\mathbf{H}, & \frac{11}{2}T_0 \leq t < 6T_0 \\ 0, & 6T_0 \leq t < 11T_0 \\ \frac{2\mathbf{H}}{T_0}t - 22\mathbf{H}, & 11T_0 \leq t < \frac{23}{2}T_0 \\ -\frac{2\mathbf{H}}{T_0}t + 24\mathbf{H}, & \frac{23}{2}T_0 \leq t < 12T_0 \end{cases} \quad (17)$$

\mathbf{P}_B cho dáng đi thẳng được thể hiện như sau:

$$P_{Bz} = \begin{cases} 0, & 0 \leq t < T_0 \\ \frac{\mathbf{S}}{2T_0}t - \frac{\mathbf{S}}{2}, & T_0 \leq t < 2T_0 \\ \frac{\mathbf{S}}{2}, & 2T_0 \leq t < 4T_0 \\ \frac{\mathbf{S}}{2T_0}t - \frac{3\mathbf{S}}{2}, & 4T_0 \leq t < 5T_0 \\ \mathbf{S}, & 5T_0 \leq t < 7T_0 \\ \frac{\mathbf{S}}{2T_0}t - \frac{5\mathbf{S}}{2}, & 7T_0 \leq t < 8T_0 \\ \frac{\mathbf{S}}{2}, & 8T_0 \leq t < 10T_0 \\ \frac{\mathbf{S}}{2T_0}t - \frac{7\mathbf{S}}{2}, & 10T_0 \leq t < 11T_0 \\ 2\mathbf{S}, & 11T_0 \leq t < 12T_0 \end{cases} \quad (18)$$

$$P_{By} = 0, \quad 0 \leq t < 12T_0 \quad (19)$$

$$P_{Bz} = l_1 + l_2 + l_3 - \mathbf{h}, \quad 0 \leq t < 12T_0 \quad (20)$$

Để đảm bảo tính liên tục về vị trí, vận tốc và gia tốc của các quỹ đạo \mathbf{P}_{13} , \mathbf{P}_{23} , \mathbf{P}_{33} , \mathbf{P}_{43} và \mathbf{P}_B như công thức (6– 20), phương pháp xấp xỉ bằng đa thức bậc 3 qua các nút được sử dụng. Khi có quỹ đạo được xấp xỉ của \mathbf{P}_{13} , \mathbf{P}_{23} , \mathbf{P}_{33} , \mathbf{P}_{43} thì robot nhện sẽ bước đi thẳng.

Dáng đi được tạo ra bằng cách lấy mẫu các quỹ đạo xấp xỉ của \mathbf{P}_{13} , \mathbf{P}_{23} , \mathbf{P}_{33} , \mathbf{P}_{43} , \mathbf{P}_{10} , \mathbf{P}_{20} , \mathbf{P}_{30} , \mathbf{P}_{40} trong những khoảng thời gian nhất định. Các quỹ đạo xấp xỉ của \mathbf{P}_{10} , \mathbf{P}_{20} , \mathbf{P}_{30} , \mathbf{P}_{40} được tính từ quỹ đạo xấp xỉ của \mathbf{P}_B thông qua công thức (4). Trong các quỹ đạo xấp xỉ của \mathbf{P}_{13} , \mathbf{P}_{23} , \mathbf{P}_{33} , \mathbf{P}_{43} , \mathbf{P}_{10} , \mathbf{P}_{20} , \mathbf{P}_{30} , \mathbf{P}_{40} , thì t và T chi phối quá trình lấy mẫu quyết định tốc độ bước đi và độ êm ái của dáng đi. Với Δt là khoảng thời gian lấy mẫu, $\frac{T}{\Delta t}$ biểu thị số lượng mẫu trong một chu kỳ bước T hoặc tần số lấy mẫu. Tùy thuộc vào cấu trúc của robot nhện mà giá trị của T và Δt sẽ được chọn sao cho phù hợp.

Mẫu đi bộ là quỹ đạo của 12 góc quay $[\theta_{11}(t), \theta_{12}(t), \theta_{13}(t), \theta_{21}(t), \theta_{22}(t), \theta_{23}(t), \theta_{31}(t), \theta_{32}(t), \theta_{33}(t), \theta_{41}(t), \theta_{42}(t), \theta_{43}(t)]$ ở 4 chân của robot nhện trong 2 chu kỳ bước đi. Các quỹ đạo góc quay này được xác định từ các quỹ đạo xấp xỉ của $\mathbf{P}_{13}(t)$, $\mathbf{P}_{23}(t)$, $\mathbf{P}_{33}(t)$, $\mathbf{P}_{43}(t)$, $\mathbf{P}_{10}(t)$, $\mathbf{P}_{20}(t)$, $\mathbf{P}_{30}(t)$,

$\mathbf{P}_{40}(t)$, bằng cách giải bài toán động học ngược từng chân của robot nhện.

Vai trò của 4 tham số (S, H, h, n) ảnh hưởng đến độ ổn định được thực hiện như sau: 2 bộ tham số dáng đi khác nhau được chọn như sau (trường hợp 1: $S=89.4869$, $H=25.2623$, $h=138.2758$, $n=41.8079$ và trường hợp 2: $S=111.0861$, $H=40.3096$, $h=137.1566$, $n=25.6890$), sau đó khảo sát dáng đi và ZMP trong 2 chu kỳ bước đi tương ứng với từng bộ tham số. Video minh họa dáng đi và ZMP tương ứng hai trường hợp trên theo link sau: <https://youtu.be/0-PLESyY8G4>

Tóm lại, có thể tạo ra nhiều dáng đi thẳng khác nhau trong các chu kỳ bước khác nhau bằng cách thay đổi giá trị của bốn thông số dáng đi ($\mathbf{S}_i, \mathbf{H}_i, \mathbf{h}_i, \mathbf{n}_i$) trong mỗi chu kỳ bước. Do đó, các tham số này phải được lựa chọn tối ưu để đảm bảo robot nhện bước đi thẳng bám theo quỹ đạo ZMP tham chiếu được thiết kế trong 2 chu kỳ bước với hai vận tốc khác nhau.

3.3. ZMP của Robot nhện

Điểm ZMP thực tế của robot có chân được tính như công thức 21 [13]:

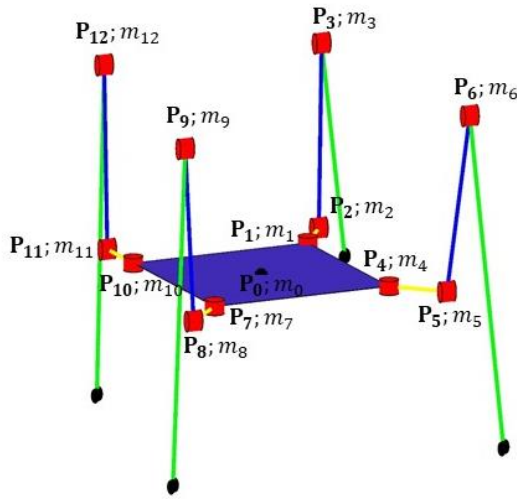
$$\begin{cases} x_{ZMP} = \frac{\sum_{i=1}^n m_i (\ddot{P}_{iz} + g) P_{ix} - \sum_{i=1}^n m_i \ddot{P}_{ix} P_{iz} - \sum_{i=1}^n I_{iy} \ddot{\Omega}_{iy}}{\sum_{i=1}^n m_i (\ddot{P}_{iz} + g)} \\ y_{ZMP} = \frac{\sum_{i=1}^n m_i (\ddot{P}_{iz} + g) P_{iy} - \sum_{i=1}^n m_i \ddot{P}_{iy} P_{iz} - \sum_{i=1}^n I_{ix} \ddot{\Omega}_{ix}}{\sum_{i=1}^n m_i (\ddot{P}_{iz} + g)} \end{cases} \quad (21)$$

trong đó, m_i là khối lượng của khâu thứ i và (P_{ix}, P_{iy}, P_{iz}) là tọa độ khối tâm của khâu thứ i trong hệ trục tọa độ đề cát, I_{ix} và I_{iy} là thành phần momen quán tính, $\ddot{\Omega}_{ix}$ và $\ddot{\Omega}_{iy}$ là thành phần gia tốc góc quay xung quanh trục x và y tại khối tâm của khâu thứ i , g là gia tốc trọng trường, $(x_{ZMP_real}, y_{ZMP_real})$ là tọa độ điểm ZMP thực tế.

Đối với B3-SBOT, giả sử mô men quán tính và gia tốc góc tuyệt đối của các liên kết là đủ nhỏ để bỏ qua, công thức tính ZMP được tính như công thức (22) [14]:

$$\begin{cases} x_{ZMP} = x_{COM} + \frac{\sum_{i=0}^{12} m_i \ddot{P}_{iz} P_{ix} - \sum_{i=0}^n m_i \ddot{P}_{ix} P_{iz}}{g \sum_{i=0}^n m_i} \\ y_{ZMP} = y_{COM} + \frac{\sum_{i=0}^{12} m_i \ddot{P}_{iz} P_{iy} - \sum_{i=0}^n m_i \ddot{P}_{iy} P_{iz}}{g \sum_{i=0}^n m_i} \end{cases} \quad (22)$$

Trong công thức 34, phân bố khối lượng m_i và tọa độ (P_{ix}, P_{iy}, P_{iz}) của các khớp được định nghĩa trong Hình 5, tọa độ của khối tâm (COM) được tính thông qua công thức (23), các thành phần gia tốc sử dụng phép tính xấp xỉ như công thức (24).



Hình 5. Phân bố khối lượng và tọa độ của các khớp.

$$\begin{cases} x_{COM} = \sum_{i=0}^{12} m_i P_{ix} / \sum_{i=0}^{12} m_i \\ y_{COM} = \sum_{i=0}^{12} m_i P_{iy} / \sum_{i=0}^{12} m_i \\ z_{COM} = \sum_{i=0}^{12} m_i P_{iz} / \sum_{i=0}^{12} m_i \end{cases} \quad (23)$$

$$\begin{cases} \dot{P}_x(t) = [P_{ix}(t) - P_{ix}(t-1)] / \Delta t; \ddot{P}_x(t) = [\dot{P}_x(t) - \dot{P}_x(t-1)] / \Delta t; \\ \dot{P}_y(t) = [P_{iy}(t) - P_{iy}(t-1)] / \Delta t; \ddot{P}_y(t) = [\dot{P}_y(t) - \dot{P}_y(t-1)] / \Delta t; \\ \dot{P}_z(t) = [P_{iz}(t) - P_{iz}(t-1)] / \Delta t; \ddot{P}_z(t) = [\dot{P}_z(t) - \dot{P}_z(t-1)] / \Delta t; \end{cases} \quad (24)$$

Tọa độ $P_i(t) = [P_{ix}(t), P_{iy}(t), P_{iz}(t)]$ được xác định từ 12 góc quay $[\theta_{11}(t), \theta_{12}(t), \theta_{13}(t), \theta_{21}(t), \theta_{22}(t), \theta_{23}(t), \theta_{31}(t), \theta_{32}(t), \theta_{33}(t), \theta_{41}(t), \theta_{42}(t), \theta_{43}(t)]$ ở 4 chân của robot nhện trong 2 chu kỳ bước đi, bằng cách giải bài toán động học thuận từng chân của robot nhện.

3.4. Tối ưu trọng số mạng nơ-ron trong mô hình NARX+EANN sử dụng thuật toán JAYA

Trong bài báo này, việc tối ưu véc-tơ trọng số λ (như công thức 3) của mạng nơ-ron trong mô hình NARX-EANN được xem như bài toán tối ưu với hàm mục tiêu như công thức (25).

$$\begin{cases} f(\lambda) = \sum_{k=1}^N (e_{x_{zmp}}^2(k) + e_{y_{zmp}}^2(k)) \\ e_{x_{zmp}} = x_{zmp_{ref}} - x_{zmp_{real}} \\ e_{y_{zmp}} = y_{zmp_{ref}} - y_{zmp_{real}} \end{cases} \quad (25)$$

Trong đó, $(e_{x_{zmp}}, e_{y_{zmp}})$ là sai số giữa tọa độ ZMP tham chiếu và thực tế; N là số mẫu trong hai chu kỳ bước; Mẫu k được cập nhật với chu kỳ lấy mẫu là 0,01s.

Thuật toán Jaya được sử dụng để tìm véc-tơ trọng số λ sao cho hàm f đạt giá trị cực tiểu hay robot nhện sẽ bước đi theo quỹ đạo ZMP đã được thiết trong hai chu kỳ bước có tốc độ khác nhau. Việc sử dụng thuật toán Jaya là do thuật toán này chỉ có hai tham số lựa chọn (số cá thể trong một quần thể và số thế hệ). Bảng 2 trình bày thuật toán Jaya giải bài toán tối ưu này.

Bảng 2. Mã lập trình (pseudo-code) của thuật toán Jaya

- 1 Khởi tạo tham số của thuật toán Jaya: G là số thế hệ trong quá trình tiến hoá; NP là số cá thể trong một quần thể.
- 2 Khởi tạo một quần thể ngẫu nhiên có NP cá thể, mỗi cá thể X_i được đặc trưng bởi véc-tơ trọng số của mô hình mạng nơ-ron λ có D chiều (như công thức 15).
- 3 **Bắt đầu giải thuật**
- 4 Tính giá trị hàm mục tiêu của từng cá thể trong quần thể $f(X_i)$ (như công thức 37), với $i = 1 \dots NP$
- 5 Tìm cá thể tốt nhất X^{Best} và cá thể xấu nhất X^{Worst} trong quần thể.
- 6 $k = 1$
- 7 **Vòng lặp while** ($k \leq G$) thực hiện
- 8 **Vòng lặp for** $i = 1$ đến NP
- 9 **Vòng lặp for** $j = 1$ đến D
- 10 $r_1 = rand(1)$;
- 11 $r_2 = rand(1)$;
- 12 $X_{j,k,i}^{new} = X_{j,k,i} + r_1 \times (X_{j,i}^{Best} - |X_{j,k,i}|) - r_2 \times (X_{j,i}^{Worst} - |X_{j,k,i}|)$
- 13 **Kết thúc vòng lặp for**
- 14 **Kiểm tra nếu** $f(X_{j,k,i}^{new}) < f(X_{j,k,i})$
- 15 $X_{j,k,i} = X_{j,k,i}^{new}$
- 16 **Kết thúc kiểm tra**
- 17 **Kết thúc vòng lặp for**
- 18 $k = k + 1$
- 19 Update X^{Best} and X^{Worst}
- 20 **Kết thúc vòng lặp while**
- 21 **Kết thúc**

4. Kết quả

Robot nhện B3-SBOT được sử dụng để kiểm chứng đề xuất của bài báo. Thông số vật lý của B3-SBOT được trình bày trong bảng 3.

Bảng 3. Thông số vật lý của robot nhện B3-SBOT

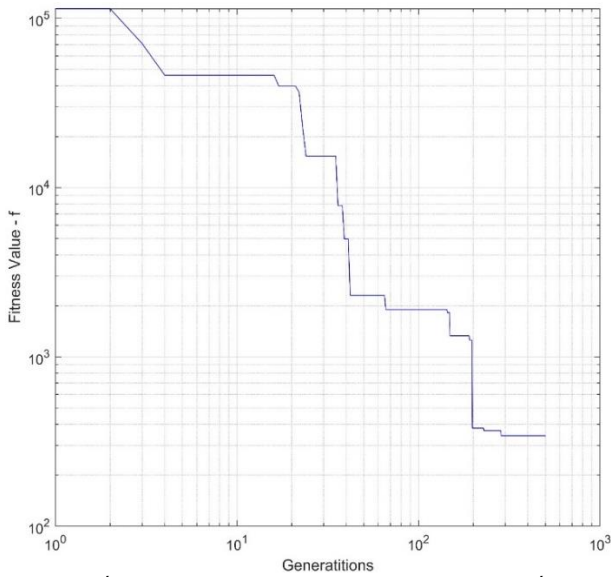
Tham số	Giá trị	Tham số	Giá trị
l_1	32 mm	l	100 mm
l_2	53 mm	w	100 mm
l_3	97 mm	m_0	13.4 gam
T_0	1s	$m_{1..12}$	89.2 gam

Để tìm véc-tơ trọng số λ tối ưu thỏa yêu cầu B3-SBOT thực hiện bước đi theo quỹ đạo ZMP đã được thiết trong hai chu kỳ bước có tốc độ khác nhau, thông số của mô hình mạng nơ-ron tiến hoá hồi quy phi tuyến được mô tả trong bảng 4. Kết quả mô phỏng được thực hiện trên nền tảng MATLAB 2023b chạy với CPU 2,49 GHz và RAM 8 GB.

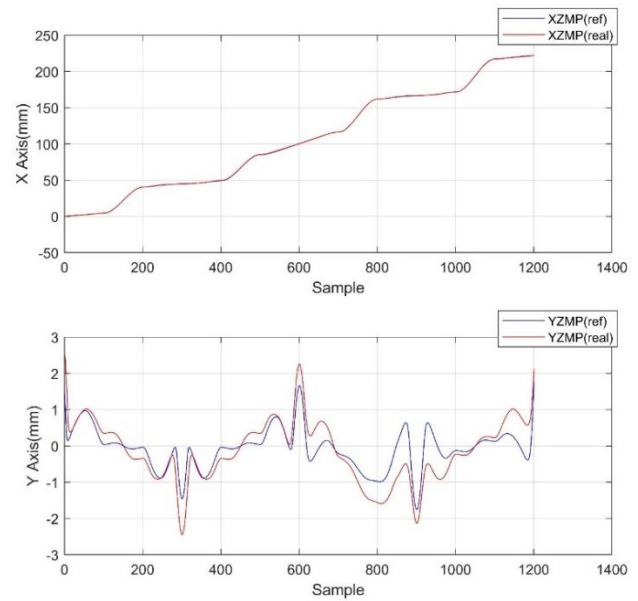
Bảng 4. Thông số của mô hình đề xuất

Tham số	Giá trị	Tham số	Giá trị
m	4	T	2s
n	8	N	1201
q	8	NP	50
F_i	linear	G	200
F_j	sigmoid	D	112

Hình 6 minh họa tốc độ hội tụ của hàm mục tiêu trong quá trình huấn luyện. Hình 7 cho thấy kết quả so sánh giữa quỹ đạo ZMP mong muốn với quỹ đạo ZMP thực tế. Bảng 5 trình bày giá trị trọng số tối ưu của mô hình NARX+EANN. Hình 8 trình bày 12 giá trị góc quay của các khớp ở 4 chân robot nhện B3-SBOT trong hai chu kỳ bước.



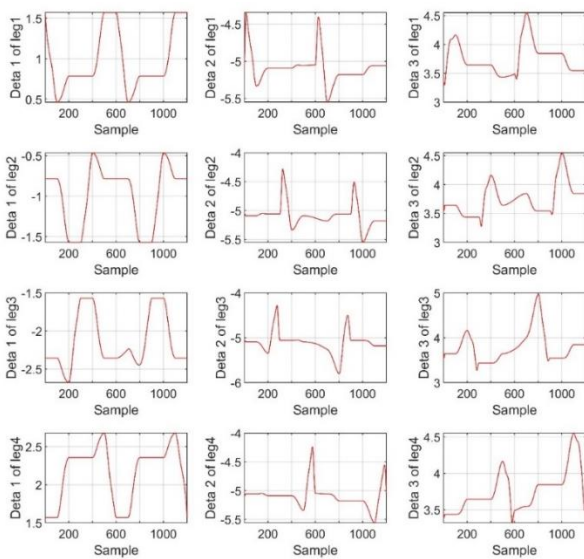
Hình 6. Tốc độ hội tụ của hàm mục tiêu f trong quá trình huấn luyện



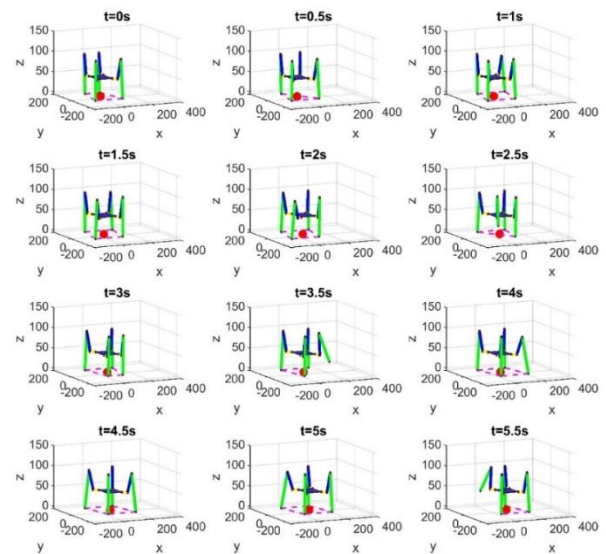
Hình 7. So sánh quỹ đạo ZMP mong muốn với quỹ đạo ZMP thực tế

Bảng 5. Giá trị trọng số tối ưu của mô hình NARX+EANN

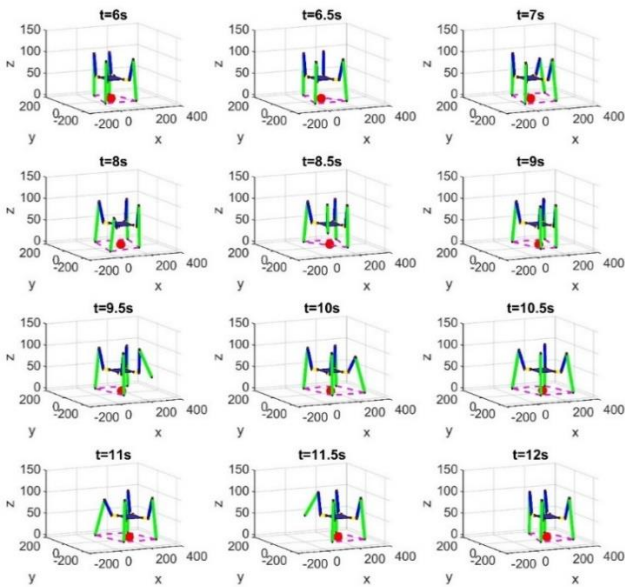
		$j \backslash i$	1	2	3	4	5	6	7	8
v_{ij}	1	5.826	11.888	12.753	14.213	15.546	8.466	12.891	12.998	
	2	13.461	6.756	10.478	13.594	16.830	3.859	7.997	14.658	
	3	8.676	11.377	12.760	4.989	14.215	13.470	14.036	7.395	
	4	15.781	-4.140	13.452	14.467	10.768	-8.176	10.228	-5.323	
b_0			16.960	4.007	14.056	12.651	4.393	2.583	4.394	14.297
w_{ij}	1	15.142	14.838	14.972	15.685	7.423	14.181	18.353	10.521	
	2	8.051	17.099	19.357	-7.506	9.908	4.575	15.335	9.824	
	3	17.406	5.359	11.799	15.569	11.202	9.786	15.752	11.065	
	4	9.738	10.045	-1.836	11.542	16.534	5.280	14.545	10.299	
	5	2.007	-5.441	11.478	12.048	18.795	-2.924	10.332	7.468	
	6	5.901	8.205	11.179	-2.635	15.438	10.862	15.384	1.293	
	7	5.251	3.009	4.615	-6.402	8.236	11.141	-0.296	16.592	
	8	8.393	-16.697	-8.136	9.677	8.688	-4.979	13.832	10.036	
b_h			18.000	-2.265	12.962	17.742	14.788	7.687	10.318	5.919



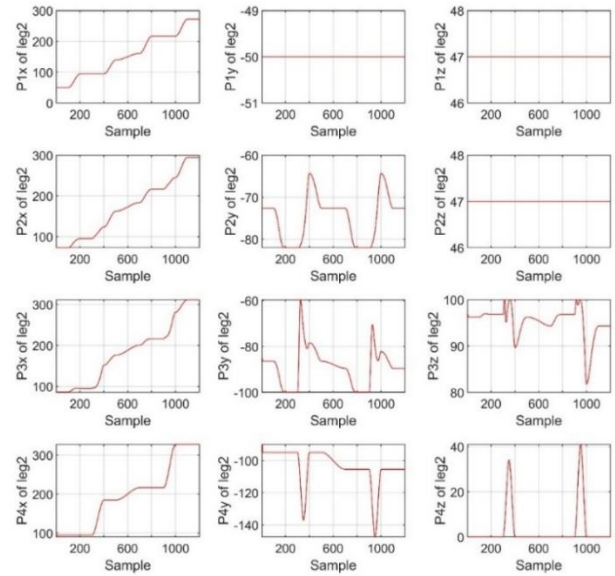
Hình 8. Mẫu đi bộ trong 2 chu kỳ bước của robot nhện B3-SBOT.



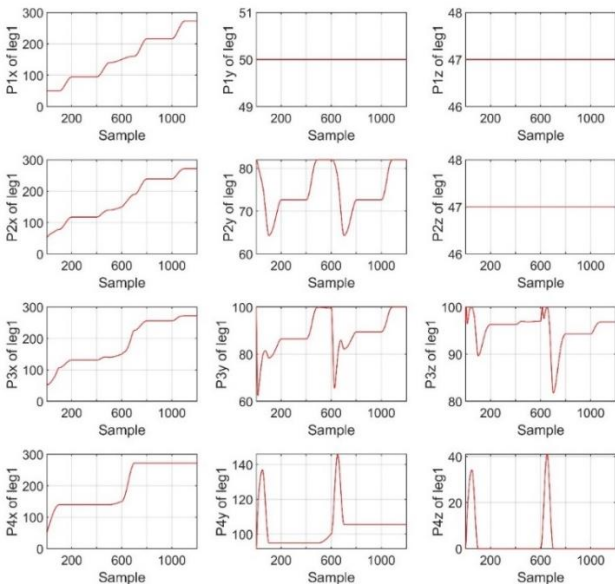
Hình 9a. Dáng 3D của B3-SBOT trong chu kỳ bước thứ 1.



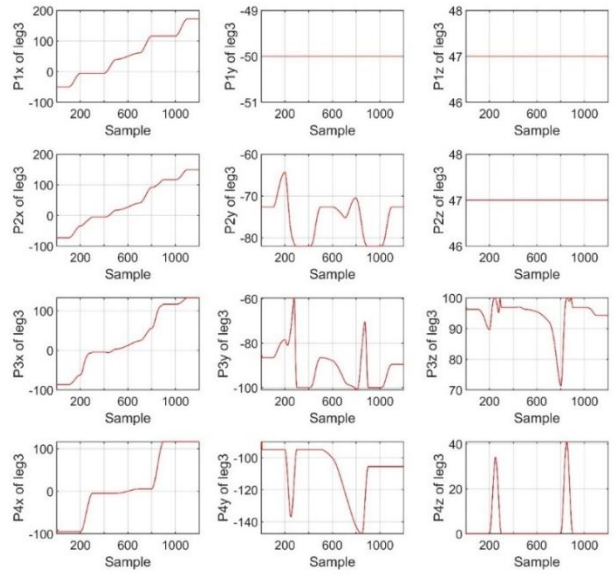
Hình 9b. Dạng đi 3D của B3-SBOT trong chu kỳ bước thứ 2.



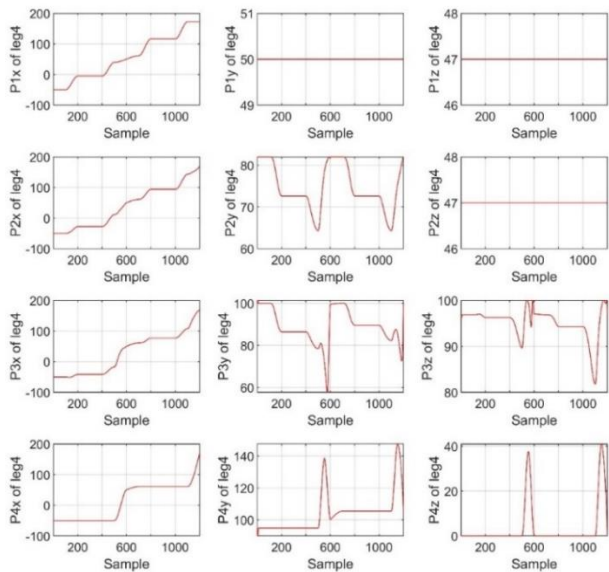
Hình 11. Quỹ đạo vị trí các khớp ở chân 2.



Hình 10. Quỹ đạo vị trí các khớp ở chân 1.



Hình 12. Quỹ đạo vị trí các khớp ở chân 3.



Hình 13. Quỹ đạo vị trí các khớp ở chân 4.

Sử dụng mẫu đi bộ trong hình 8, thực hiện mô phỏng dáng và khảo sát quỹ đạo quỹ đạo ZMP trong 2 chu kỳ bước của B3-SBOT. Hình 9a-b minh họa dáng đi 3D trong hai chu kỳ bước (ký hiệu * màu đỏ là điểm ZMP), hình 10 - 11 - 12 - 13 minh họa quỹ đạo vị trí các khớp ở mỗi chân. Độc giả có thể xem video mô phỏng dáng đi 3D của robot nhện B3-SBOT tại link: <https://youtu.be/RdpAIM7Amy4>

Từ hình 9a-b và video mô phỏng dáng đi (Video mô phỏng dáng đi đề xuất), cho thấy quỹ đạo ZMP luôn nằm trong diện tích vùng chân trụ khi robot nhện B3-SBOT bước đi. Điều này khẳng định giải pháp đề xuất trong bài báo là khả thi.

5. Kết luận

Bài báo đề xuất phương pháp cho việc tạo mẫu dáng đi (WPG) ổn định để robot nhện bước đi thẳng bám theo quỹ đạo ZMP tham chiếu được thiết kế trong hai chu kỳ bước với hai tốc độ khác nhau, lần đầu tiên được áp dụng cho robot nhện kích

thước nhỏ B3-SBOT. Mô hình mạng nơ-rôn tiến hoá hồi quy phi tuyến (NARX+EANN) được thiết kế để nhận dạng các tham số dáng đi của robot nhện và cấp cho bộ tạo mẫu đi bộ (WPG). Bộ tạo mẫu đi bộ (WPG) phụ thuộc vào bốn tham số (chiều dài bước, độ nhấc chân, độ khụy gối, độ sải chân) của robot nhện kích thước nhỏ được thiết kế để tạo ra quỹ đạo cho các góc khớp ở bốn chân của robot nhện, bằng cách dựa vào phân tích dáng đi thực tế của robot nhện. Thuật toán tối ưu Jaya được sử dụng để huấn luyện trọng số của mô hình mạng nơ-rôn tiến hóa (EANN) với hàm mục tiêu là cực tiểu hoá tổng của sai số giữa ZMP thực tế với ZMP tham chiếu trong hai chu bước có hai tốc độ khác nhau. Kết quả mô phỏng, chứng minh bộ tạo mẫu dáng đi (WPG) được đề xuất cho phép B3-SBOT bước đi vững chắc và mạnh mẽ mà không ngã. Trong bài báo này, bộ phát dáng cho robot nhện di chuyển trên địa hình bằng phẳng có thể được nâng cao để cải thiện khả năng thích nghi với địa hình không bằng phẳng dựa trên nền tảng có thể thay đổi các thông số dáng đi trong quá trình di chuyển.

Acknowledgement

We acknowledge Ho Chi Minh City University of Technology (HCMUT), VNU-HCM for supporting this study. This research is funded by Vietnam National Foundation for Science and Technology Development (NAFOSTED) under grant number 107.01-2021.22.

References

- [1] T. J. Stone, D. S. Cook, and B. L. Luk, "Robug III - the design of an eight legged teleoperated walking and climbing robot for disordered hazardous environments", *Mechanical Incorporated Engineer*, 7(2):37–41, 1995.
- [2] F. Pfeiffer, T. Rossmann, N. Bolotnik, F. Chernousko, and G. Kostin, "Simulation and optimization of regular motions of a tube-crawling robot", *Multibody System Dynamics*, 5:159–184, 2001.
- [3] J. Savall, A. Avello, and L. Briones. Two compact robots for remote inspection of hazardous areas in nuclear power plants. *In Proceedings of IEEE International Conference on Robotics and Automation*, pp. 1993–1998, 1999.
- [4] Venkata Naga Tanuja G, " Four-legged Spider Robot to Walk Over and Clean Vertical Glass Surfaces, *International Journal of Scientific Research in Science, Engineering and Technology (IJSRSET)*, Print ISSN: 2395-1990, Online ISSN: 2394-4099, Volume 9, Issue 1, pp.289-297, March-April-2021.
- [5] Y. Oh and J. -H. Kim, "System Design and Implementation of Multi-legged Spider Robots for Landmine Detection in the Demilitarized Zone," *in 2021 18th International Conference on Ubiquitous Robots (UR)*, Gangneung, Korea (South), 2021, pp. 228-234
- [6] Richa Watiasih, Galuh Widia Rohman, Prihatsono, Ahmadi, "Gait Control Applications On Four Legged Robot", *Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, Vol. 6, No 2, December 2021.
- [7] McGhee R and Frank A, "On the stability properties of quadruped creeping gaits", *Mathematical Biosciences*, 3:331–351, 1968.
- [8] Ahmed, "A Novel Navigation Algorithm for Hexagonal Hexapod Robot," *Am. J. Eng. Appl. Sci.*, vol. 3, no. 2, pp. 320–327, 2010.
- [9] U. Asif and J. Iqbal, "On improvement of multi-legged locomotion over difficult terrains using a balance stabilization method," *Int. J. Adv. Robot. Syst.*, vol. 9, pp. 1–13, 2012.
- [10] Ljung L (1999) System identification: theory for the user, 2nd edn. Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey.
- [11] Son, N.N., Anh, H.P.H. & Chau, T.D, "Adaptive neural model optimized by modified differential evolution for identifying 5-DOF robot manipulator dynamic system", *Soft Comput* 22, 979–988, 2018.
- [12] Rao RV. Jaya: A simple and new optimization algorithm for solving constrained and unconstrained optimization problems. *Int J Ind Eng Comput* 2016;7:19–34.
- [13] Qiang Huang, Kazuhito Yokoi, Shuuji Kajita, Kenji Kaneko, Hirohiko Arai, Noriho Koyachi and Kazuo Tanie, "Planning Walking Patterns for a Biped Robot", *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, Vol. 17, No. 3, pp 280-289, 2001.
- [14] C. L. Shih, Y. Z. Li, S. Churng, T. T. Lee and W. A. Gruver, "Trajectory synthesis and physical admissibility for a biped robot during the single-support phase," in *Proceedings., IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Cincinnati, OH, USA, 1990, pp. 1646-1652
- [15] Khomariah, Nuril Esti; Huda, Samsul. Walking Pattern for Quadruped as Observer Robot. *In: Journal of Physics: Conference Series*. IOP Publishing, 2019. p. 012010.

THÔNG TIN DÀNH CHO TÁC GIẢ

TẠP CHÍ ĐO LƯỜNG, ĐIỀU KHIỂN VÀ TỰ ĐỘNG HÓA (tên tiếng Anh **Journal of Measurement, Control and Automation**) là diễn đàn công bố những công trình khoa học có nội dung thuộc mọi lĩnh vực của Đo lường, Điều khiển và Tự động hóa (ĐL-ĐK-TĐH):

1. Điều khiển học: Lý thuyết hệ thống; Lý thuyết điều khiển; Hệ phi tuyến; Các hệ rời rạc, hệ lai; Mô hình hoá và mô phỏng; Điều khiển tối ưu; Nhận dạng hệ thống; Lọc và ước lượng trạng thái; Điều khiển thích nghi và các hệ học; Điều khiển bền vững; Điều khiển thông minh, hệ mờ, hệ chuyên gia, mạng nơ ron, thuật gen; Điều khiển chuyển động; Điều khiển điện tử công suất; Mô hình hoá và điều khiển rô bốt công nghiệp; Điều khiển xe tự hành, rô bốt di động; Điều khiển các hệ sinh học; Điều khiển trên cơ sở thông tin hình ảnh; Điều khiển trên cơ sở ngôn ngữ, tư thế và hành vi; Các hệ điều khiển cỡ micro và nano; Điều khiển các loại máy điện, truyền động và hệ thống năng lượng...

2. Tự động hoá: Giao diện người-máy; Cảm biến cơ cấu chấp hành, I/O thông minh; Hệ thống tự động hoá tích hợp toàn diện; Các hệ SCADA, DCS, CAD/CAM/CIM/CNC; Hệ thống nhúng, công nghệ PLC, PC/104, PXI, IPC; Mô hình hoá và mô phỏng quá trình sản xuất; Điều khiển quá trình công nghệ; Tự động hoá phòng thí nghiệm; Hệ thống đo lường thông minh; Mạng điều khiển; Phần mềm tự động hoá; Vi xử lý, CSoc, SoC, DSP, FPGA, ASIC trong điều khiển; Điện tử công suất; ...

3. Đo lường: Lý thuyết đo lường (phương pháp đo, xử lý số liệu đo, ...); Cảm biến và thiết bị đo (đo các đại lượng điện công nghiệp, tốc độ, nhiệt độ, lưu lượng, mức, đo quang, đo lường tần số vô tuyến và vi sóng, đo lường âm học); Truyền thông công nghiệp; Mạng cảm biến và mạng cảm biến không dây; Đo và giám sát môi trường; Đo và giám sát hệ thống điện; Rơ-le kỹ thuật số; Tương thích điện từ trường, ...

4. Ứng dụng: Hệ thống cơ điện tử; Hệ thống điều khiển giao thông thông minh; Tự động hoá trong công nghiệp tàu thủy; Tự động hoá trong nông nghiệp, lâm nghiệp và thủy sản; Tự động hoá cao ốc, nhà thông minh; Tự động hoá trong hầm mỏ, khai thác khoáng sản và luyện kim; Tự động hoá trong chế tạo máy; Tự động hoá trong công nghiệp nhẹ; Tự động hoá trong lĩnh vực năng lượng, điện năng và năng lượng tái tạo; Ứng dụng điều khiển trong lĩnh vực hàng không vũ trụ; Ứng dụng trong an ninh, quốc phòng; Ứng dụng trong giáo dục và đào tạo; Ứng dụng trong y tế và chăm sóc sức khoẻ cộng đồng; Ứng dụng trong phòng chống thiên tai và xử lý ô nhiễm môi trường; Các ứng dụng khác,...

Kể từ tháng 9 năm 2024, Tạp chí xuất bản 1 năm 4 số vào các tháng 3, 6, 9 và tháng 12 trong năm, nội dung có thể gồm bốn mục:

1. Mục **CÔNG TRÌNH KHOA HỌC** là mục chính, gồm những bài báo giới thiệu các kết quả nghiên cứu mới và chưa được công bố tại các diễn đàn khoa học khác. Dung lượng bài báo cần hạn chế (với mức phí cơ sở) là 8 trang trở xuống. Kể từ trang thứ 9 mức phí sẽ cao hơn.
2. Mục **THÔNG BÁO KHOA HỌC** nhằm tạo điều kiện để các nhà khoa học thông báo cô đọng, ngắn gọn về các hướng, hoặc về các kết quả nghiên cứu. Dung lượng hạn chế không quá 2 trang (với mức phí cơ sở).
3. Mục **TRAO ĐỔI KHOA HỌC** nhằm tạo điều kiện để các nhà khoa học trao đổi theo hình thức người đọc chất vấn – tác giả trả lời về các vấn đề khoa học nảy sinh xung quanh bài báo đã đăng. Bài đăng tại mục này có nội dung không vượt quá 1 trang.
4. Mục **CÔNG TRÌNH TỔNG QUAN** giới thiệu các bài viết tổng quan về một lĩnh vực cụ thể theo đặt hàng của Ban Biên tập khi có nhu cầu.

Nộp bản thảo

Chuyên san ĐL-ĐK-TĐH chỉ nhận bản mềm của bản thảo bài báo (**CÔNG TRÌNH KHOA HỌC, THÔNG BÁO KHOA HỌC, TRAO ĐỔI KHOA HỌC**) dưới dạng Word (.docx) hoặc PDF (nếu soạn bằng LaTeX). Vui lòng đọc kỹ và tuân thủ các quy định được trình bày trong nội dung file template của Tạp chí. Tạp chí chỉ nhận bản thảo nộp trực tuyến qua trang web <https://mca-journal.org>. Các tác giả cần đăng ký tài khoản (miễn phí) để có thể nộp bài.

Bản quyền

Bản thảo phải là bản gốc, có nội dung trước đây chưa được công bố, và không đồng thời đang được xem xét để xuất bản ở nơi khác. Nếu bản thảo có nhiều đồng tác giả, các tác giả có trách nhiệm đạt được thỏa thuận các bên cùng đồng ý đăng, đó không phải trách nhiệm của Chuyên san. Nếu bản thảo có sử dụng các đồ thị, bảng biểu, hình ảnh, đoạn văn hay công thức từ các tài liệu khác đã công bố trước đây, các tác giả cần thay đổi và/hoặc trích dẫn phù hợp hoặc tự chịu trách nhiệm xin phép bằng văn bản để được phép sử dụng các tài liệu đó trong bản thảo của mình.

Phí đăng bài

Mức phí cơ sở của các bài viết từ 8 trang trở xuống là 2.000.000VNĐ/1bài. Nếu bài viết dài hơn 8 trang, mức phí kể từ trang thứ 9 trở đi là 200.000VNĐ/1 trang. Tuy nhiên, bài viết không được phép dài quá 15 trang (trừ những trường hợp đặc biệt. Ví dụ: các bài thuộc mục “CÔNG TRÌNH TỔNG QUAN” do Ban Biên tập đặt hàng). Đối với bài viết của sinh viên, mức phí được giảm 50%.

Thắc mắc

Mọi thắc mắc, hay câu hỏi liên quan tới công trình đăng có thể gửi trực tiếp tới Ban Biên tập qua email: editor@mca-journal.org hoặc GS.TS. Nguyễn Doãn Phước, Trường Điện – Điện tử, Đại học Bách khoa Hà Nội, số 1 đường Đại Cồ Việt, quận Hai Bà Trưng, Hà Nội. Email: phuoc.nguyendoan@hust.edu.vn; PGS. TS. Trần Trọng Minh. Email: minh.trantrong@hust.edu.vn

EDITORIAL BOARDS

Editor-in-Chief

Prof. Dr. Nguyen Doan Phuoc

School of Electrical and Electronic Engineering, Hanoi University of Science and Technology, Vietnam

Deputy Editor-in-Chief

Assoc. Prof. Dr. Tran Trong Minh

School of Electrical and Electronic Engineering, Hanoi University of Science and Technology, Vietnam

Assoc. Prof. Dr. Le Minh Thuy

Sensor Lab, Hanoi University of Science and Technology, Vietnam

Editorial Board

Prof. Dr. Sc. Nguyen Xuan Quynh

National Council for Science and Technology Policy, Vietnam

Prof. Dr. Ing.- habil. Nguyen Phung Quang

Institute of Automation and Control Technology, Hanoi University of Science and Technology, Vietnam

Assoc. Prof. Dr. Thai Quang Vinh

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

Prof. Dr. Sc. Ho Duc Loc

Faculty of Information Technology, Ho Chi Minh City University of Technology, Vietnam

Assoc. Prof. Dr. Ta Cao Minh

Department of Electrical and Computer Engineering, University of Sherbrooke, Canada

Assoc. Prof. Dr. Le Hoai Quoc

Vietnam Automation Association, Vietnam

Prof. Dr. Le Kim Hung

Faculty of Electrical Engineering, Da Nang University of Science and Technology, Vietnam

Prof. Dr. Ho Pham Huy Anh

Faculty of Electrical and Electronic Engineering, Ho Chi Minh City University of Technology, Viet Nam

Assoc. Prof. Dr. Nguyen Van Nho

Faculty of Electrical and Electronic Engineering, Ho Chi Minh City University of Technology, Viet Nam

Prof. Dr. Sc. Nguyen Cong Dinh

Le Quy Don Technical University, Vietnam

Prof. Dr. Le Hung Lan

Faculty of Electrical and Electronic Engineering, University of Transport and Communications, Vietnam

Assoc. Prof. Dr. Nguyen Quang Dich

Institute of Automation and Control Technology, Hanoi University of Science and Technology, Vietnam

Assoc. Prof. Dr. Nguyen Chi Ngon

College of Engineering, Can Tho University, Vietnam

Assoc. Prof. Dr. Tran Anh Dung

Vietnam Maritime University, Vietnam

Assoc. Prof. Dr. Nghiem Xuan Truong

Department of Electrical and Computer Engineering, University of Central Florida, USA

Assoc. Prof. Dr. Do Duc Ton

Department of Robotics, Nazarbayev University, Kazakhstan.

Prof. Dr. Tran Duc Tan

Faculty of Electrical and Electronic Engineering, Phenikaa University, Vietnam

Assoc. Prof. Dr. Dang Quoc Vuong

High-performance Electric Machines Lab, Hanoi University of Science and Technology, Vietnam

Editorial Board (continue)

Assoc. Prof. Dr. Hung La

Advanced Robotics and Automation (ARA) Lab, Department of Computer Science and Engineering, University of Nevada, USA

Dr. Nguyen Binh Minh

Department of Advanced Energy, The University of Tokyo, Japan.

Dr. Quan Nguyen

Aerospace and Mechanical Engineering, University of California, USA

Assoc. Prof. Dr. Vu Hoang Phuong

Power Electronic Converters Lab, Hanoi University of Science and Technology, Vietnam

Dr. Vo Duy Thanh

Control Technique and Innovation (CTI) Laboratory for Electric Vehicles, Hanoi University of Science and Technology, Vietnam

Assoc. Prof. Dr. Trinh Trong Chuong

Faculty of Electrical Engineering, Hanoi University of Industry, Vietnam

Assoc. Prof. Dr. Duong Minh Duc

Motion control and applied robotics Laboratory, Hanoi University of Science and Technology, Vietnam

Assoc. Prof. Dr. Truong Xuan Tung

Le Quy Don Technical University, Vietnam

Assoc. Prof. Dr. Hoang Van Xiem

Faculty of Electronics and Telecommunications, VNU University of Engineering and Technology, Vietnam

Dr. Do Duc Tri

Faculty of Electrical and Electronics Engineering, Ho Chi Minh City University of Technology and Education, Vietnam

Assoc. Prof. Dr. Nguyen Duc Tuyen

Power Grid and Renewable Energy Lab, Hanoi University of Science and Technology, Vietnam

Assoc. Prof. Dr. Do Trung Hai

Thainguyen University of Technology, Vietnam

Assoc. Prof. Dr. Nguyen Hoai Nam

Multi-Agent System Control Lab, Hanoi University of Science and Technology

Managing Editors

Dr. Dao Quy Thinh

School of Electrical and Electronic Engineering, Hanoi University of Science and Technology, Vietnam

Email: thinh.daoquy@hust.edu.vn

Mobile: + 84 977 272 725

Assoc. Prof. Dr. Nguyen Tung Lam

Motion control and applied robotics Laboratory, Hanoi University of Science and Technology, Vietnam

Email: lam.nguyentung@hust.edu.vn

Mobile: + 84 989 998 384

RESPONSIBLE FOR PUBLICATION

Tran Thi Giang, Vietnam Automation Association, Vietnam

Pham Tuan Anh, Vietnam Automation Association, Vietnam

Journal office

Room 406 – C1B Building, Hanoi University of Science and Technology

No. 1, Dai Co Viet road, Hai Ba Trung district, Hanoi, Vietnam

Tel.: +84-24-35665327 Fax: +84-24-35665327

Email: editor@mca-journal.org